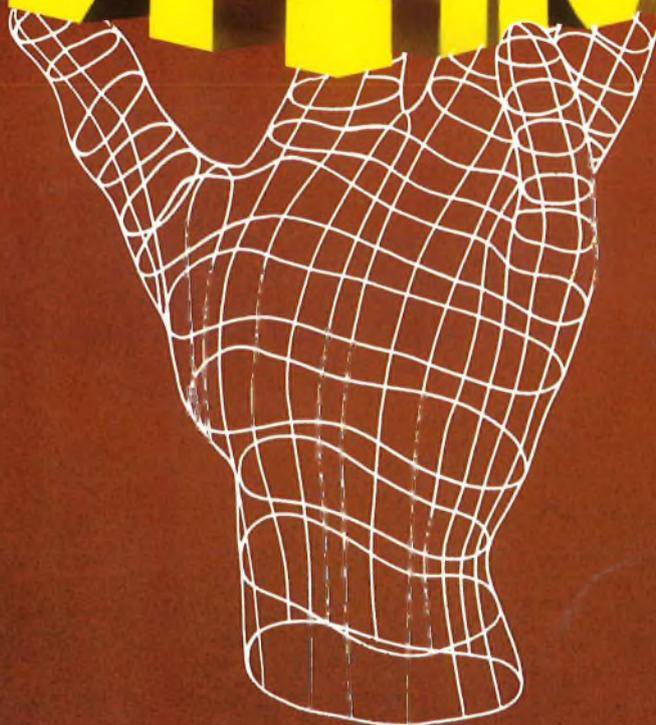


HOBBYTRONIC



**NOUVEAU MENSUEL
D'APPLICATIONS
ELECTRONIQUES**

N°17 - JUIN 1992 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHEQUE



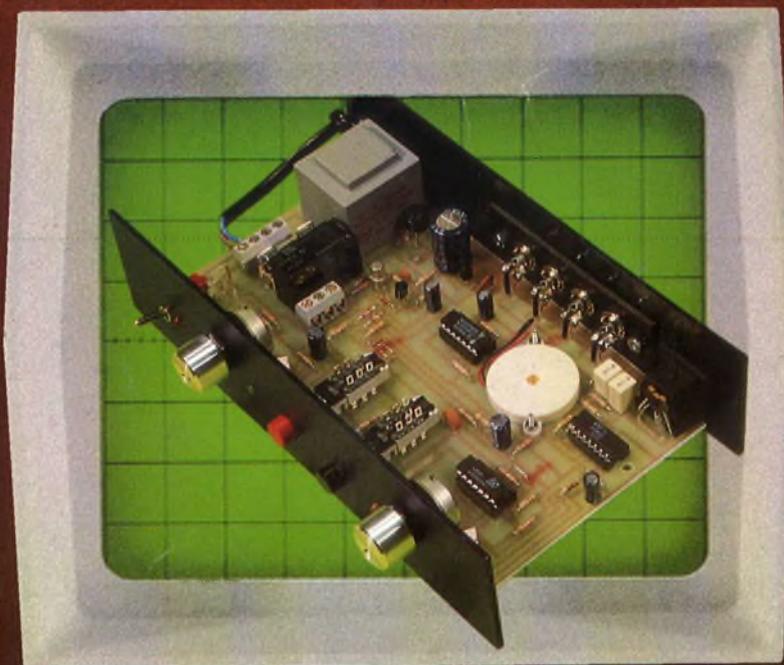
VIDEO



LUMIERE



EMISSION
RECEPTION



VOITURE-MOTO



MESURE

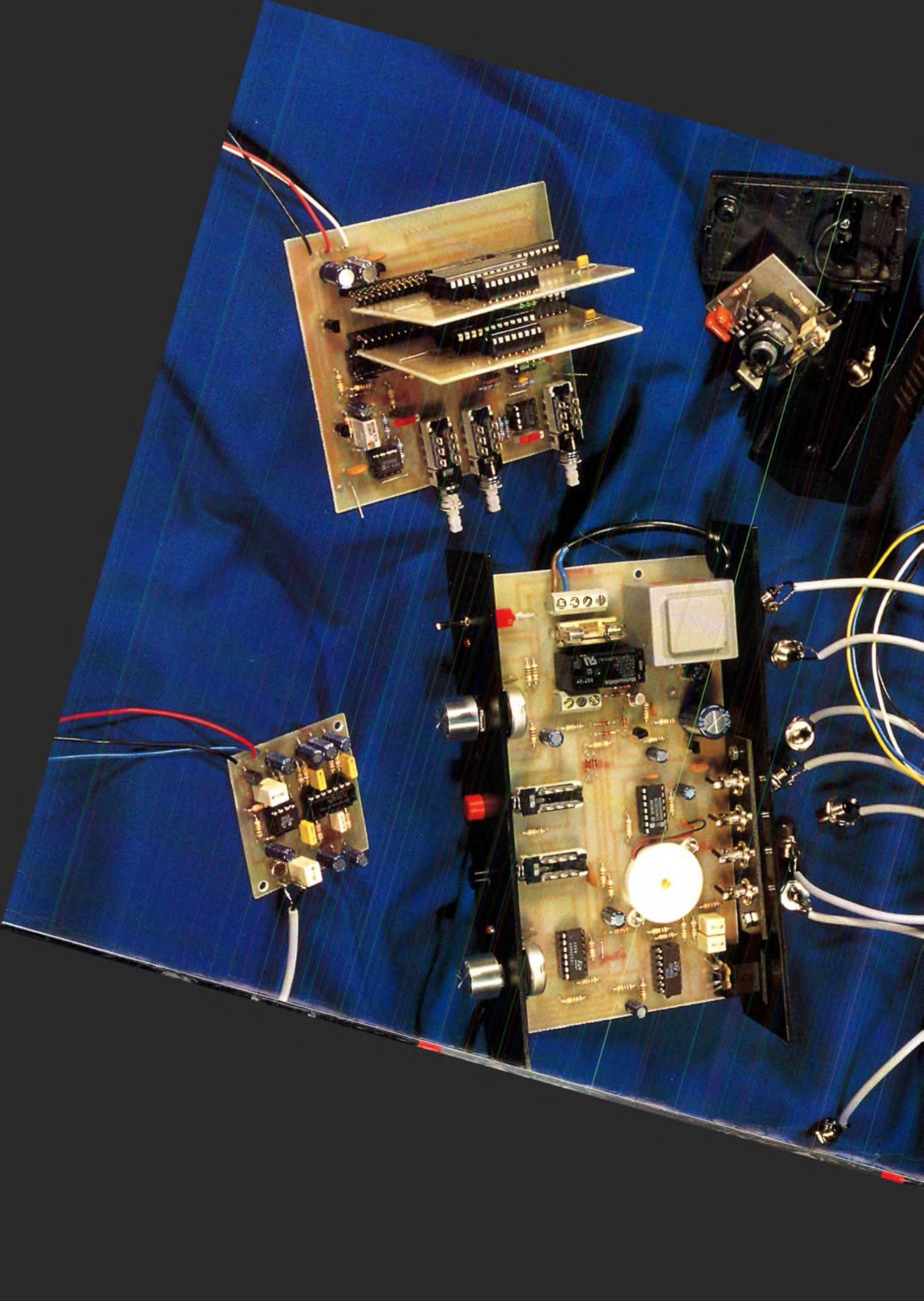


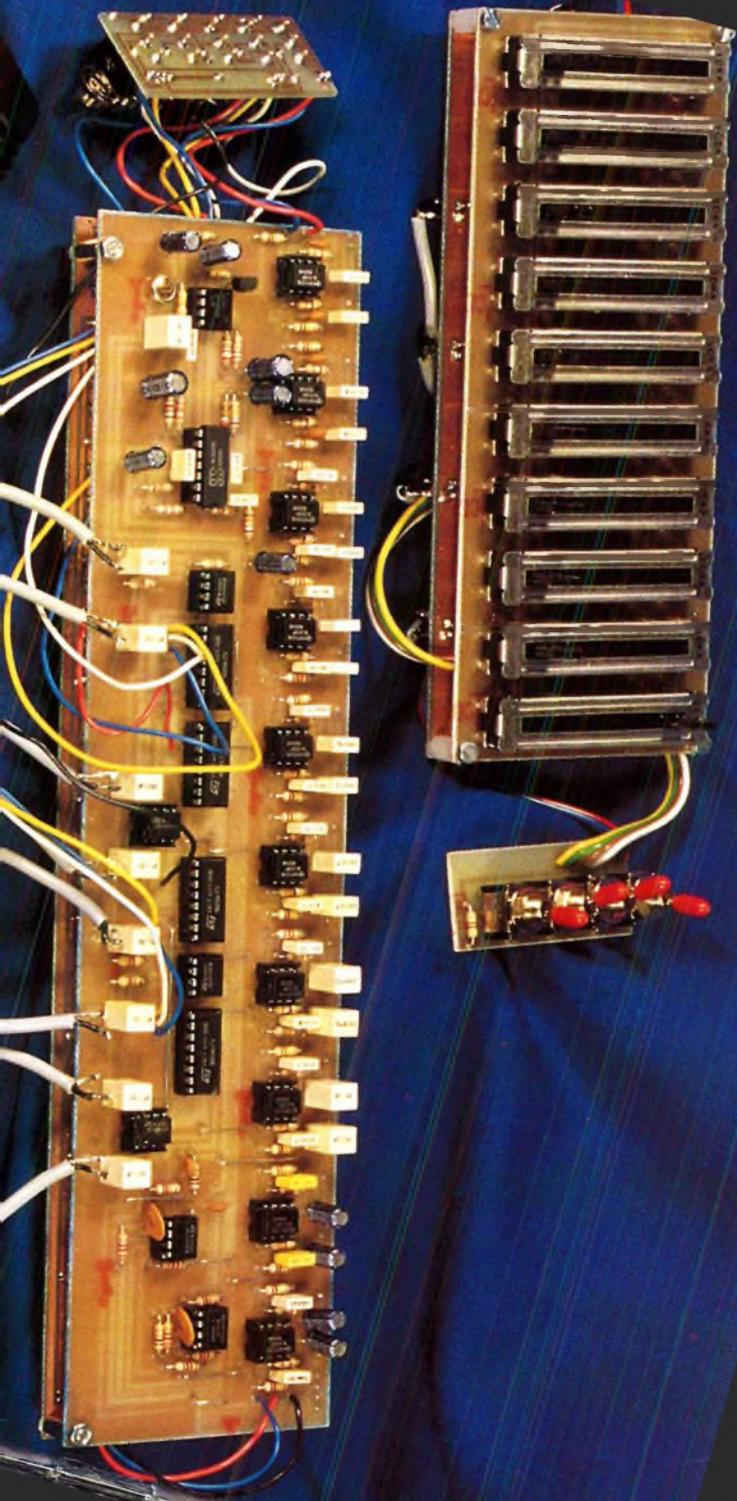
SONORISATION

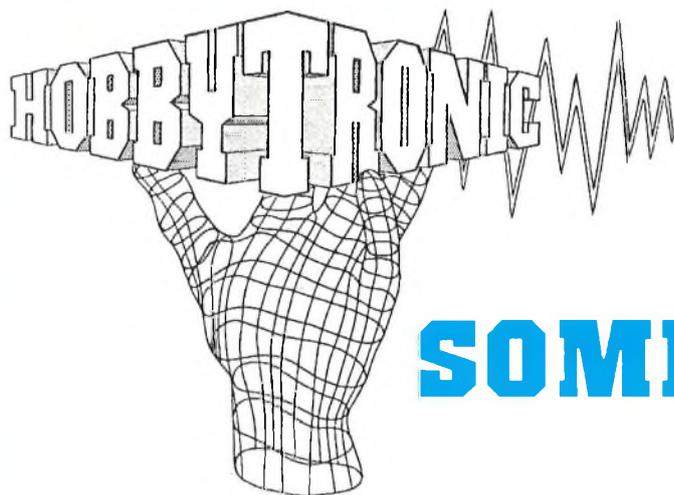


M 4443 - 17 - 15.00 F









SOMMAIRE

NOS FICHES TECHNIQUES

L'ABC DE A à Z de l'A-D/D-A

De A vers D : l'ADC804	2
De D vers A : le DAC800	12



NOS REALISATIONS PRATIQUES

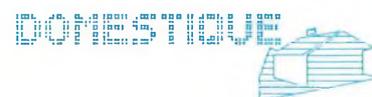
Un montage qui paraît simple au premier abord et pourtant : Un gradateur 220V	16
--	----



Enregistrement automatique : pouce ! Un auto-stoppeur K7	20
---	----



Programmeur journalier - chronomètre les "plus" que sollicitent vos courriers	26
--	----



Les indispensables pour graver vos courbes de réponse :	
- Unité d'égalisation monophonique	29
- Générateur de bruit rose	34
- Ensemble complet stéréophonique et bruit	37



Mise en pratique des conversions A-D/D-A Un détecteur - mémorisateur de mini/maxi	41
--	----



Sommaire permanent	47
Pour vous abonner, rendez-vous en page	48

ADC0801 (à ADC0805) convertisseur analogique/numérique 8bits.

Grâce à leur puissance de calcul, les ordinateurs servent de plus en plus à modéliser le monde qui nous entoure mais celui-ci ne leur est pas familier. Il faut le traduire en langage binaire.

Cela est possible car la réalité peut être découpée en tranches sans pour autant nuire à sa compréhension (il suffit de le faire rapidement), les exemples quotidiens sont nombreux: notre éclairage électrique qui s'éteint 50 fois par seconde sans pour autant nuire à la qualité de notre vision, le découpage à 50 demi-images par seconde de la réalité retransmise dans les postes de télévision, le découpage des communications téléphoniques de manière à passer un grand nombre d'informations sur un fil etc, etc...

Les convertisseurs analogique/numérique tiennent le rôle majeur dans cette affaire et pour cette raison nous vous en présentons un échantillon, modeste certes, mais possédant des caractéristiques très intéressantes.

Caractéristiques

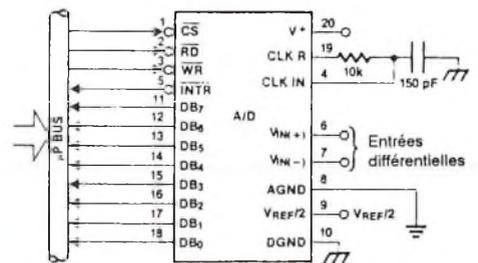
- Compatible avec les microprocesseurs de la famille 8080 (besoin d'aucune interface logique) temps d'accès: 135ns.
- Facile à raccorder à tous les microprocesseurs, il peut néanmoins travailler de manière autonome.
 - Entrées analogiques différentielles.
 - Entrées et sorties compatibles avec les niveaux logiques MOS et TTL.
- Travaille avec une tension de référence de 2,5V (LM336).
- Horloge interne.
- Plage de tension analogique d'entrée comprise entre 0 et 5V boîtier alimenté sous une simple tension de 5V.

- Le réglage du 0 n'est pas indispensable.
- Existe en boîtier standard de 20 broches.
- Existe en boîtier miniature à 20 broches.
- Résolution 8 bits.
- Erreur absolue $\pm 1/4\text{LSB}$, $\pm 1/2\text{LSB}$, $\pm 1\text{LSB}$, suivant le type.
- Temps de conversion 100 μs .

Présentation

La famille des circuits ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 et ADC0805 est constituée de convertisseurs (8 bits) analogique/numérique de technologie

CMOS travaillant par approximations successives.



Ils sont conçus de manière à s'intégrer directement à l'architecture des microprocesseurs de la famille 8080A. Ils peuvent se loger dans l'espace mémoire disponible ou dans l'espace des ports d'entrées sorties et n'ont besoin d'aucun matériel supplémentaire.

Ils sont dotés d'entrées différentielles analogiques permettant de supprimer le mode commun et de s'affranchir du décalage en tension sur les entrées.

De plus la référence de tension peut être réglée, permettant de modifier le pas d'échantillon et donc de convertir des signaux analogiques de dynamique différente.

Informations sur les références existantes

Référence	Erreur	Gamme de température
ADC0801LJ	$\pm 1/4$ bit à pleine échelle	-55°C à +125°C
ADC0801LCN	$\pm 1/4$ bit à pleine échelle	-40°C à +85°C
ADC0802LJ	$\pm 1/2$ bit à pleine échelle	-55°C à +125°C
ADC0802LCN	$\pm 1/2$ bit à pleine échelle	-40°C à +85°C
ADC0802LCV	$\pm 1/2$ bit à pleine échelle	0°C à +70°C
ADC0803LCN	$\pm 1/2$ bit à pleine échelle	-40°C à +85°C
ADC0803LCV	$\pm 1/2$ bit à pleine échelle	0°C à +70°C
ADC0804LCJ	± 1 bit à pleine échelle	-40°C à +85°C
ADC0804LCN	± 1 bit à pleine échelle	0°C à +70°C
ADC0805LCN	± 1 bit à pleine échelle	-40°C à +85°C



Caractéristiques maximales d'utilisation

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Tension d'alimentation				6,5	V
TENSION					
Entrées logiques		-0,3		18	V
Toutes les autres entrées et sorties		-0,3		VCC + 0,3	V
TEMPERATURE DE SOUDAGE					
Boîtier plastique, temps de chauffe 10s				260	°C
Boîtier céramique, temps de chauffe 10s				300	°C
Température de stockage		-60		150	°C
Dissipation en puissance	TA = 25°C			875	mW
Décharge d'électricité statique				800	V

Caractéristiques électriques

VCC = 5V, Tmin < TA < Tmax, Fclk = 640 kHz

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Résistance d'entrée de Vref/2 patte 9	sauf ADC0804	2,5	8,0		kΩ
Idem pour ADC0804		0,75	1,1		kΩ
Gamme de tension analogique d'entrée, V+ ou V-	masse - 0,05			VCC + 0,05	V
Erreur de mode commun			±1/16	±1/8	bit
Sensibilité aux variations de tension d'alimentation (±10%)			±1/16	±1/8	bit

Caractéristiques dynamiques

VCC = 5V, TA = 25°C

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
TC, Temps de conversion	Fclk = 640 kHz	103		114	μs
Fclk Fréquence d'horloge		100	640	1460	kHz
Rapport cyclique		40		60	%
CR Taux de conversion en mode autonome	INTR relié à WR	8770		9708	conv/s
tw(wr), Durée d'impulsion de départ		100			ns
tacc, Temps d'accès des données en sortie	CI = 100pF		135	200	ns
t1h, t0h, temps nécessaire aux sorties pour passer en mode 3 états			125	200	ns
twi, tri, temps nécessaire pour stabiliser WR et RD après une remise à zéro			300	450	ns
Cin, Capacité interne sur les entrées logiques			5	7,5	pF
Cout, Capacité interne sur les sorties 3 états			5	7,5	pF
ENTREES LOGIQUES (sauf CLKin)					
Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Vin(1), tension d'entrée état 1	VCC = 5,25V	2,0		15	V
Vin(0), tension d'entrée état 0	VCC = 4,75V			0,8	V
Iin(1), courant d'entrée état 1	Vin = 5V		0,005	1	μA
Iin(0), courant d'entrée état 0	Vin = 0V	-1	-0,005		μA
HORLOGE: CLKin et CLKR					
Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Vt+, tension de basculement supérieure		2,7	3,1	3,5	V
Vt-, tension de basculement inférieure		1,5	1,8	2,1	V
Vh, tension d'hystérésis, (Vt+) - (Vt-)		0,6	1,3	2,0	V
Vout(0), tension état bas sur CLKR	I0 = 360μA, VCC = 4,75V			0,4	V
Vout(1), tension état haut sur CLKR	I0 = -360μA, VCC = 4,75V 2,4				V
SORTIES DE DONNEES ET INTR					
Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	Unité
Vout(0), tension état bas (sauf INTR)	Iout = 1,6mA, VCC = 4,75V			0,4	V
Vout(0), tension état bas pour INTR	Iout = 1,0mA, VCC = 4,75V			0,4	V
Vout(1), tension état haut	I0 = -360μA, VCC = 4,75V 2,4				V
Vout(1), tension état haut	I0 = -10μA, VCC = 4,75V 4,5				V
Iout, courant de fuite de sortie	Vout = 0V	-3			μA
Iout, courant de fuite de sortie	Vout = 5V			3	μA
Isource	Vout branchée à la masse, TA = 25°C		4,5	6	mA
Isink	Vout branchée à VCC, TA = 25°C		9,0	16	mA
ALIMENTATION					
IICC, courant d'alimentation, ADC0801/02/03/04LCJ/05			1,1	1,8	mA
ICC, courant d'alimentation, ADC0804LCN/LCV/LCWM			1,9	2,5	mA

Remarque: - une diode zener interne existe, entre le VCC et la masse et elle a une tension de seuil typique de 7V.

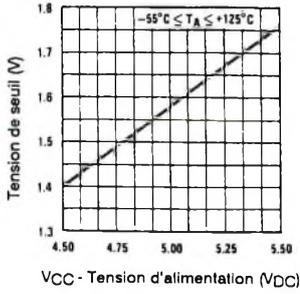
- La patte VREF/2 est reliée au point de jonction de deux résistances cablées entre VCC et la masse. Chaque résistance a pour valeur 16kΩ, sauf pour les circuits référencés ADC0804 et ADC0804LCJ qui ont des résistances de 2,2kΩ.

- Toutes les tensions sont mesurées par rapport à la masse, sauf indication contraire.

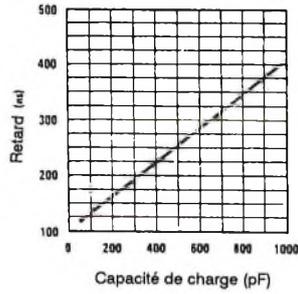


Courbes caractéristiques

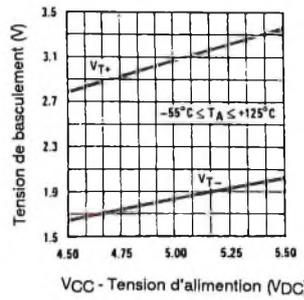
Tension de seuil des entrées logiques fct. de la tension d'alim.



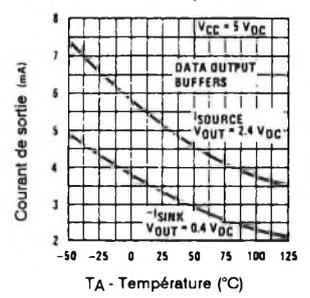
Retard entre RD et les données en fct. de la capacité de charge



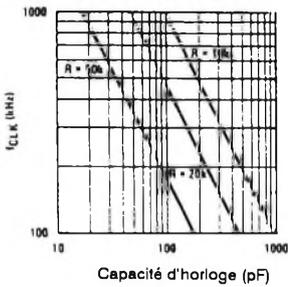
Tension de basculement de CLK in en fct. de la tension d'alimentation



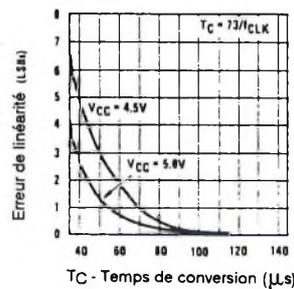
Courant de sortie fct. de la température



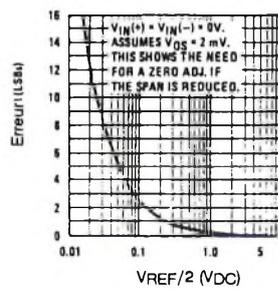
Folk fct. de la capacité d'horloge



Erreur de fct. du temps de conversion



Erreur de décalage en fct. de Vref/2



Courant d'alimentation fct. de la température

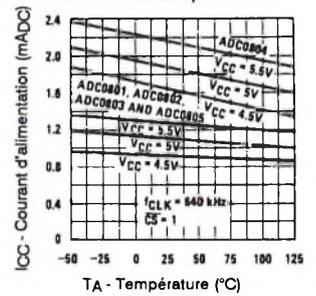
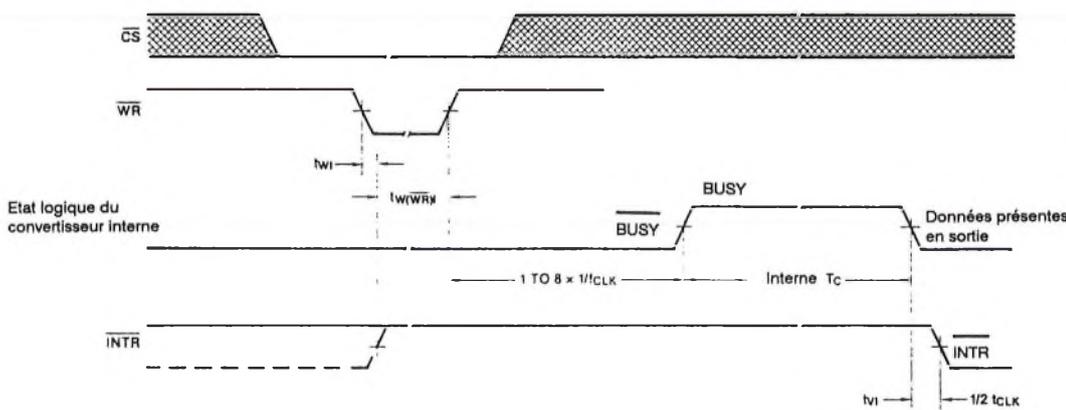
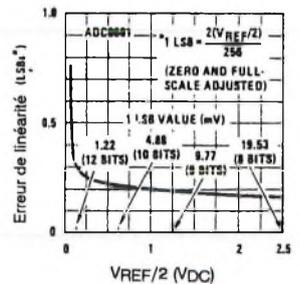


Diagramme des temps

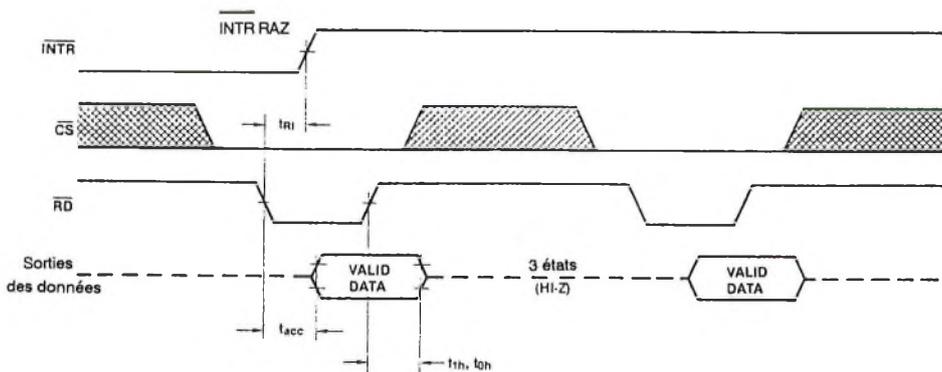
Début de conversion



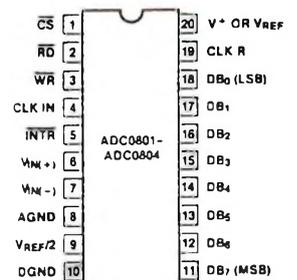
Erreur de linéarité fct. de Vref/2



Validation des sorties et RAZ INTR



Brochage



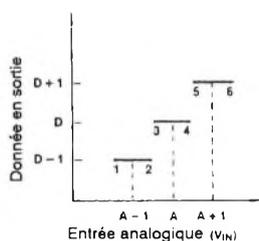
Vue de dessus

Remarque : Toutes les durées sont mesurées sur les fronts (moitié de la tension)

Erreur et conversion

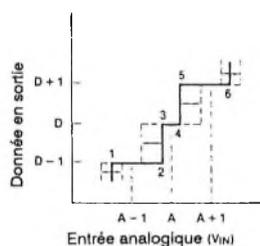
La figure (a) présente une caractéristique de transfert, idéale (courbe en escalier). L'échelle horizontale est calibrée en fonction de la tension d'entrée analogique et les points particuliers mentionnés sont des multiples du pas (19,53mV lorsqu'une tension de 2,5V est

Fonction de transfert



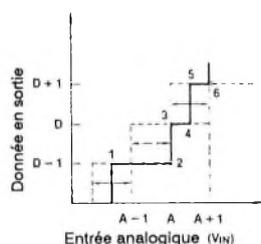
a) Précision = ± 0 LSB

Fonction de transfert



b) Précision = $\pm 1/4$ LSB

Fonction de transfert



c) Précision = $\pm 1/2$ LSB

appliquée sur la patte $V_{REF/2}$). Les codes numériques qui correspondent à ces entrées, sont désignés par D-1, D et D+1. Pour le convertisseur théorique de la figure (a), on observe d'une part que chaque valeur analogique d'entrée (A-1, A, A+1,), multiple du pas, donne le bon code numérique en sortie et d'autre part que la transition (passage d'une marche à l'autre) se produit à $\pm 1/2$ pas. Les transitions sont idéales. Chaque palier (suite de valeurs analogiques d'entrée donnant le même code numérique) a toujours un pas de large.

La figure (b) nous montre de plus mauvaises courbes qui proviennent d'un convertisseur ADC0801. Il est garanti sur ce type de convertisseur que d'une part, le code numérique de sortie est correct pour chaque valeur analogique d'entrée multiple du pas et d'autre part, que chaque

transition ne peut pas se produire avec un décalage supérieur à $\pm 1/4$ de pas par rapport à la valeur idéale. En d'autres termes, si nous appliquons une tension analogique égale à la valeur idéale de transition (centrée sur la valeur d'un pas) $\pm 1/4$ de pas, nous garantissons que le code produit en sortie est correct. Le décalage maximal de la transition est indiqué par une flèche horizontale et il est garanti qu'il ne peut pas être supérieur à

analogique/numérique. Par exemple, l'erreur au point 1 de la figure (a) est de $1/2$ pas, car le code numérique apparaît en avance de $1/2$ pas par rapport à la valeur au centre de la marche. La courbe d'erreur est toujours en forme de dents de scie, elle est constituée de fronts raides, toujours égaux à un pas, pour chaque changement de code et de rampes linéaires de pente négative.

Description interne

La série ADC0801 à ADC0805, contient un circuit équivalent à un réseau de 256 résistances. Des interrupteurs analogiques internes sont pilotés lors des approximations successives, de manière à égaler la tension d'entrée différentielle. Le bit le plus significatif est testé en premier et après 8 comparaisons (64 coups d'horloge) un code binaire sur 8 bits (1111 1111 = pleine échelle) est positionné sur les sorties. Puis, la sortie interruption est validée (INTR passe de l'état logique haut à l'état bas). Une conversion en cours peut être interrompue en redémarrant le système à l'aide d'une impulsion de départ. Le convertisseur peut travailler en mode autonome, pour cela il faut connecter INTR à l'entrée WR, CS sera à l'état bas. Dans ces conditions, pour démarrer la première conversion il faut appliquer sur WR un état bas durant le premier cycle de conversion.

Lors du passage de l'état haut à l'état bas du signal sur la broche WR, le registre à approximation successive et le registre 8 bits sont initialisés. Tant que les entrées WR et CS restent à l'état bas le convertisseur reste en mode initialisation. La conversion démarrera une à huit périodes d'horloge après que l'une de ces entrées soit passée à l'état haut.

Le diagramme interne du circuit est donné page suivante. Toutes les sorties et la plupart des pattes de contrôle sont mentionnées.

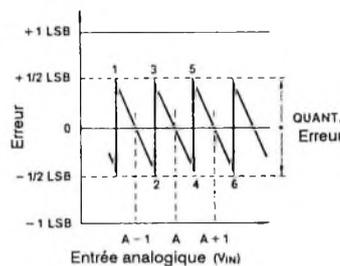
Le convertisseur est démarré lorsque CS et WR se trouvent simultanément à l'état bas. Cela met à 1 la sortie de la bascule d'entrée, provoquant les remises à 0 du registre 8 bits et de la bascule INTR. L'entrée de la bascule DFF1 (servant à démarrer le registre 8 bits) est à 1. Au coup d'horloge suivant ce 1 logique se retrouve sur la sortie de la bascule DFF1 et donc sur l'entrée de la porte AND, G1. Un coup d'horloge plus tard, la porte G1 fournit une impulsion de remise à 0 sur la bascule d'entrée. Si le signal S n'est plus présent (l'une des entrées WR ou CS est retournée à l'état 1), alors la sortie de la bascule d'entrée passe à l'état 0 ce qui provoque au

$1/2$ pas.

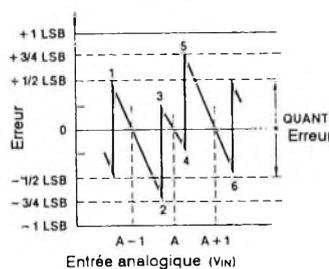
La figure (c) nous présente les mêmes courbes mais effectuées sur un ADC0802, produit un peu moins performant que le précédent. Il est quand même garanti sur ce dernier que le code fourni est correct si la tension d'entrée est égale au multiple d'un pas (A-1, A, A+1, ...).

En vis à vis avec les fonctions de transferts, sont tracées les courbes d'erreur fonction de l'entrée analogique. De nombreux utilisateurs préfèrent celles-ci aux fonctions de transfert. Pour relever ces courbes, on se sert d'un générateur de rampe linéaire ou d'un convertisseur numérique/analogique de très haute qualité délivrant un signal en forme de marches d'escalier. Notons que l'erreur varie continuellement et comprend l'erreur de quantification causée par la conversion

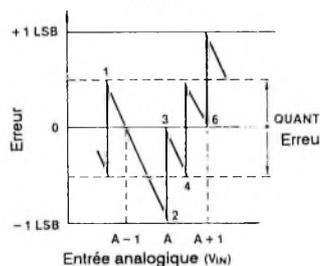
Erreur



Erreur

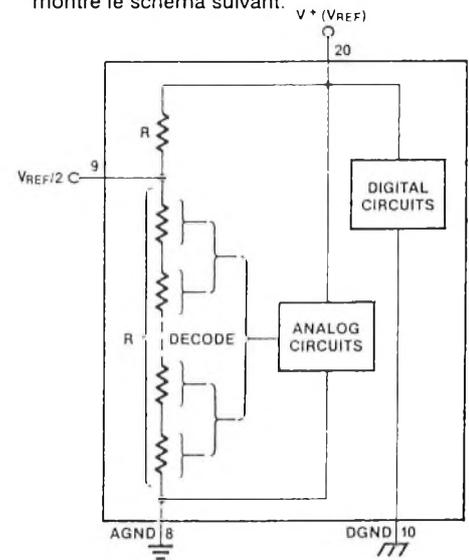


Erreur



Réglage de l'amplitude

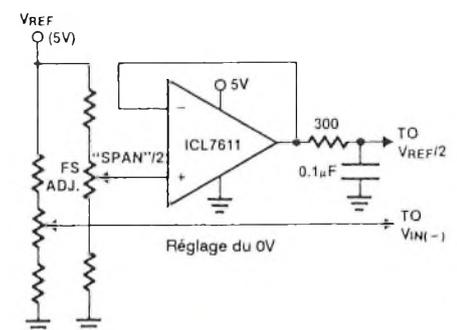
Pour leurs permettre d'être utilisés dans un grand nombre d'applications, ces convertisseurs peuvent fonctionner avec une tension de référence de 5V, 2,5V ou une tension ajustable. Cela est réalisé dans la conception interne du boîtier, comme le montre le schéma suivant.



Structure interne de Vref

Remarquons que la tension de référence à l'intérieur du circuit est égale soit à la moitié de la tension d'alimentation présente sur la patte 20, soit à la tension raccordée sur la patte VREF/2 (9).

L'utilisation d'une tension de référence ajustable permet d'adapter le circuit à une tension d'entrée d'amplitude réduite. Par exemple, si la tension d'entrée varie de 0,5V à 3,5V, au lieu de 0V à 5V, l'amplitude est de 3V. Pour coder cette tension, il faut appliquer 0,5V à la patte VIN(-) de manière à compenser la tension de décalage par rapport au 0V. La tension de référence VREF/2 doit être égale à la moitié de l'amplitude, c'est à dire 1,5V. Le convertisseur, maintenant, est capable de coder le signal analogique présent sur l'entrée VIN(+) (signal variant de 0,5V à 3,5V). La tension de 0,5V correspond au code zéro et la tension de 3,5V correspond au code de pleine échelle (1111 1111). Le circuit permettant de réaliser l'adaptation est présenté ci-dessous.



mode commun que l'on peut se permettre?

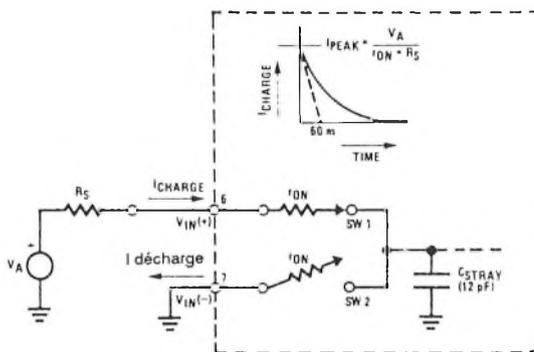
On extrait Vp de la formule vue précédemment et l'on obtient Vp = 1,9V

En règle générale, la tension de mode commun, présente sur les signaux analogique d'entrée, est nettement plus faible.

Une tension analogique d'entrée possédant une amplitude réduite et une tension de décalage importante, peut donc être convertie facilement en utilisant l'entrée différentielle (voir aussi le paragraphe sur la tension de référence).

Courant d'entrée

Un déplacement de charges électriques est provoqué, sur les entrées analogiques, par le fonctionnement des interrupteurs internes qui chargent et déchargent une capacité parasite (12 pF) située à l'intérieur du boîtier (voir figure).



$$r_{on} \text{ de SW 1 et SW 2} = 5 \text{ k}\Omega$$

$$t = t_{ON} C_{STRAY} = 5 \text{ k}\Omega \cdot 12 \text{ pF} = 60 \text{ ns}$$

Impédance d'entrée

Le courant ainsi créé, entre sur Vin+ et sort par Vin-. Il dépend aussi, évidemment, de la valeur de tension différentielle présente à l'entrée. Ce courant apparait au moment des transitions et donc ne provoque pas d'erreur au niveau du comparateur d'entrée car celui-ci ne travaille pas durant les transitions.

Attention. si la tension appliquée sur les entrées dépasse la tension courante d'alimentation plus 50mV, un courant important peut se propager à travers les diodes parasites existantes entre les entrées analogiques et la broche d'alimentation. Si ce courant risque de dépasser 1mA il est conseillé de monter une diode (1N914) en protection.

Capacité de découplage

Des capacités de découplage sur les entrées provoquent l'apparition d'un courant continu traversant les résistances internes des générateurs d'entrée. Ce phénomène est néfaste pour une

conversion continue avec la tension d'entrée Vin(+) à pleine échelle. Pour une conversion continue avec une fréquence d'horloge de 640kHz et une tension d'entrée Vin(+) de 5V, ce courant est à son maximum et vaut approximativement 5µA. Donc, des capacités de découplage ne doivent pas être utilisées sur les entrées analogiques ou sur l'entrée VREF/2 lorsque la résistance de source est élevée (> 1kΩ). Si des capacités sont nécessaires pour limiter le bruit et qu'une source de grande résistance interne est prévue pour diminuer le coté capacitif, l'effet pernicieux sur la tension peut être éliminé en procédant au réglage de pleine échelle. Il est possible de corriger ce problème car la valeur moyenne du courant d'entrée est une fonction linéaire de la tension différentielle d'entrée.

Résistance de source

Une variation importante de la résistance de source ne provoque aucune erreur en sortie (si aucune capacité de découplage est employée). Si un filtre passe-bas doit être utilisé, il faut impérativement que la résistance de source reste inférieure à 1kΩ, si ce n'est pas le cas il faut employer un filtre actif à amplificateur opérationnel.

Pour une résistance de source inférieure à 1kΩ, on peut utiliser un condensateur de 100nF sur les entrées pour réduire le bruit causé par des connections trop longues. Si la tension de source est délivrée par un amplificateur opérationnel, il faut incorporer une résistance de 100Ω entre celui-ci et la capacité de 100nF.

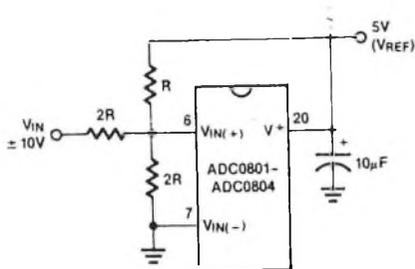
Bruit

Les connections sur les entrées analogiques (patte 6 et 7) doivent être les plus courtes possibles de manière à diminuer le bruit.

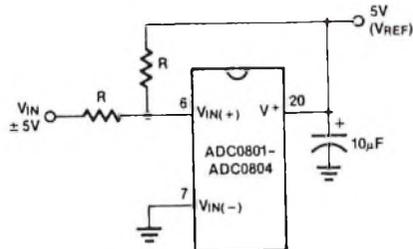
Ce bruit ainsi qu'un couplage indésirable de l'horloge numérique avec ces entrées, peuvent provoquer des erreurs de conversion. La résistance de source appliquée sur ces entrées doit rester inférieure à 5kΩ.

Une valeur plus importante de résistance de source apporte du bruit supplémentaire. Des capacités de filtrage branchées entre les entrées et la masse, diminuent une partie de ce bruit, mais risquent de créer une erreur sur le pas, car elles modifient la forme du courant de commutation d'entrée (se reporter au paragraphe courant d'entrée). Cette erreur sur le pas dépend d'une part, de la valeur de la résistance de source et d'autre part de l'utilisation ou non d'une capacité sur l'entrée.

Cette erreur peut être éliminée en réglant la valeur de pleine échelle avec la résistance de source et la capacité en place (voir le chapitre réglage).



Montage permettant une plage d'entrée de $\pm 10V$



Montage permettant une plage d'entrée de $\pm 5V$

Caractéristiques de la référence

Le convertisseur peut travailler dans un mode relatif ou dans un mode absolu. Dans le mode relatif, la valeur de la tension de référence intervient simultanément sur le capteur d'entrée (alimentation de ce capteur) et sur le code de sortie du convertisseur. Le circuit ADC0805 est prévu tout particulièrement pour être utilisé en mode relatif et il ne nécessite aucun réglage.

Pour des applications en mode absolu, la valeur initiale de la tension de référence ainsi que sa stabilité en température sont des facteurs prépondérants pour la précision de la conversion. Pour une tension $V_{REF/2}$ de 2,4V, une erreur de $\pm 10mV$ crée une erreur de conversion de $\pm 1bit$ à cause du gain de deux sur l'entrée $V_{REF/2}$. Si l'amplitude du signal d'entrée est réduite, la valeur initiale et la stabilité en température de la tension de référence sont encore plus importantes pour la précision de la mesure. Par exemple, si l'amplitude est réduite à 2,5V, le pas est réduit de 20mV (5V d'amplitude) à 10mV sur l'entrée analogique et à 5mV sur l'entrée $V_{REF/2}$. Comme nous venons de le constater, cela réduit considérablement la tolérance de la tension de référence, ainsi que sa possible variation en fonction de la température. Remarquons que pour des amplitudes plus petites que 2,5V, la précision initiale et la stabilité de la tension de référence jouent le même rôle dans la précision de la mesure.

En générale, la tension de référence nécessite un réglage initial. L'erreur causée par une mauvaise tension de référence apparaît à pleine échelle sur la fonction de transfert du convertisseur analogique/numérique.

Un régulateur de tension intégré peut servir

de référence si sa variation en fonction de la température n'est pas trop importante.

Correction des erreurs

Erreur sur le zéro

Le zéro ne nécessite pas de réglage. Si la tension minimale analogique n'est pas le 0V, on peut obtenir un code de sortie différent de (0000 0000). La sortie peut être ramenée à 0000 0000 pour la tension minimale analogique en se servant de l'entrée différentielle (voir paragraphe sur le réglage de l'amplitude).

L'erreur sur le zéro d'un convertisseur analogique/numérique peut être mesurée en branchant l'entrée $V_{IN(-)}$ à la masse et en appliquant une petite tension positive sur la patte $V_{IN(+)}$. L'erreur sur le zéro est égale à la différence entre la valeur de tension juste nécessaire pour passer du code 0000 0000 au code 0000 0001 et la valeur théorique d'un demi pas ($1/2pas = 9,8mV$ pour $V_{REF/2} = 2,500V$).

Erreur de pleine échelle

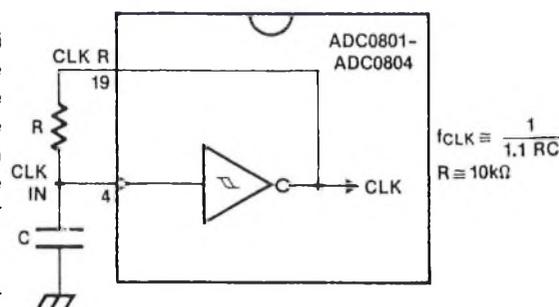
Le réglage de pleine échelle peut être exécuté en appliquant sur l'entrée une tension égale à la tension de pleine échelle moins la valeur d'un pas et demi, et ensuite en ajustant la tension de référence sur la patte d'entrée $V_{REF/2}$ (patte 9, ou la tension d'alimentation si la patte 9 n'est pas utilisé) pour obtenir en sortie un code variant entre 1111 1110 et 1111 1111.

Horloge

L'horloge du convertisseur peut être prise sur celle d'un microprocesseur ou être fabriquée à l'aide d'un réseau RC (voir schéma).

Une charge capacitive importante ou une tension continue ne doit pas être appliquées sur la patte CLKR sous peine de perturber les opérations de conversion.

Des charges inférieures à 50pF, tel que sept pattes CLKIN sont néanmoins permises. Cela permet de piloter sept convertisseurs à l'aide d'une simple patte CLKR d'un autre. Pour pouvoir piloter un plus grand nombre de lignes d'horloge, une porte tampon de technologie CMOS ou TTL LS



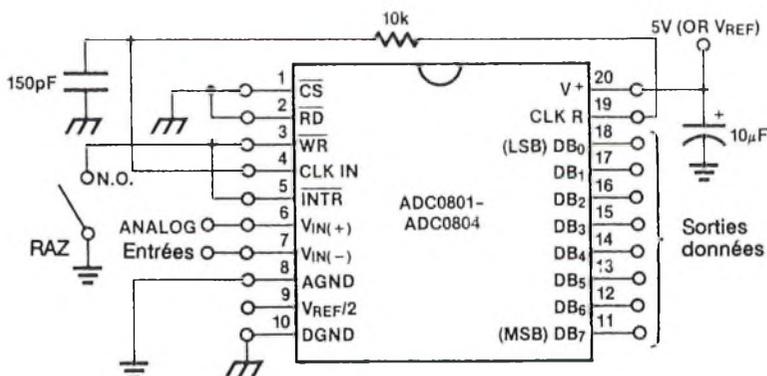
(ne pas utiliser de porte TTL standard) doit être utilisée pour diminuer l'effet de la charge sur la patte CLKR.

Redémarrage

Si le circuit est redémarré pendant une conversion (\overline{CS} et \overline{WR} passe à l'état bas puis retourne à l'état haut), le convertisseur est remis à zéro et une nouvelle conversion est démarrée. Les bascules de sortie ne sont pas réactualisées puisque la conversion a été incomplète et donc, le code de la conversion antérieure reste dans les bascules de sorties. La sortie INTR reste simplement à l'état 1.

Conversion continue

En fonctionnement autonome, une impulsion d'initialisation doit être utilisée pour démarrer la première conversion. Dans ce montage (voir schéma), l'entrée \overline{CS} est branchée à la masse et l'entrée \overline{WR} est raccordée à la sortie \overline{INTR} . Ce sont \overline{WR} et \overline{INTR} que l'on doit forcer momentanément à l'état logique bas (pendant un cycle complet), pour démarrer la conversion continue.



Montage de base pour un fct. autonome

Tension d'alimentation

Une ligne d'alimentation trop bruyante peut créer des erreurs de conversion. Un condensateur au tantale, de $1\mu\text{F}$ ou plus, doit être utilisé pour filtrer la tension d'alimentation. Il sera branché au plus près de la patte VCC. Si la tension d'alimentation est prélevée sur une tension non régulée, un régulateur 5V devra être interposé.

Câblage

Tous les signaux numériques doivent être séparés au maximum des signaux analogiques. Un point de masse analogique séparé du point de masse

numérique doit être utilisé. Le condensateur de découplage de l'alimentation et le condensateur du réseau RC d'horloge seront branchés à la masse numérique. Les condensateurs de filtrage sur les entrées analogiques seront eux raccordés à la masse analogique. Un test simple pour savoir si les masses sont propres, est de mesurer l'erreur sur le code zéro, si elle est supérieure d'un quart de pas cela peut être du au tracé du circuit imprimé et aux connections (voir le paragraphe erreur sur le zéro).

L'une des plus simples est d'appliquer une tension analogique connue sur l'entrée et d'utiliser des leds pour visualiser les codes binaires.

Pour faciliter la procédure de test, la patte $V_{REF/2}$ (9) sera alimentée par une tension de 2,560V et la tension d'alimentation sera de 5,12V. On obtiendra ainsi un pas de 20mV.

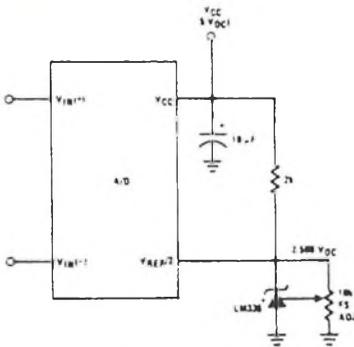
Si un réglage de la valeur de pleine échelle doit être fait, on raccordera une tension de 5,090V ($5,120 - 1 \text{ pas } 1/2$) sur la patte $V_{IN}(+)$ et la masse sur la patte $V_{IN}(-)$. La tension sur l'entrée $V_{REF/2}$ sera réglée de manière à obtenir en sortie un code variant entre 1111 1110 et 1111 1111. Cette valeur de $V_{REF/2}$ devra être conservée durant tout le test.

Test du circuit

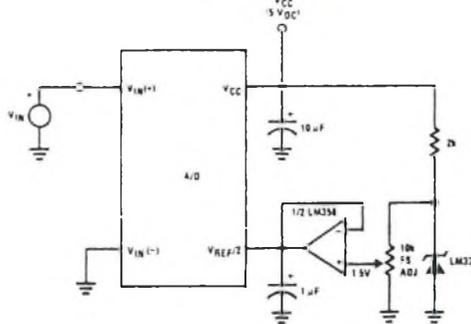
Ils y a de nombreuses possibilités pour tester le circuit qui sont plus ou moins complexes.

Applications types

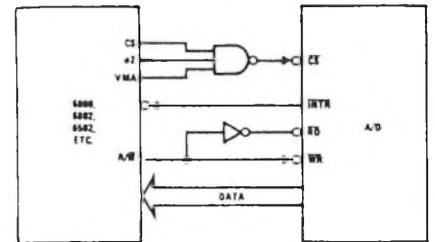
Mode absolu avec une tension de référence de 2,5V



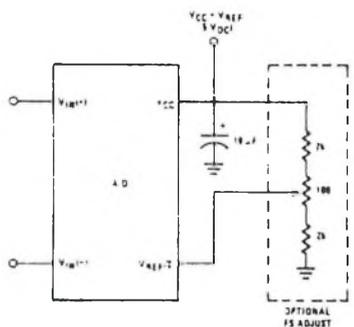
Réglage de la dynamique d'entrée $0V \leq V_{IN} \leq 3V$



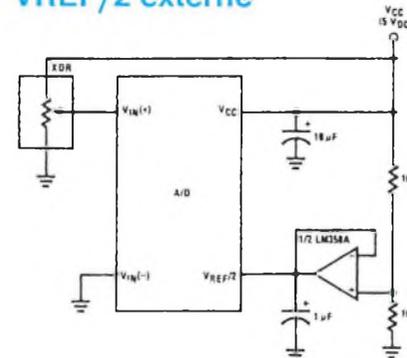
Branchement à la famille des microprocesseurs 6800, 6502



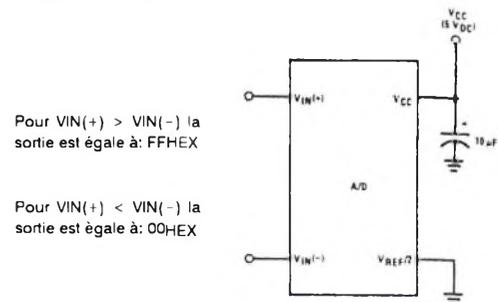
Mode absolu avec une tension de référence de 5V



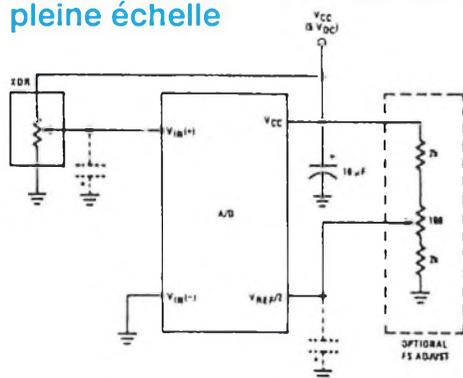
Mode relatif avec une tension $V_{REF/2}$ externe



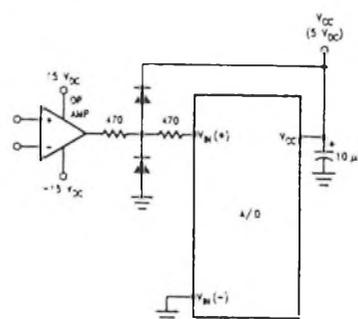
Comparateur pour microprocesseurs



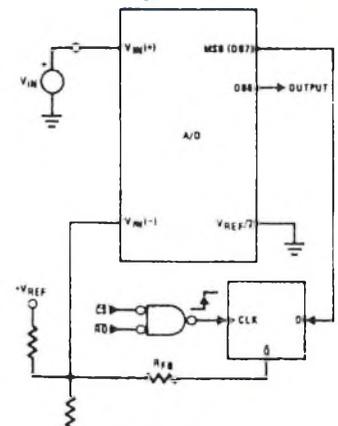
Mode relatif avec réglage pleine échelle



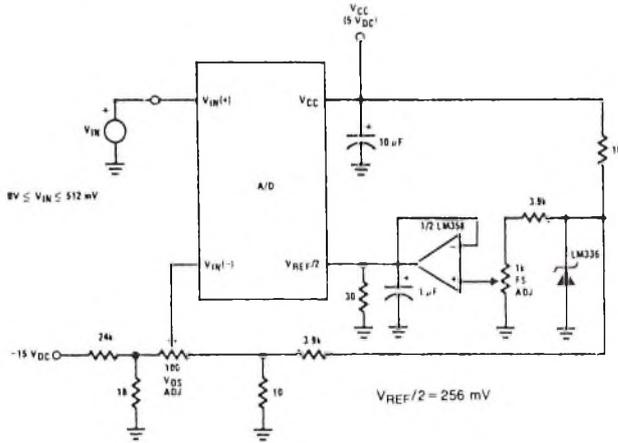
Protection des entrées à l'aide de diodes 1N914



Comparateur avec hystérésis pour microprocesseurs

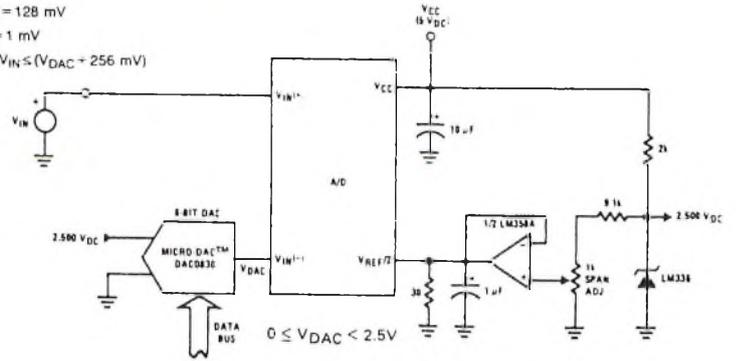


Convertisseur de petits signaux

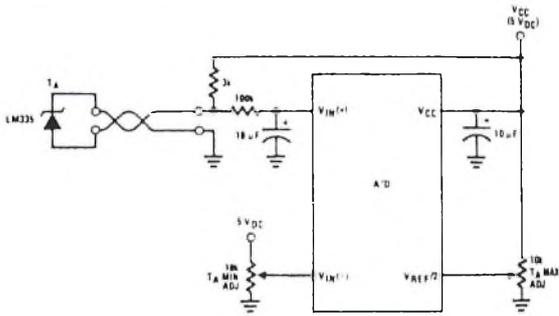


Convertisseur de 1mV de résolution contrôlé par microprocesseur

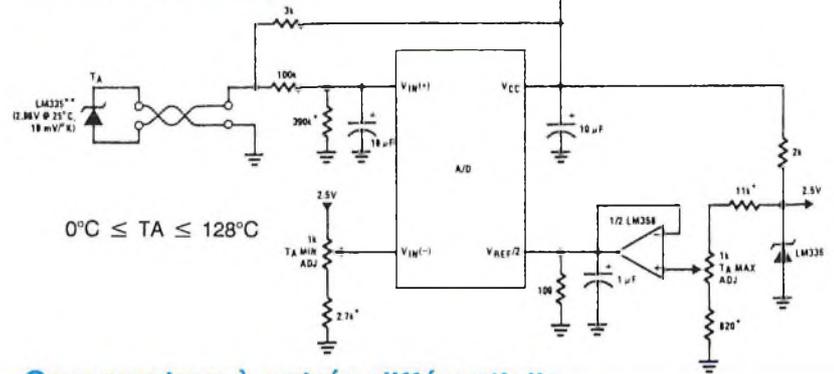
$V_{REF}/2 = 128 \text{ mV}$
 $1 \text{ LSB} = 1 \text{ mV}$
 $V_{DAC} \leq V_{IN} \leq (V_{DAC} + 256 \text{ mV})$



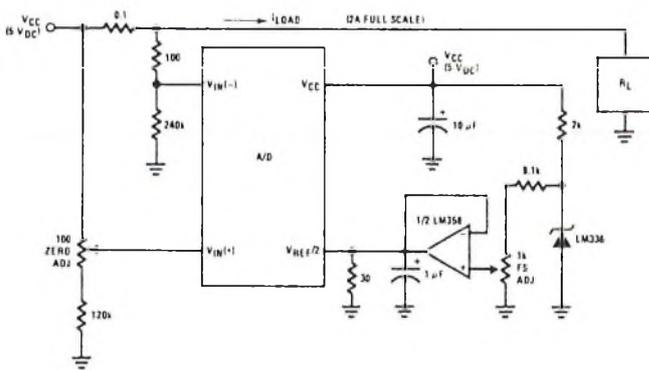
Convertisseur: température en donnée numérique



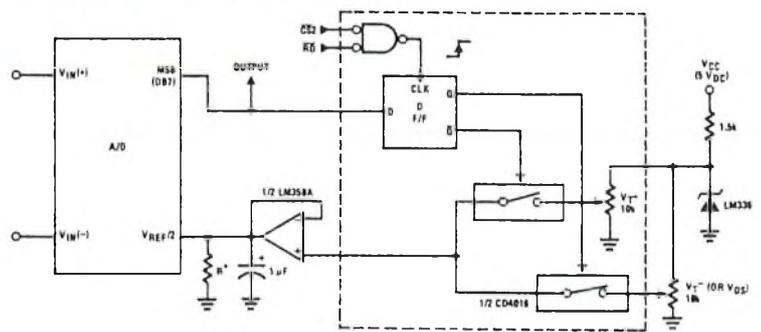
Convertisseur: température en donnée numérique



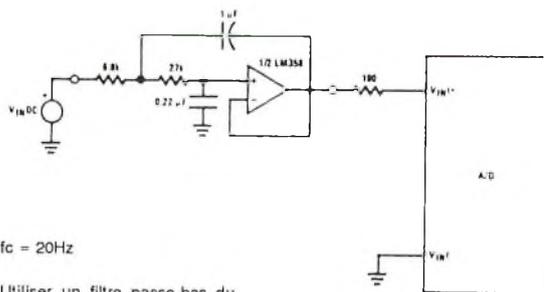
Convertisseur: courant en donnée numérique



Comparateur à entrée différentielle et valeur de consigne réglable

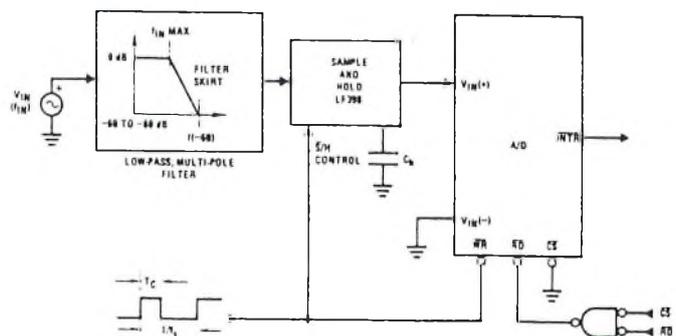


Filtrage de l'entrée analogique

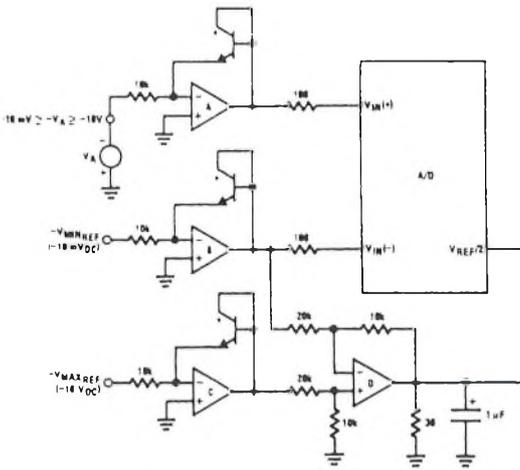


Utiliser un filtre passe-bas du second ordre de type Chebyshev.

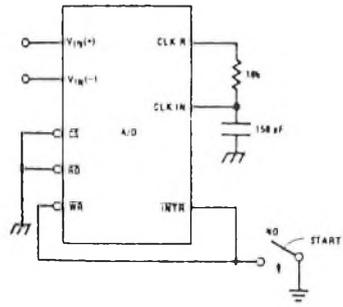
Echantillonnage d'un signal d'entrée alternatif



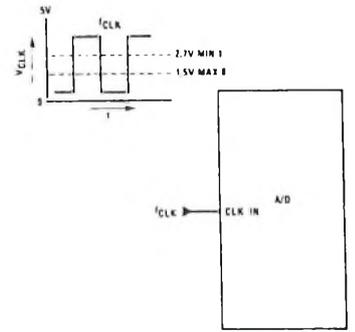
Convertisseur logarithmique 3 décades (faible coût)



Horloge interne et fonctionnement autonome



Horloge externe



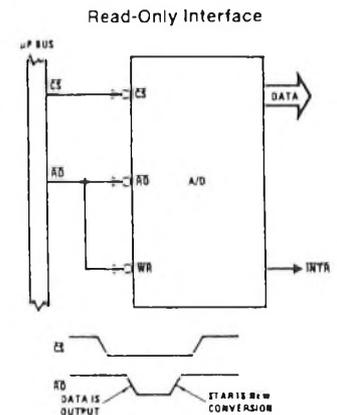
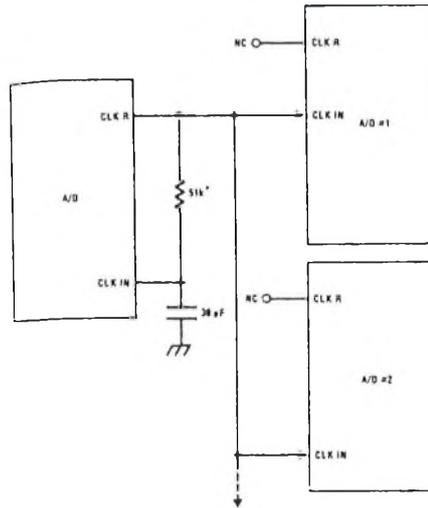
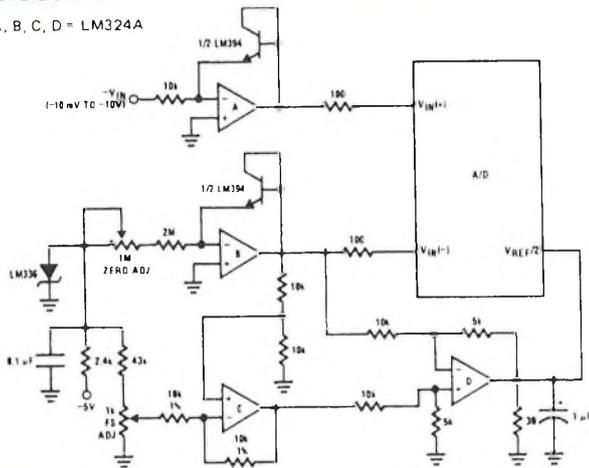
100 kHz ≤ f_{CLK} ≤ 1460 kHz

Commander les horloges de sept convertisseurs à l'aide de l'horloge interne du premier

Branchement pour lecture seule

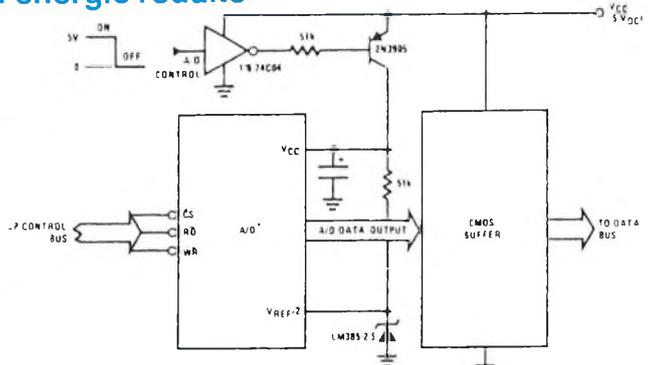
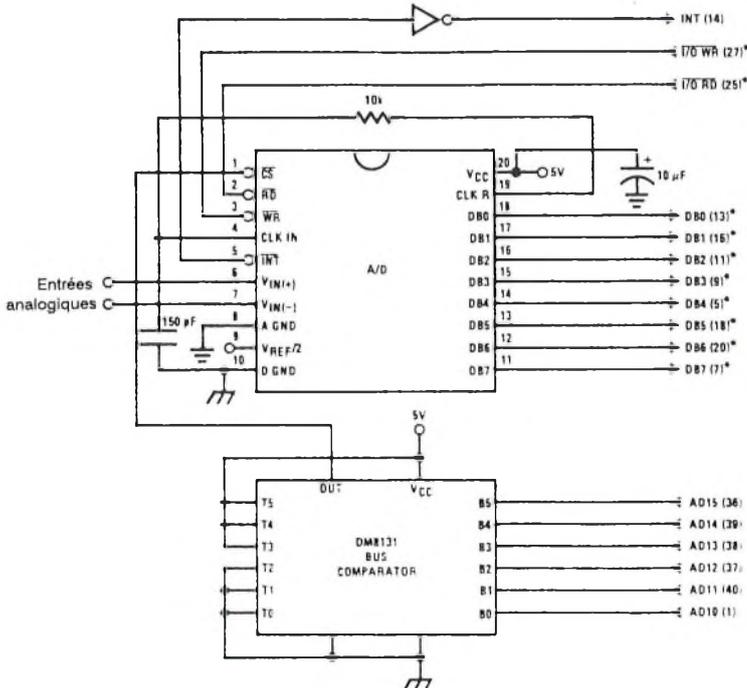
Convertisseur logarithmique 3 décades

A, B, C, D = LM324A

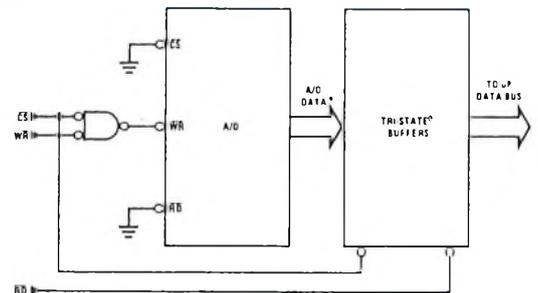


Branchement avec la famille des microprocesseurs 8080

Convertisseur à consommation d'énergie réduite



Sorties préamplifiées avant d'attaquer le bus de données



DAC0800 / DAC0801 / DAC0802 convertisseurs numérique (8 bits)/ analogique.

A l'époque du tout numérique, il reste néanmoins quelques indispensables bastions de l'analogique (c'est le cas d'une grande catégorie de capteurs, organes de commande et autres périphériques en prise directe sur notre environnement). Un exemple: les haut-parleurs sont commandés par une tension analogique proportionnelle aux sons, en effet si des signaux numériques provenant d'un compact disque leurs étaient envoyés tel quel, via un amplificateur, nous n'aurions aucune chance de reconstituer notre morceau de musique favori.

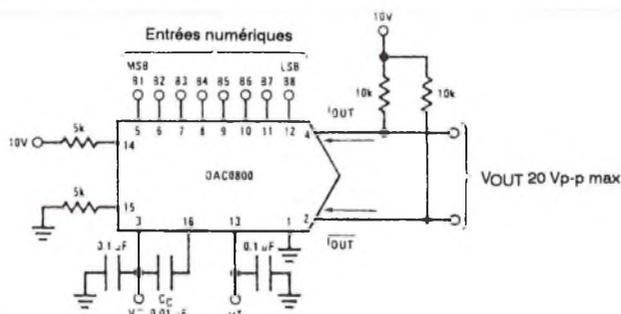
Si le signal numérique possède une supériorité incontestable sur le plan de la reproductibilité et du rapport signal sur bruit, il n'en reste pas moins qu'il faut le convertir en analogique pour le rendre à nouveau intelligible à nos organes sensoriels. Le convertisseur numérique/analogique est alors indispensable et pour cette raison nous vous en présentons un, aujourd'hui, parmi tant d'autres.

Caractéristiques

- Durée de conversion très courte: 100ns.
- Erreur pleine échelle: ± 1 bit.
- Non-linéarité en fonction de la température: $\pm 0,1\%$.
- Variation du courant à pleine échelle: $\pm 10\text{ppm}/^\circ\text{C}$.
- Gamme de tension de sortie importante: -10V à $+18\text{V}$.
- Sorties complémentaires en courant.
- Possibilité d'effectuer une multiplication sur deux quadrants.
- Directement compatible avec les technologies TTL, CMOS, PMOS et autres.
- Gamme d'alimentation étendue: $\pm 4,5\text{V}$ à $\pm 18\text{V}$.
- Faible consommation en puissance: 33mW à $\pm 5\text{V}$.
- Peu onéreux.

Présentation

Les circuits de la série DAC800 sont des convertisseurs numérique/analogique de résolution 8bits dans un seul boîtier. Le signal analogique, présent sur les sorties en courant, varie avec un temps de réponse très court (temps de conversion typique 100ns).



Lorsqu'un convertisseur est utilisé comme multiplieur, c'est sa broche de référence qui devient l'entrée principale. Nous retrouvons alors en sortie Iref plus ou

moins atténué en fonction du code numérique appliqué.

La série des DAC0800 permet d'obtenir, grâce à ses sorties complémentaires en courant (en câblant deux résistances comme indiquée sur la figure) une tension de sortie différentielle comprise entre -10V et 10V . Le résultat à pleine échelle admet une tolérance de ± 1 bit (de poids faible) ce qui permet dans la plupart des applications de s'affranchir du potentiomètre de réglage (la non-linéarité restant inférieure à $\pm 0,1\%$).

Si la patte de contrôle (1) est branchée à la masse, alors les entrées sont compatibles avec les signaux TTL. En modifiant la tension sur cette patte, il est possible de rendre ce circuit compatible avec d'autres familles logiques.

Les performances et caractéristiques de ce produit restent inchangées dans une grande gamme de tension d'alimentation (de $\pm 4,5\text{V}$ à $\pm 18\text{V}$). Le circuit dissipe une puissance de 33mW pour une alimentation de $\pm 5\text{V}$, quelque soit l'état logique des entrées.

Les circuits DAC0800, DAC0802, DAC0800C, DAC0801C, remplacent respectivement les circuits DAC-08, DAC-08A, DAC-08C, DAC-08E et DAC-08H.

Informations sur les codes employés

Nonlinéarité	Gamme de temp.	Références
		Boîtier céramique Boîtier plastique
$\pm 0,1\%$ à pleine échelle	$-55^\circ\text{C} < \text{TA} < +125^\circ\text{C}$	DAC0802LJ
$\pm 0,1\%$ à pleine échelle	$0^\circ\text{C} < \text{TA} < +70^\circ\text{C}$	DAC0802LCJ DAC0802LCN
$\pm 0,19\%$ à pleine échelle	$-55^\circ\text{C} < \text{TA} < +125^\circ\text{C}$	DAC0800LJ
$\pm 0,19\%$ à pleine échelle	$0^\circ\text{C} < \text{TA} < +70^\circ\text{C}$	DAC0800LCJ DAC0800LCN
$\pm 0,39\%$ à pleine échelle	$0^\circ\text{C} < \text{TA} < +70^\circ\text{C}$	DAC0801LCJ DAC0801LCN



Conditions maximales d'utilisation

Paramètre	Min	Typ	Max	Unité
Tension d'alimentation (V+ - V-)			± 18 ou 36	V
Pouvoir de dissipation			500	mW
Tension de référence différentielle (V14, V15)			V- à V+	V
Tension de référence en mode commun (V14, V15)			V- à V+	V
Courant de référence			5	mA
Entrées numériques			V- à V- + 36	V
Courant analogique de sortie (Vs- = -15V)			4,25	mA
Sensibilité à l'électricité statique. Une capacité de 100pF déchargée à travers 1,5kΩ			800	V
Température de stockage	-65		150	°C
Température de soudage (Pendant 10s) boîtier plastique			260	°C
Température de soudage (Pendant 10s) boîtier céramique			300	°C

Caractéristiques électriques

VS = +ou-15V, IREF = 2mA, TMin < TA < TMax sauf indication contraire. Les caractéristiques de sortie sont identiques pour tout et tout.

Symbole	Paramètre	Conditions	DAC0802			DAC0800			DAC0801			Unité
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Résolution		8	8	8	8	8	8	8	8	8	bits
	Non linéarité				±0,1			±0,19			±0,39	%
ts	Temps de conversion	Ta = 25°C	100	135					100	150		ns
	Idem pour le DAC0800L							100	135			ns
	Idem pour le DAC0800LC							100	150			ns
tPLH,tPHL	délais de propagation	Ta = 25°C	35	60		35	60		35	60		ns
TCifs	Variation fct. de la temp.		±10	±50		10±	±50		±10	±80		ppm°C

COURANT ET TENSION DE SORTIE

Symbole	Paramètre	Conditions	DAC0802			DAC0800			DAC0801			Unité		
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max			
Voc	Gamme de tension de sortie	Pleine échelle, Rout > 20MΩ - 10			18	-10		18	-10		18	V		
Iifs4	Courant pleine échelle, Vref = 10,000 R14, R15 = 5,000kΩ		1,984	1,992	2,000	1,94	1,99	2,04	1,94	1,99	2,04	mA		
Iifs	Symétrie	Iifs4 - Iifs2			±0,5	±4,0			±1	±8,0		±2	±16	μA
Izs	Courant au 0				0,1	1,0			0,2	2,0		0,2	4,0	μA
Ifsr	Variation du courant de sortie	V- = -5V	0	2,0	2,1	0	2,0	2,1	0	2,0	2,1		mA	
	Idem	V- = -8V à -18V	0	2,0	4,2	0	2,0	4,2	0	2,0	4,2		mA	

COURANT ET TENSION D'ENTREE

Symbole	Paramètre	Conditions	DAC0802			DAC0800			DAC0801			Unité
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Vil	Tension d'entrée état bas	Vic = 0V			0,8			0,8			0,8	V
Vih	Tension d'entrée état haut	Vic = 0V	2,0			2,0			2,0			V
Iil	Courant d'entrée état bas	-10V < Vin < +0,8V	-2,0	-10		-2,0	-10		-2,0	-10		μA
Iih	Courant d'entrée état haut	2V < Vin < +18		0,002	10		0,002	10		0,002	10	μA
Vis	Gamme de tension d'entrée	V- = -15V	-10		18	-10		18	-10		18	V
Vthr	Gamme de tension de seuil	Vs = ±15	-10		13,5	-10		13,5	-10		13,5	V

REFERENCE

Symbole	Paramètre	Conditions	DAC0802			DAC0800			DAC0801			Unité
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
I15	Courant de décalage		-1,0		-3,0	-1,0		-3,0	-1,0		-3,0	μA
dl/dt	Vitesse de variation du courant de référence		4,0	8,0		4,0	8,0		4,0	8,0		mA/μs

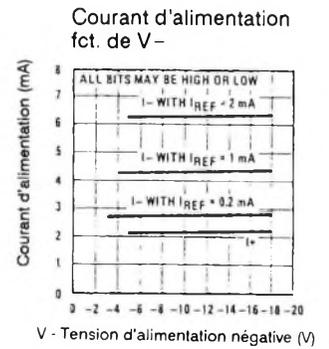
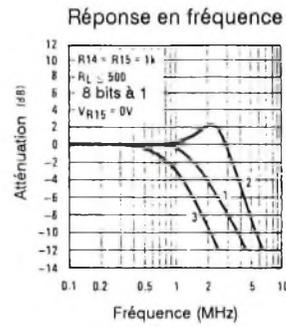
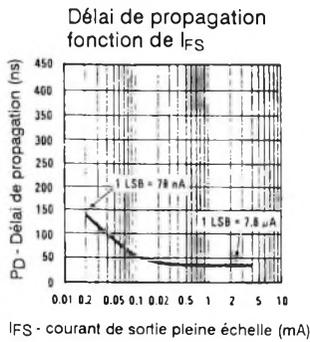
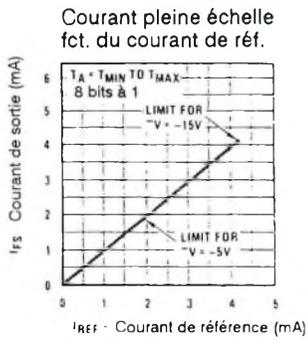
ALIMENTATION

Symbole	Paramètre	Conditions	DAC0802			DAC0800			DAC0801			Unité
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
I+		VS = ±5V, Iref = 1mA	2,3	3,8		2,3	3,8		2,3	3,8		mA
I-			-4,3	-5,8		-4,3	-5,8		-4,3	-5,8		mA
I+		VS = 5v, -15v, Iref = 2mA	2,4	3,8		2,4	3,8		2,4	3,8		mA
I-			-6,4	-7,8		-6,4	-7,8		-6,4	-7,8		mA
I+		VS = ±15V, Iref = 2mA	2,5	3,8		2,5	3,8		2,5	3,8		mA
I-			-6,5	-7,8		-6,5	-7,8		-6,5	-7,8		mA
PD	Dissipation en puissance	±5v, Iref = 1mA	33	48		33	48		33	48		mW
PD		5V, -15V, Iref = 2mA	108	136		108	136		108	136		mW
PD		±15V, Iref = 2mA	135	174		135	174		135	174		mW

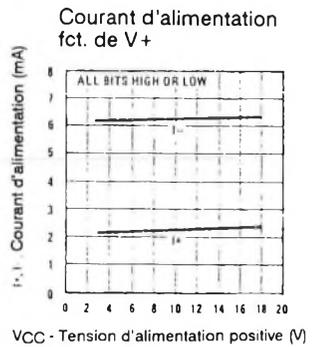
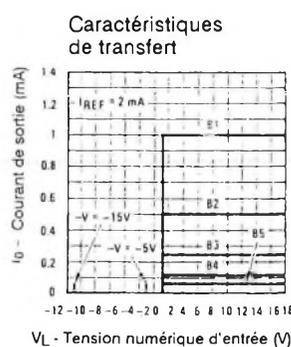
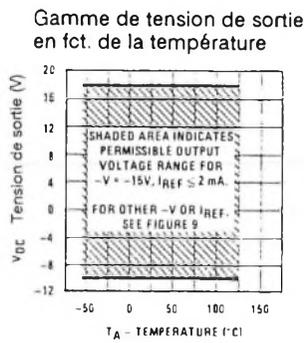
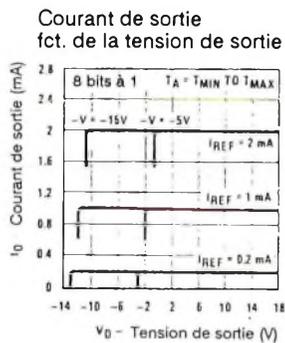
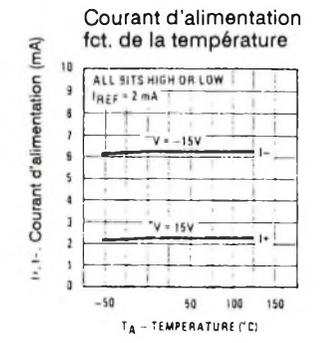
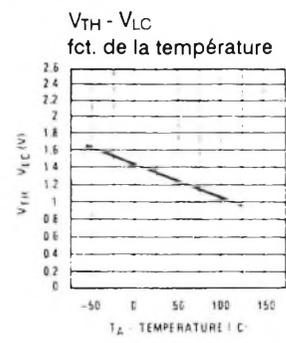
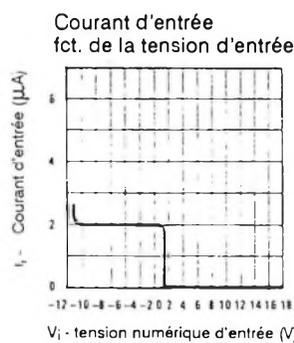
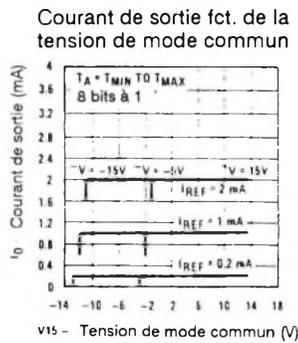
Remarque: la température maximale admissible par les jonctions est de 125°C. Les boîtiers céramiques présentent une résistance thermique, entre la jonction et l'air ambiant, de 100°/W contre 175°/W pour les boîtiers plastiques.



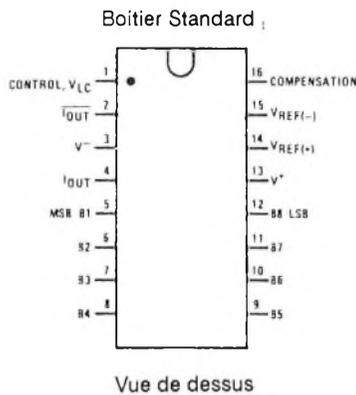
Courbes caractéristiques



Courbe 1 : C_C = 15 pF, V_{IN} = 2 V_{p-p}
Centrée à 1V
Courbe 2 : C_C = 15 pF, V_{IN} = 50 mV_{p-p}
Centrée à 200 mV
Courbe 3 : C_C = 0 pF, V_{IN} = 100 mV_{p-p}
à 0 V et 50 Ω raccordée à la Broche 14.
R 14 est alimentée sous 2V.

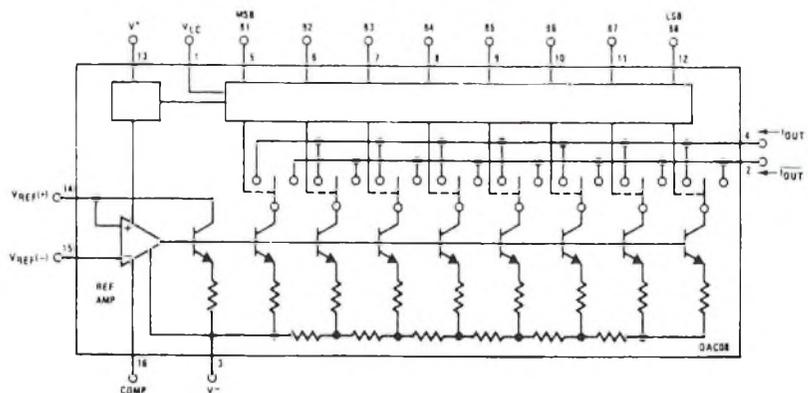


Brochage

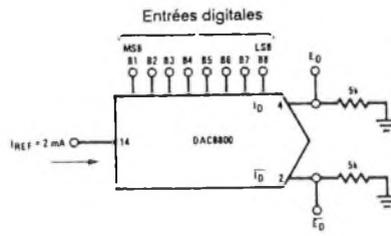
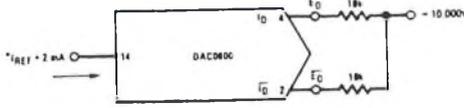


Synoptique interne

La structure interne du convertisseur fait appel à un réseau de résistance R/2R monté en T.



Applications typiques

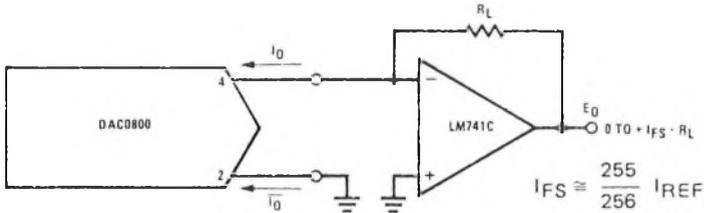


If $R_L = R_1$ within $\pm 0.05\%$, output is symmetrical about ground

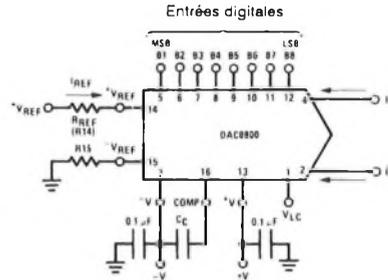
B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	E_0	\bar{E}_0
1	1	1	1	1	1	1	1	-9.920	+10.000
1	1	1	1	1	1	1	0	-9.840	+9.920
1	1	1	1	1	1	0	1	-0.080	+0.160
1	0	0	0	0	0	0	0	0.000	+0.080
1	0	0	0	0	0	0	1	+0.080	0.000
0	1	1	1	1	1	1	1	+9.920	-9.840
0	0	0	0	0	0	0	1	+9.920	-9.840
0	0	0	0	0	0	0	0	+10.000	-9.920

B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	I_0 mA	\bar{I}_0 mA	E_0	\bar{E}_0
1	1	1	1	1	1	1	1	1.992	0.000	-9.960	0.000
1	1	1	1	1	1	1	0	1.984	0.008	-9.920	-0.040
1	0	0	0	0	0	0	1	1.008	0.984	-5.040	-4.920
1	0	0	0	0	0	0	0	1.000	0.992	-5.000	-4.960
0	1	1	1	1	1	1	1	0.992	1.000	-4.960	-5.000
0	0	0	0	0	0	0	1	0.008	1.984	-0.040	-9.920
0	0	0	0	0	0	0	0	0.000	1.992	0.000	-9.960

B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	E_0
1	1	1	1	1	1	1	1	+9.960
1	1	1	1	1	1	1	0	+9.880
1	0	0	0	0	0	0	0	+0.040
0	1	1	1	1	1	1	1	-0.040
0	0	0	0	0	0	0	1	-9.880
0	0	0	0	0	0	0	0	-9.960



Montage à sortie positive basse impédance.

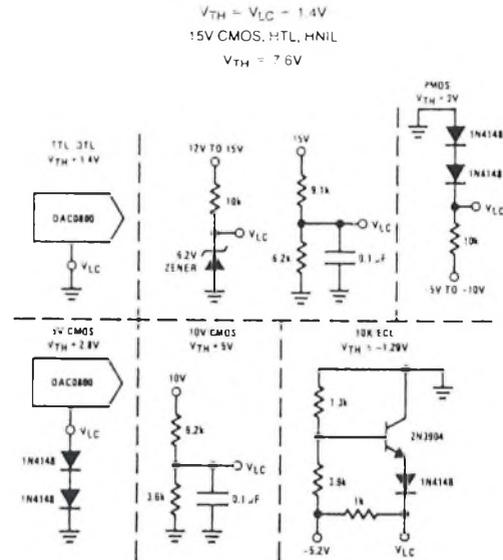
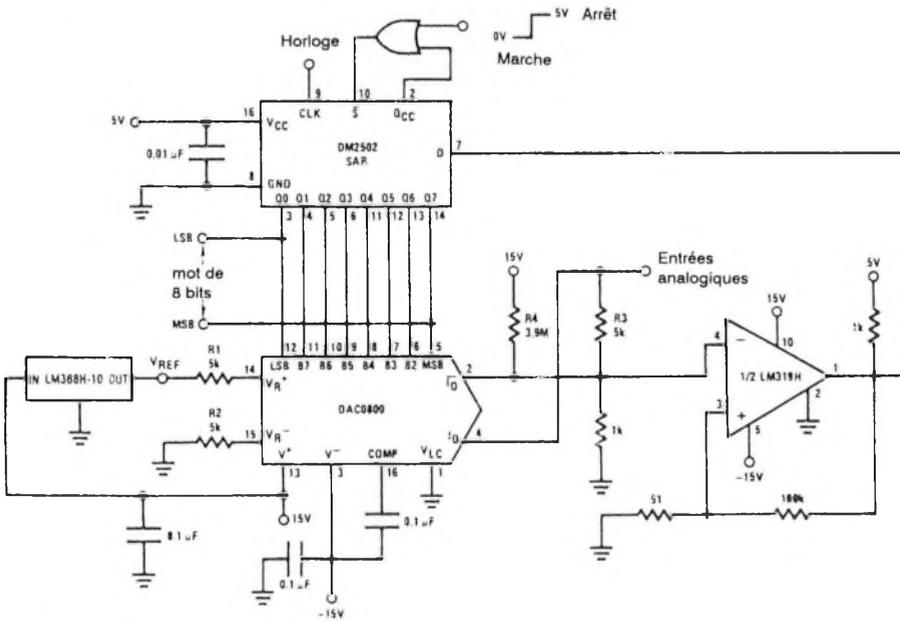


$I_{FS} = -\frac{V_{REF}}{R_{REF}} \cdot \frac{255}{256}$
 $I_0 + \bar{I}_0 = I_{FS}$ pour tous les états logiques
Valeurs typiques
 $V_{REF} = 10.000V$
 $R_{REF} = 5.000k$
 $R_{15} \approx R_{REF}$ corrige le courant de décalage
 $C_C = 0.01 \mu F$
 $V_{LC} = 0V$ (Ground)

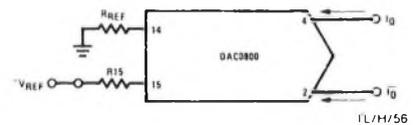
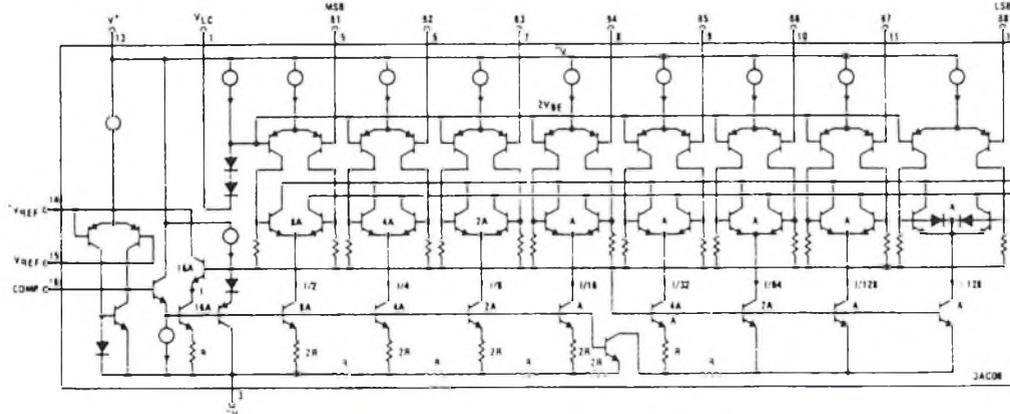
Montage de base (référence positive)

Convertisseur analogique numérique construit à partir d'un DAC0800 (ci-dessous)

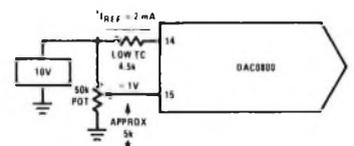
Exemple montrant comment rendre compatible le DAC0800 avec les différentes familles logiques.
 V_{LC} = tension sur la patte 1



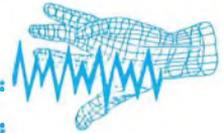
Circuit équivalent



Montage de base (référence négative)



Montage permettant de régler la valeur de pleine échelle.



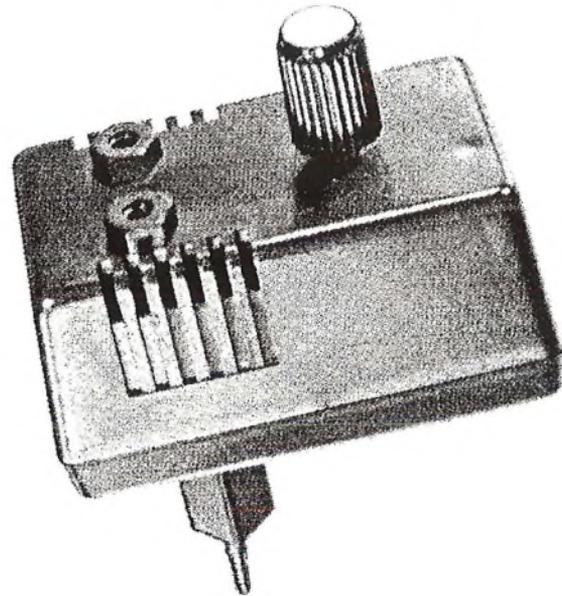
Un gradateur simple

De tous les montages domestiques qui existent, le gradateur est de loin l'un des montages les plus simples qui puissent être réalisés.

Il est tellement simple que nous n'en avons jamais parlé dans nos lignes.

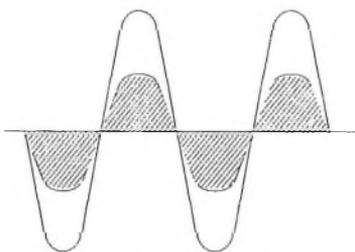
Et pourtant: quel triac faut-il prendre, à quoi sert le diac, pourquoi telle ou telle valeur de potentiomètre et de condensateur ?

Alors allons voir de plus près où peuvent se cacher les difficultés d'un montage aussi simple!

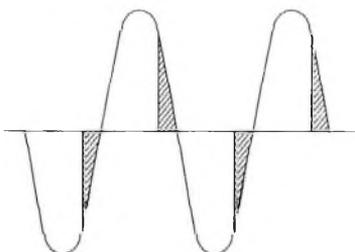


Commande d'éclairage ou nature de la charge à commander

Comme l'intensité lumineuse d'une lampe à incandescence dépend essentiellement de la tension appliquée sur son filament, une modification de la tension apportée sur cette lampe influera sur sa brillance. Pour faire varier une tension, il existe deux méthodes, soit jouer sur son amplitude (cas d'un rhéostat ou d'un potentiomètre), soit jouer sur sa phase de travail (cas du triac).



Commande en amplitude



Commande en phase

Les deux courbes en bas de cette page illustrent ces deux méthodes de modifications. Les zones hachurées représentent la partie active utilisée.

La deuxième solution est celle qui présente le meilleur rendement énergétique. Dans le cas d'une lampe, l'allumer à 10% de sa capacité avec un rhéostat suppose dissiper 90% de la puissance dans ce dispositif. Quand des sources de tensions alternatives sont utilisées (cas du secteur), un triac peut être monté en série avec la lampe. La variation de tension aux bornes de la lampe peut alors être obtenue en venant modifier l'angle de conduction du triac, c'est à dire la position sur chaque demie période de la tension secteur pour laquelle le triac devient conducteur.

Pour pouvoir commuter fiablement ce type de charge, le triac doit être capable de supporter "la précipitation" de courant dans la lampe au moment de l'allumage. Cet extra-courant est provoqué par la différence de résistance qui existe entre le filament de tungstène quand il est froid et le même quand il est chaud. La résistance d'un filament froid étant très faible, cet extra-courant peut être estimé à douze fois le courant nominal de la lampe en fonctionnement continu.

Une lampe peut être considérée comme une charge purement résistive. Cette caractéristique est très importante puisque cela signifie qu'il n'y a pas de

phénomènes de surtensions au moment de la coupure du circuit et que la tension et le courant sont en permanence en phase.

L'interrupteur statique ou TRIAC

Sans vouloir entrer trop dans les détails, voici un petit rappel sur ce composant bien pratique.

Le triac est un composant électronique dont la propriété est de pouvoir être soit bloqué, soit conducteur.

Il comporte trois broches. Deux d'entre elles sont appelées anodes et supportent le courant qui circule dans la charge. La troisième est appelée gâchette.

Pour comprendre le fonctionnement de ce composant, il suffit de se rappeler quelques règles simples qui tiennent un peu des vérités de La Palisse.

Un triac bloqué n'est pas conducteur. Un triac conducteur n'est pas bloqué. Quand ces deux principes de base sont admis, le plus gros du chemin est fait. Reste à voir comment passer d'un état à un autre.

Troisième règle d'or du triac et c'est la plus importante : "le triac est un vraie tête de mule". Un triac bloqué reste bloqué. Un

triac conducteur reste conducteur. Seules quelques conditions particulières peuvent arriver à le faire changer d'état. Quelles sont ces "carottes" miraculeuses?

Pour rendre un triac conducteur deux cas peuvent être envisagés : soit appliquer une tension très élevée entre les deux anodes. Cette solution est rarement retenue car cette tension couramment appelée tension d'amorçage est de valeur très élevée et nécessite une électronique de commande adéquate. Dans le cas d'applications sur le secteur, elle doit être choisie de valeur suffisamment élevée pour éviter les amorçages parasites. 400V est une valeur couramment utilisée.

L'autre méthode consiste à injecter (ou extraire) un courant sur la gâchette. Cette méthode est de loin la plus utilisée car elle nécessite l'utilisation d'une petite électronique capable de supporter un courant d'une centaine de milli-Ampères.

La constitution physique du triac est telle qu'il présente une dissymétrie d'amorçage en fonction du sens du courant sur la gâchette et en fonction du sens de la tension appliquée entre les deux anodes. Il est donc conseillé d'appliquer un courant de gâchette au minimum égal à celui nécessaire pour l'amorçage dans le plus mauvais des cas.

Au moment de l'application de ce courant, le triac devient conducteur.

Maintenant que ce triac a bien voulu devenir conducteur, comment l'arrêter? Tout simplement en supprimant le courant qui circule entre les deux anodes. Voilà qui est simple. Vous prenez un interrupteur que vous placez en série avec le triac, et à chaque fois que vous voulez que le triac s'arrête, vous ouvrez l'interrupteur. C'est le genre de mauvaise blague qui arrive à ceux qui veulent alimenter un triac avec une tension continue. Dans le cas du secteur, c'est exactement la même chose à la différence près que c'est lui qui joue le rôle d'interrupteur. Le courant a en effet la bonne idée de s'annuler de lui-même cent fois par seconde.

Pour de plus amples informations sur ce composant, n'hésitez pas à vous reporter à l'HOBBYTRONIC N°3 p. 10 qui l'étudie en détail.

Le principe du triac étant posé, le principe du gradateur coule de source. Comme le triac va se désamorcer naturellement 100 fois par secondes (à chaque passage par zéro de la tension secteur), reste à se préoccuper de son amorçage.

Jouer sur l'angle de conduction du triac ou sur le rapport cyclique de la tension appliquée sur la lampe revient à apporter un déphasage entre la tension secteur et la tension de commande. Qui dit déphasage, dit réseau déphaseur et le plus simple qui soit reste le traditionnel réseau RC. En fait R est une résistance variable afin de modifier la constante du réseau et ainsi modifier le point d'amorçage.

Petit à petit, le schéma se met en place. On sait comment allumer la lampe (triac), comment retarder la commande d'amorçage (réseau déphaseur), reste à déterminer quand la commande doit être appliquée sur la gâchette. Il serait possible de concevoir une électronique qui mesurerait la valeur du déphasage (avec des comparateurs par exemple) et qui se chargerait d'appliquer une impulsion sur la gâchette du triac quand la tension aux bornes du condensateur aurait atteint une certaine valeur (la tension du condensateur représentant directement la valeur du déphasage). Pourquoi faire compliqué quand on peut faire simple. La solution du problème a déjà été donnée sur la page précédente, certes de manière camouflée. La mise en application pratique fait appel à l'apparition d'un nouveau composant.

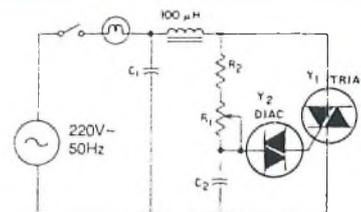
La diode d'amorçage ou DIAC

Si vous avez bien suivi les explications sur l'amorçage du triac, vous avez vu qu'il y avait moyen de l'amorcer en appliquant une tension de valeur élevée entre ses deux anodes. Rien n'empêche de concevoir des composants dont la tension d'amorçage soit relativement faible (de l'ordre d'une vingtaine ou d'une trentaine de volts). Si c'est toujours ce mode de mise en conduction (naturelle) qui est utilisée, la gâchette n'a plus aucune utilité. Autant la supprimer et le composant à TROIS broches (TRIac) devient un composant à DEUX broches (DIac). Malgré cette similitude, ce n'est pas l'origine exacte du nom puisque TRI est extrait de TRIode et DI est extrait de Diode.

Quand la tension aux bornes du DIAC devient supérieure à sa tension d'amorçage, celui-ci devient conducteur et le restera jusqu'au moment où le courant qui le traverse sera nul.

En déterminant le moment où la tension aux bornes du condensateur sera supérieure à la tension d'amorçage, la lampe s'allumera. Voici jeté un premier schéma de gradateur.

Premier schéma de gradateur



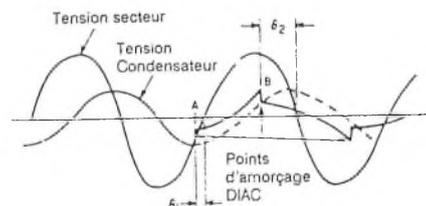
Le condensateur C2 se charge au travers de la résistance R2 et du potentiomètre de réglage R1. La résistance R2 a pour rôle de protéger le potentiomètre quand il est à sa valeur minimale

La diode Y2 devient conductrice quand la tension aux bornes de C2 devient supérieure à sa tension d'amorçage. Y2 étant conductrice, le condensateur C2 va se décharger dans la gâchette du triac le rendant ainsi conducteur. Le même scénario va se répéter indéfiniment à chaque demi-alternance du secteur.

Si ce montage est satisfaisant pour l'esprit, il est loin d'être parfait car il est quasiment impossible d'obtenir de très faibles allumages.

Dans ces conditions, le déphasage à obtenir est proche de 90° (obtenu par le réseau RC). Au moment du premier allumage, le condensateur se décharge quasi totalement dans le triac apportant ainsi un décalage de la tension de commande du diac. Au moment de l'alternance suivante, le décalage est toujours présent ce qui provoquera une avance du second point d'amorçage. et ainsi de suite.

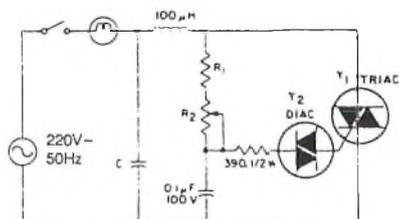
La courbe ci-dessous illustre le mécanisme d'hystérésis de ce montage.



Cet exemple montre que pour une consigne désirée de l'ordre de 20% (point d'amorçage A, angle de conduction θ_1), c'est un fonctionnement de l'ordre de 50% qui est obtenu (point d'amorçage B, angle de conduction θ_2).

Afin de minimiser ce phénomène, une résistance de décharge peut être ajoutée en série avec le diac afin de limiter le décalage.

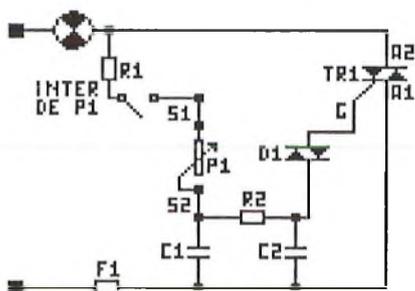




Cette solution est un pis-aller car si le décalage est limité dans le temps, le courant d'amorçage du triac devient tributaire de cette résistance et c'est un compromis qui doit être fait afin d'obtenir le meilleur fonctionnement possible. La solution parfaite n'est pas encore atteinte.

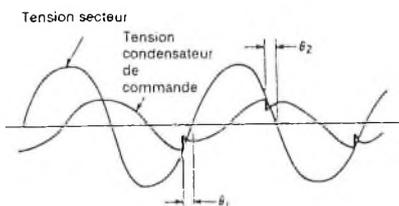
Le montage final

Et pourtant la solution est là, dans cette résistance. Le problème était dans la limitation du courant d'amorçage du triac. Qu'à cela ne tienne, il suffit d'ajouter un composant qui soit capable de délivrer ce courant. Et quel est le meilleur composant pour remplir ce rôle si ce n'est un condensateur?



Voici le schéma définitif de ce montage. Il est caractérisé par une double constante de temps. L'avantage de ce dispositif est que le condensateur d'amorçage n'est plus alimenté par la tension secteur mais par la tension de commande qui comporte le déphasage nécessaire pour la consigne.

L'allure de la tension d'amorçage est la suivante:



L'effet du second circuit RC est parfaitement visible sur cette courbe. Si le décalage est toujours présent, son effet est minimisé par la recharge du condensateur d'amorçage C2 qui se trouve alimenté par le condensateur de commande C1. Si un hystérésis est toujours présent entre le

premier allumage et les suivants, il est fortement minimisé par rapport au schéma initial.

Ce principe laisse une plus grande plage de manoeuvre dans le choix des valeurs de composants. Le condensateur C1 peut recevoir une charge plus importante qui est totalement indépendante de la tension d'amorçage du DIAC.

Attention cependant, la seconde cellule RC apporte un déphasage supplémentaire qui, s'il est intéressant dans le cas de faibles allumages, peut être préjudiciable dans le cas d'allumages maximums. Il faut donc que sa valeur ne soit pas trop importante.

Pour en finir avec ce schéma, signalons au passage la présence d'un interrupteur monté en série dans le circuit de commande. Il permet de mettre hors service l'ensemble du montage. Hors service ne veut pas dire hors tension donc prudence. Reste le fusible F1 qui doit jouer son rôle de protection en cas d'incident sur la charge (lampe qui se met en court-circuit par exemple).

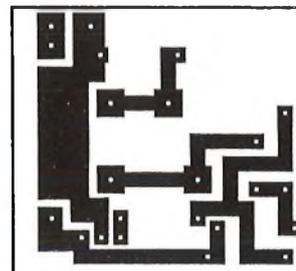
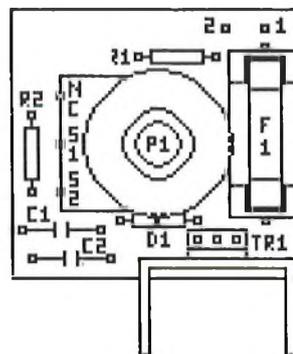
Liste des composants

R1	Résistance 1 kΩ 1/4 W (marron, noir, rouge)
R2	Résistance 6,8 kΩ 1/4 W (bleu, gris, rouge)
P1	Potentiomètre 220 kΩ A avec interrupteur
C1, C2	Condensateur plastique 0,1 µF 250 V
TR1	Triac 10 A 400 V
D1	Diac 32 V
F1	Fusible 5 x 20 4 A
1	Refroidisseur type ML7
1	Bouton pour potentiomètre
2	Fiche banane isolée noire
1	Vis + écrou 3 x 10
2	Cosse à souder Ø 6
1	Porte fusible C.I.
20cm	Fil de câblage
1	Coffret SG1

Réalisation

Voici le genre de montage qui, malgré son nombre réduit de composants, réclame le plus grand soin au niveau de la réalisation.

Il ne faut jamais perdre de vue que ce produit sera relié au secteur et une tension de 220 Volts alternatif à 50 Hertz est autrement plus dangereuse qu'une tension délivrée par une simple pile de 9 volts (bien que cette dernière puisse aussi faire des



dégâts). Donc prudence quand le montage est utilisé en dehors de son coffret.

Comme à l'accoutumée vous trouverez le circuit imprimé accompagné de sa sérigraphie à l'échelle 1. Sa réalisation ne réclame aucune précaution particulière, les pistes étant suffisamment larges. Tous les perçages s'effectueront avec un foret de 0,8mm sauf les quatre prévus pour recevoir l'interrupteur qui seront percés à 2,5 mm, les deux du porte fusible à 1,5 mm et les trois du triac à 1 mm.

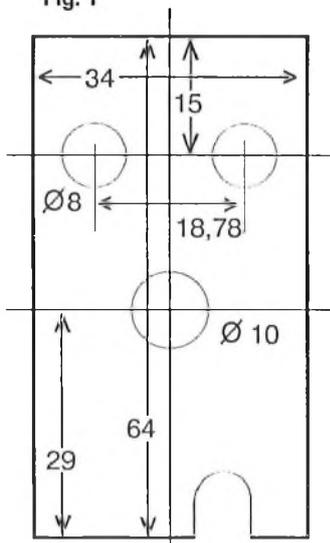
L'insertion des composants s'effectuera dans l'ordre classique de taille croissante des différentes pièces. D'abord le DIAC D1, puis les résistances R1-R2, les condensateurs C1-C2.

Ne jetez pas les pattes de ces composants, elles serviront dans la suite du montage.

Vient ensuite le TRIAC T1 qui aura pris place préalablement sur son radiateur. L'usage de graisse thermique, si elle n'est pas indispensable est malgré tout fortement conseillée.

Le montage du potentiomètre P1 nécessite une petite astuce. La mise en coffret impose d'utiliser un type dont l'axe est perpendiculaire au circuit imprimé. Comme il comporte un interrupteur, force est de se rabattre sur un modèle prévu pour pouvoir être monté en façade de coffret (le modèle pour circuit imprimé étant trop difficile à trouver). Les liaisons s'effectuent normalement en fil volant. Sur cette réalisation, le montage du double interrupteur est fait pour se souder directement sur le circuit imprimé. Il est alors évident que les broches du potentiomètre sont trop courtes pour

Fig. 1



GABARIT DE PERÇAGE
DU CAPOT

Fig. 2

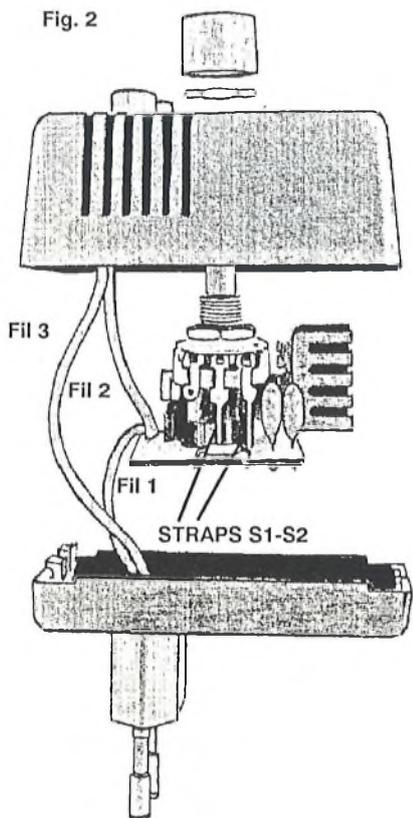
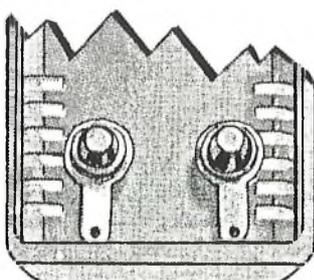


Fig. 3



Sens des cosses à respecter

pouvoir être soudées directement. Il faut donc les rallonger. C'est à quoi vont servir les pattes de composants qui ont été précédemment mises de côté.

Seules deux des trois broches sont utilisées (Voir photo et figure 2 pour s'aider). Dans un premier temps, les pattes seront rabattues le long du corps de l'interrupteur et les deux broches utilisées seront rallongées avec les straps. Le potentiomètre sera ensuite inséré à son emplacement puis soudé.

Le montage du circuit se terminera par l'insertion du porte fusible.

A ce stade du montage, vérifier une dernière fois la qualité des soudures et l'absence de court-circuit.

La deuxième étape sera une partie de mécanique. L'ensemble terminé se montera dans un coffret SG1 particulièrement adapté à ce type d'utilisation. Il comporte une prise secteur et un volume suffisant pour recevoir l'ensemble de l'électronique.

La première opération consistera dans le perçage des différents trous qui recevront les douilles femelles pour le branchement de la lampe et le passage de l'axe du potentiomètre.

La figure 1 donne le gabarit de perçage pour ce coffret. La lumière à la base du gabarit permet le passage de la colonne de fermeture du coffret.

Une fois ces trois trous percés, l'opération suivante consiste à mettre en place les deux douilles banane châssis. L'assemblage s'effectuera avec les deux cosses comme cela est montré sur la figure 3. Bien respecter le sens des cosses.

La dernière étape sera la partie câblage électrique:

Couper deux fils de 5 cm (fil 1 et fil 2) puis un de 10 cm (fil 3). Il seront dénudés aux deux extrémités sur une longueur de 5 mm.

Le fil 1 et le fil 3 seront soudés d'un côté sur la prise secteur du boîtier. L'extrémité libre du fil 1 et le fil 2 seront soudés sur le circuit imprimé (comme indiqué sur la figure 2). Les deux extrémités libres des fils 2 et 3 seront alors soudées sur les cosses des douilles banane.

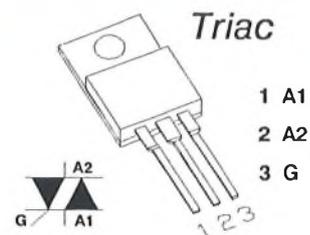
Il ne reste plus qu'à jeter un dernier coup d'oeil sur l'ensemble des soudures, à mettre le fusible dans son support, à fixer le circuit dans le coffret grâce à l'axe du potentiomètre, de monter la prise secteur

dans l'embase du coffret et de fermer le tout.

Une dernière phase de mécanique consistera à fixer le bouton sur l'axe du potentiomètre après avoir adapté sa longueur.

Le montage est prêt à être testé. Mettre le boîtier dans une prise de courant et brancher une lampe dessus. Régler l'intensité lumineuse désirée grâce au bouton du potentiomètre. En raison de la taille du radiateur, il est déconseillé de dépasser une puissance de 600 Watts sur ce montage.

Brochage

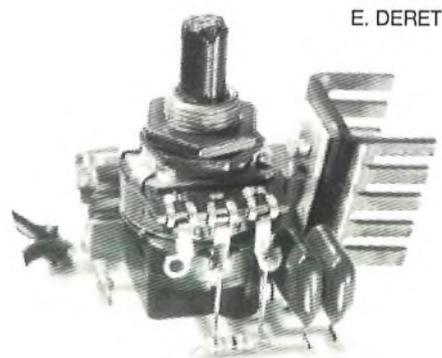


Conclusions

Si ce montage est très simple, il peut cependant lui être fait un reproche. Il ne comporte pas de système d'antiparasitage. Si l'écoute des grandes ondes devient problématique dans la pièce, ne cherchez pas plus loin, c'est le gradateur qui est en cause. C'est d'ailleurs le principal problème de tous les montages à triac.

A part ce défaut ponctuel, c'est un montage simple, fiable et qui ne devrait pas poser de problème.

En remplaçant le potentiomètre par d'autres dispositifs électroniques (LDR par exemple), il est possible de faire une commande automatique d'éclairage. Comme quoi, en partant d'un montage simple, il y a moyen d'aboutir à une foule d'autres petits montages !



E. DERET

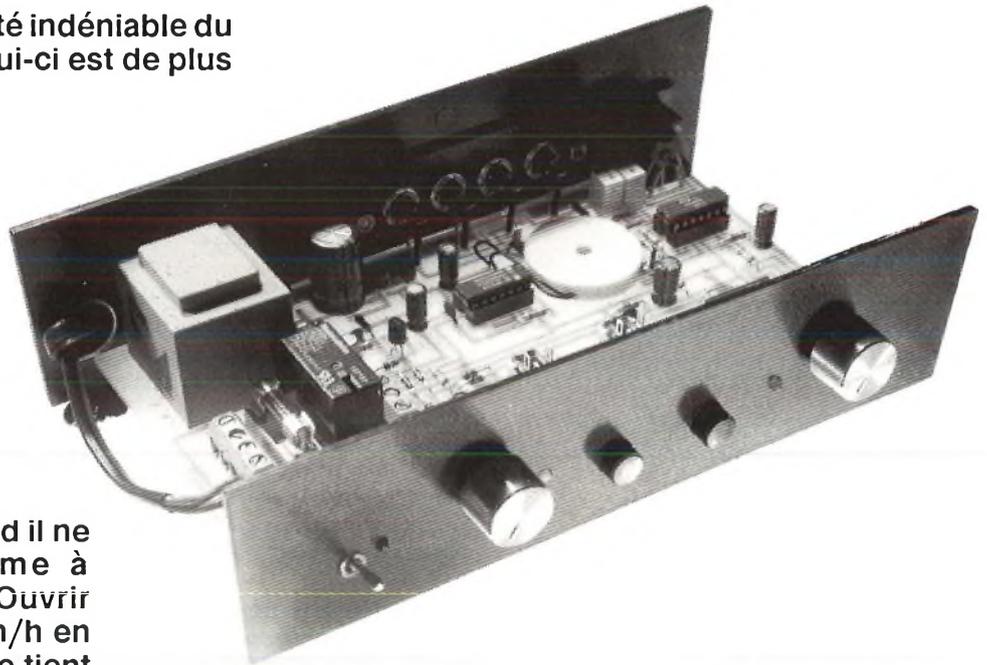
Auto-stoppeur K7

Prévenons de suite: Il ne s'agit pas d'un montage que l'on verra cet été sur le bord des routes, permettant un succès à 100 % aux habitués du pouce levé....

Il n'empêche que cette réalisation possède quand même un rapport étroit avec les plates-bandes, puisque nous parlerons principalement dans cet article de bandes magnétiques (que c'est mauvais!...).

Venons-en au fait. La qualité indéniable du disque LASER fait que celui-ci est de plus en plus omniprésent dans les foyers.

Dans les automobiles, le pas est encore loin d'être franchi. Diverses raisons à cela: la hantise de voir le matériel disparaître par une nuit sans lune, le coût encore élevé de ce type de matériel et finalement le côté peu pratique d'utilisation quand il ne s'agit pas d'un système à chargeur multi-disque (Ouvrir un boîtier de CD à 130 km/h en étant seul dans le véhicule tient du suicide...).



Profiter de la qualité de ce son n'est donc que partiellement possible actuellement, à l'aide de cassettes magnétiques.

C'est au moment où il s'agit de faire les copies (CD vers K7) que notre montage apparaît.

Le but...

Préparer le loisir, en l'occurrence l'écoute agréable lors de divers trajets, ne se fait pas forcément pendant une période de loisir.

Pour être plus clair, rester devant sa chaîne HI-FI durant tout le temps où les copies se font, devient rapidement lassant.

Inévitablement, au bout de dix minutes, on se met à faire autre chose, à recevoir un coup de fil (on diminue donc le niveau sonore de la chaîne) etc, etc...

Pour le peu que vous alliez faire un tour au jardin ou que la communication téléphonique se prolonge et c'est gagné.

Car évidemment le disque n'aura rien trouvé de mieux que de se terminer à ce moment là, pendant que la cassette, au courant de rien, continue son défilement tranquille: Amusant....

Et bonjour pour retrouver où s'était arrêté l'enregistrement sur la bande. Que celui à qui cette suite d'événements n'est jamais arrivée et qui n'a pas pesté me lance le premier BC107....

Donc et pour résumer, il faut faire quelque chose. Nous nous sommes fixés les principes suivants:

Dans un premier temps, une sortie sur relais. Cette sortie permettra de commander la fonction "pause" de la platine K7 ou tout simplement son alimentation générale si on ne désire pas apporter de modification au matériel HI-FI.

Pour que le montage puisse rester câblé lorsqu'il n'est pas utilisé, sans pour autant gêner le fonctionnement normal de l'appareil commandé, ce sont les contacts repos du relais qui seront utilisés.



Le relais "colle" au moment de la fin du disque et ainsi, lorsque le montage est hors tension, il reste totalement "transparent".

Le collage du relais, associé à la fin du disque, est signalé par un buzzer.

Deux réglages doivent être accessibles:

- L'un de temporisation
- L'autre de niveau de modulation.

Celui de temporisation doit permettre de ne pas couper l'enregistrement pendant les inter-plages du disque ou les moments de silence de certains compositeurs.

Cette temporisation sera ajustable de 0.5 à plus de trente secondes.

La temporisation, à elle seule, n'est pas suffisante. En effet, si dans un morceau de Hard-Rock l'amplitude du signal sera toujours suffisante pour réactiver et ainsi prolonger la temporisation, il en sera tout autrement pour de la musique classique par exemple.

Les passages musicaux à très faibles niveaux ne devront pas être interprétés comme des zones de silence.

A cette fin, le signal B.F. est très fortement amplifié (jusqu'à l'écrêtage) de façon à toujours détecter cette modulation.

Ce niveau d'amplification est rendu ajustable car si sur un compact-disc la détection entre musique et silence est facile (niveau de bruit très faible à l'arrêt), il peut être plus difficile dans le cas d'une copie à partir d'un disque vinyle traditionnel ou autre source de dynamique moindre.

Une LED signalera si le niveau d'amplification est suffisant ou non.

Enfin une touche "START" de démarrage de la surveillance et une "RAZ" permettront de faire des pré-écoutes ou le calage de la bande magnétique sans être gêné par le montage.

Câblage

Pour une utilisation facile, ce montage est prévu pour s'intercaler de manière fixe entre la source et le magnétophone. Il prélève simplement le signal B.F. (sans l'affecter) des deux voies à l'aide de quatre fiches RCA (ou une DIN) d'entrée / sortie.

Synoptique

Rassurez-vous, il s'agit d'un montage simple, même si le synoptique paraît complexe au premier abord.

Deux cellules mémoire notamment, ne sont réalisées qu'à l'aide de portes de comparateur ou de composants discrets.

Amplification

Le signal basse fréquence ne fait qu'être prélevé dans le montage, entre les RCA ou la DIN d'entrée et sortie (niveau 0 dB). Il est amplifié d'une façon réglable pour les raisons que nous avons vues plus haut.

Cette amplification est importante afin de pouvoir saisir et rendre actifs les signaux de très faibles amplitudes.

Une signalisation sous forme de crête-mètre indique la présence de cette modulation et la suffisance du réglage.

Surveillance

Une première cellule mémoire, activée par la touche "START", permet de mettre le montage en mode surveillance. A partir de ce moment, toute interruption de la modulation pendant une période supérieure à la temporisation active l'étage de sortie.

Dans le cas contraire, c'est à dire tant que la modulation existe, la temporisation est constamment "resetée" par le détecteur de modulation.

Mémoire relais

Lorsque le relais a été activé, une seconde cellule mémoire permet de le maintenir en activité.

Cette cellule permet ainsi de conserver l'arrêt, même si de la modulation revient ou si l'arrêt de la source provoque un "cloc" de modulation (cas des interrupteurs de muting des platines tourne-disques traditionnelles).

Cette mémoire relais désactive en même temps celle de surveillance et met en service le buzzer d'indication de fin d'enregistrement.

R.A.Z

Le relais ayant coupé l'alimentation de la platine cassette (ou l'ayant mise en pause forcée), la touche R.A.Z. permet de libérer cet état et de retrouver le fonctionnement de cette platine. Son appui stoppe également le buzzer.

Enfin, cette touche de R.A.Z. permet également d'arrêter la surveillance avant son terme si elle a été enclenchée prématurément.

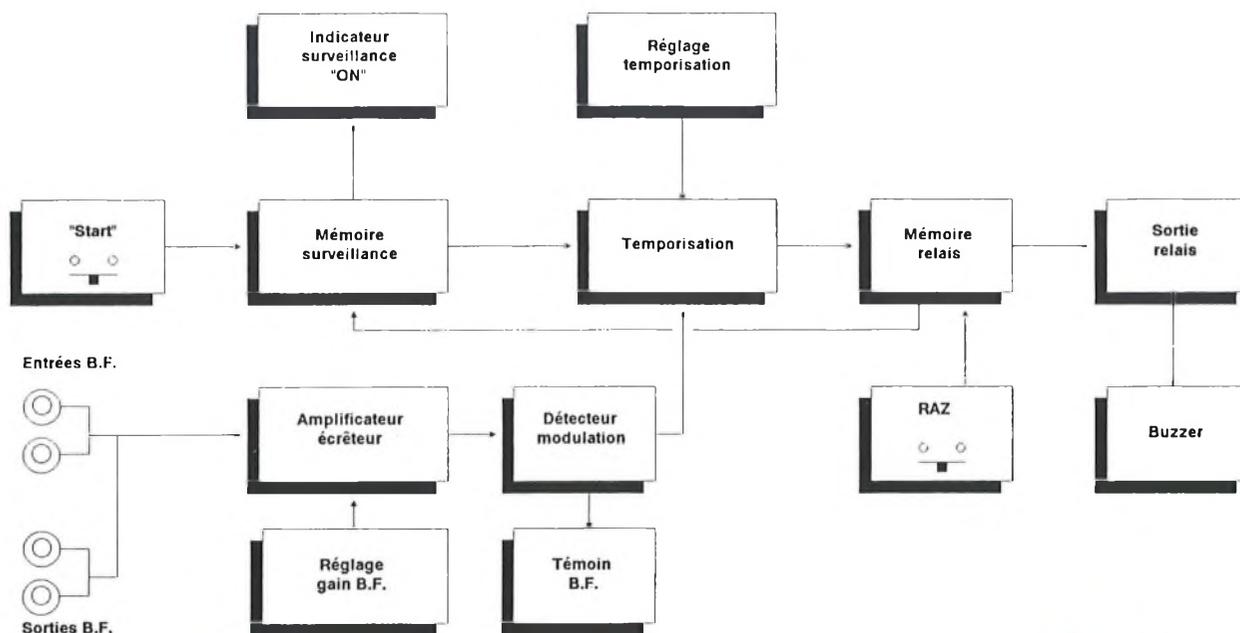


Schéma de détail

Trois circuits intégrés au total participent à l'obtention des fonctions: un quadruple amplificateur opérationnel, un quadruple comparateur et un circuit MOS pour activer le buzzer.

Amplification

Elle est extrêmement simple et occupe, à elle seule, la totalité d'un TL084.

Le signal est prélevé par C9 et C10, chargés d'isoler de la composante continue interne du montage.

Deux premières portes sont montées en suiveur afin de conserver en entrée une impédance élevée (définie pratiquement par R18 et R19 à 1 MΩ).

Les sorties de ces deux portes forment un sommateur entre les deux voies: certains compositeurs s'amuse abondamment avec les effets stéréo, ils ne doivent pas pour autant tromper le montage...

Un nouveau suiveur puis l'amplificateur permettent d'obtenir en

sortie un niveau allant de deux fois à plus de cent fois le niveau d'entrée.

Dans le cas d'un signal à 0 dB et un gain maxi, c'est pratiquement un signal carré que l'on obtient en sortie.

A noter que l'ensemble de la polarisation en continu de ces amplificateurs est fixée à environ 3.4 Volts par le point "A" d'un diviseur résistif. Cette valeur aura une importance comme nous le verrons après.

Mémoire de surveillance

Elle est constituée par la porte 2,4,5 du quadruple comparateur. C'est un montage à réaction positive que nous avons déjà eu l'occasion de décrire à propos de la réalisation d'un pile ou face à afficheur (No 2 page 9).

Cette réaction sur l'entrée plus, est assurée par R14 et R12. A la mise sous tension, la sortie se positionne à "0", grâce à C7 sur l'entrée plus et au fait que le découplage C8 du réseau diviseur est relié au plus 12 Volts.

Cette position à "0" correspond au mode "surveillance OFF": la LED D9 de

contrôle de surveillance est alors éteinte et C1, (capacité de temporisation) ne peut pas se charger.

À l'appui sur la touche "START" (SW2), cette cellule change d'état et la porte 10,11,13 allume la LED de contrôle.

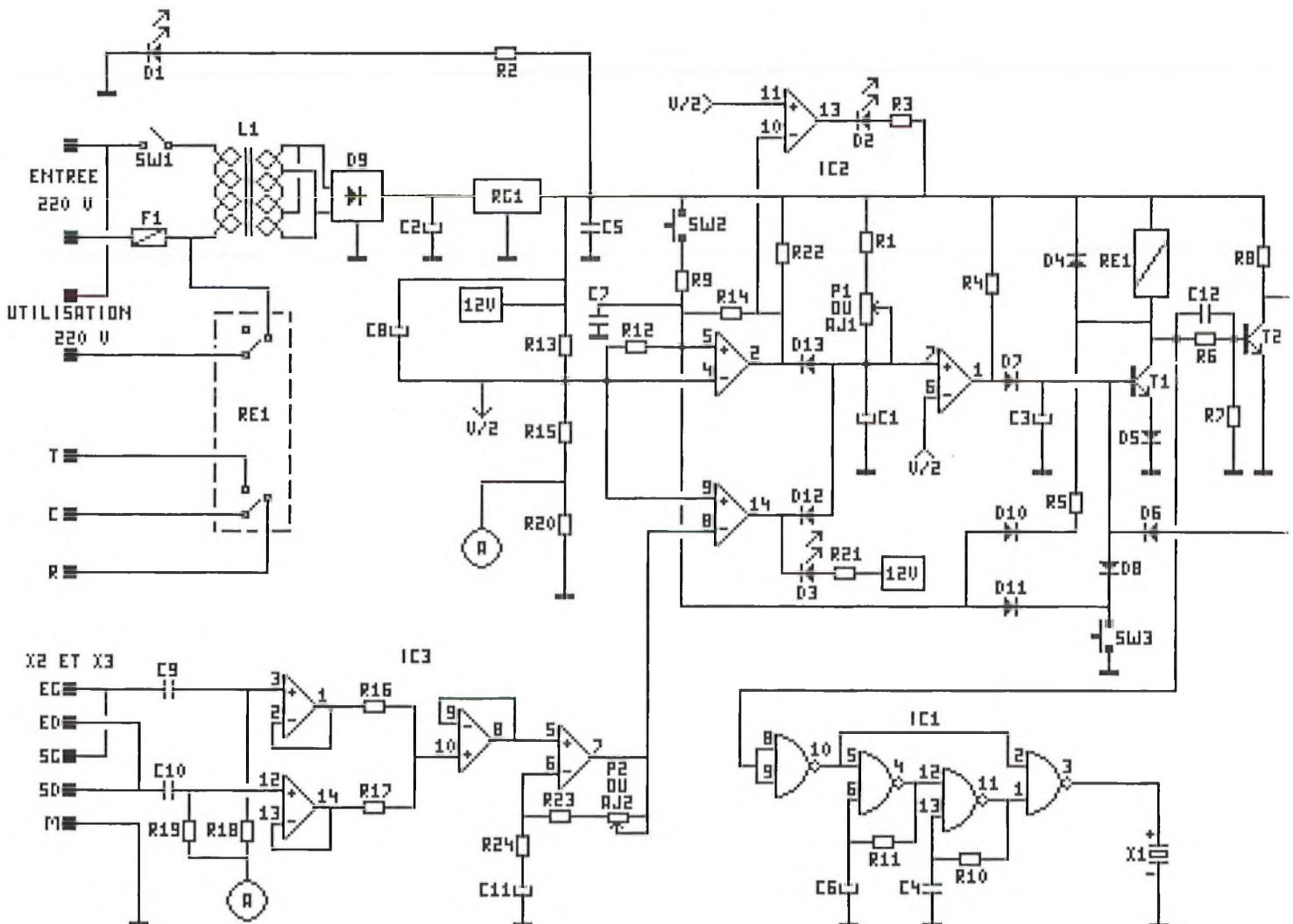
Temporisation

À partir de cet instant, C1 peut se charger au travers de R1 et P1, qui déterminent la temporisation avant collage du relais.

Tout au moins se charge-t-il si la porte 8,9,14 ne vient pas l'en contrarier. En fait, cette porte empêchera la charge si de la modulation est présente.

Cette modulation est centrée sur un potentiel de l'ordre de 3.4 Volts, et le seuil de comparaison se trouve à $V_{cc}/2$, soit 6 Volts. Il faut donc que la crête de modulation soit supérieure à 2.4 Volts pour que C1 se voit déchargé régulièrement par la B.F.

Cette décharge cyclique au rythme de la modulation est également visualisée grâce à cette porte et par le biais de R21 et D13.



Etage de sortie

C'est de nouveau un comparateur qui va être utilisé entre la tension de C1 et Vcc/2.

Lorsque le potentiel aux bornes de C1 dépasse ce seuil, la sortie de cette porte (1,6,7) passe à "1" et vient activer la base de T1, collant ainsi le relais.

Le réseau R4, D7 et C4 crée une mini constante de temps empêchant toute hésitation dans le collage du relais.

Mémoire de relais

Quand enfin ce relais s'est collé, il faut qu'il y reste même si les conditions initiales ont disparues.

C'est le rôle que jouent R8, D9 et T2, qui vient, par son blocage, confirmer la conduction de T1 (courant de base de T1 fourni par R8).

Buzzer

La conduction de T1 entraîne également la mise à zéro des entrées 8 et 9 d'une cellule NAND de IC1.

Les trois cellules restantes forment un double oscillateur fournissant un "BIP...BIP...BIP" destiné à vous indiquer que le montage a décidé de stopper l'enregistrement.

Enfin, et également sur le collecteur de T1, est reprise une information par R5 et D10 destinée à remettre la cellule mémoire d'entrée au repos.

R.A.Z.

Dans l'état où nous sommes maintenant, T1 est saturé d'une façon définitive.

Pour bloquer sa conduction et donc remettre le magnétophone en route, c'est l'appui sur SW3 de RAZ qui va venir bloquer la base.

A noter que l'appui sur ce SW vient également replacer la cellule mémoire d'entrée au repos, ce qui peut être utile pour annuler prématurément le mode "surveillance ON".

Utilisation

Le relais choisi possède deux jeux de contacts inverseurs.

L'un est câblé directement sur le 220 Volts, et fournit directement une prise secteur pilotée.

Cette première sortie permet par exemple de piloter directement l'alimentation du magnétophone.

Comme indiqué au début, ce 220 Volts est présent quand le montage est arrêté (relais au repos et utilisation du contact "R"), permettant une utilisation normale de la chaîne sans tout décâbler.

Toutefois, un second contact est fourni directement sur 3 plots, permettant ainsi la modification de la fonction "pause" du sus-dit magnétophone.

Liste des composants

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

R1 à R3	1 k Ω
R4	10 k Ω
R5	47 k Ω
R6 à R9	10 k Ω
R10	68 k Ω
R11, R12	100 k Ω
R13	4,7 k Ω
R14	100 k Ω
R15	2,2 k Ω
R16, R17	10 k Ω
R18, R19	1 M Ω
R20	2,7 k Ω
R21	1,2 k Ω
R22	10 k Ω
R23, R24	1 k Ω

P1 ou AJ1	1 M Ω
P2 ou AJ2	100 k Ω

C1	47 uF 25V chimique radial
C2	470 uF 25V chimique radial
C3	1 uF 63V chimique radial
C4	10 nF céramique
C5	0,1 uF céramique
C6	10 uF 25V chimique radial
C7	0,1 uF céramique
C8	100 uF 25V chimique radial
C9, C10	1 uF 50V plastique pas de 5.08
C11	10 uF 25V chimique radial
C12	10 nF céramique

D1	LED 3mm rouge
D2	LED 3mm verte
D3	LED 3 mm orange
D4 à D8	1 N 4148
D9	Pont 1.5 A 100V
D10 à D13	1 N 4148

IC1	MOS 4093
IC2	LM 339
IC3	TL 084

RG1	78L12
-----	-------

T1	2N2222A
T2	BC547B

SW1	inter M/A
SW2, SW3	cellule F2 (poussoir)
L1	transfo moulé 2x15V 1,8VA
F1	tempo 2A + support CI
RE1	relais carte 12V 2RT
X1	buzzer piezo

2 borniers 2 plots
1 bornier 3 plots
3 supports CI 14 broches
1 bloc de 4 prises RCA (ou 1 DIN)
1 cordon secteur

Réalisation

La carte est prévue pour s'installer facilement dans un coffret H2 de coût peu élevé.

La réalisation ne devrait pas poser de gros problèmes, car le circuit est très aéré. On procédera donc comme à l'accoutumée, c'est à dire par ordre croissant de taille des composants.

Au niveau de P1 et P2, les implantations ont été prévues pour y monter soit de l'ajustable vertical, soit du potentiomètre traditionnel muni de son étrier.

Ces différents composants serviront d'ailleurs à fixer la carte dans le coffret. Si on utilise des ajustables, des pieds adhésifs seront utilisés pour immobiliser la carte.

A l'utilisation, vous verrez qu'il est peu fréquemment nécessaire de revenir sur les réglages, surtout avec un lecteur CD, pour lequel le niveau de modulation peut être laissé au maximum en permanence.

A la rigueur, seule la temporisation aura besoin d'être retouchée plus souvent.

Dans le cas de notre maquette, nous avons malgré tout opté pour les potentiomètres, dans la mesure où nous désirions utiliser le prototype sur des sources plus bruyantes (platine TD classique entre autres).

Dans la majorité des cas ce sont des prises RCA qui seront utilisées (en effet, compte tenu des pays d'origine des lecteurs CD, la DIN est rare).

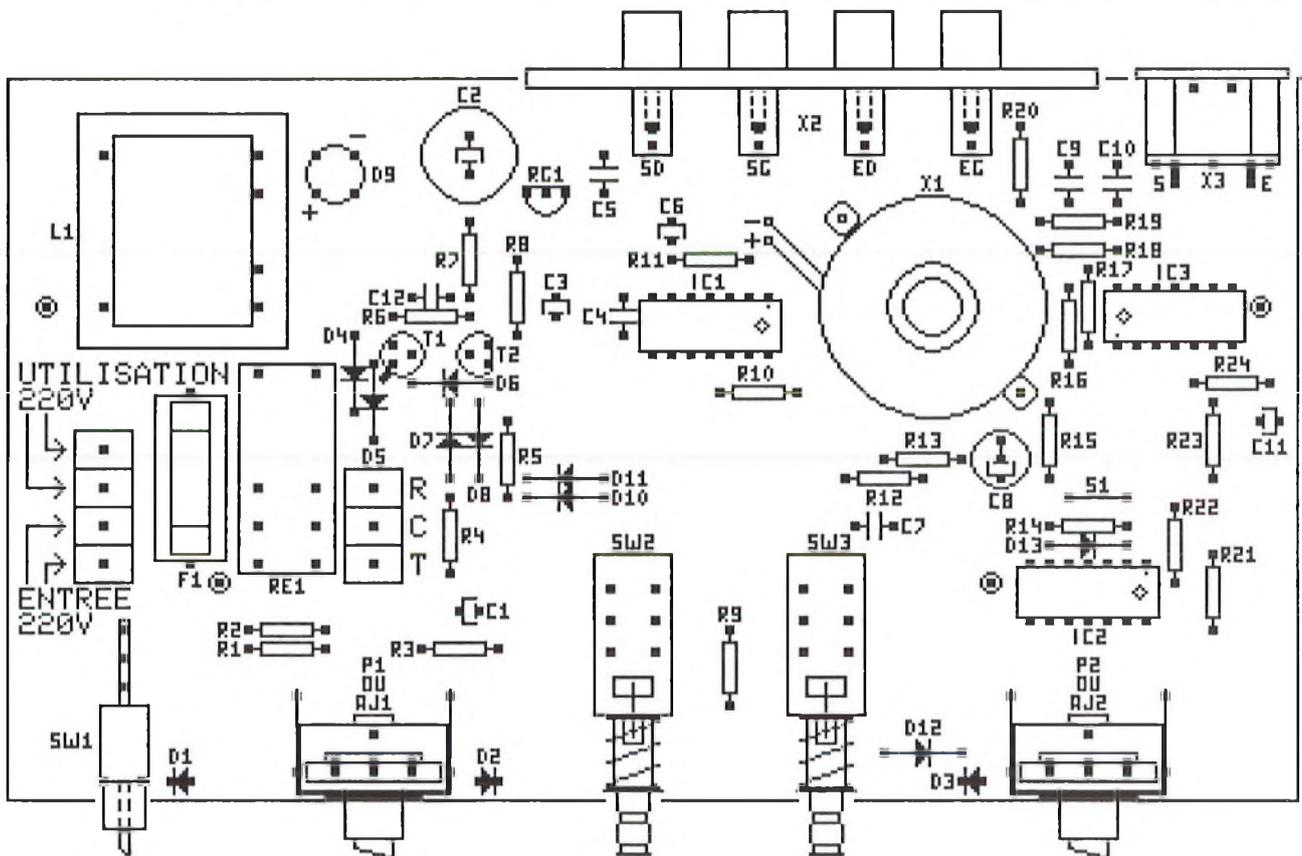
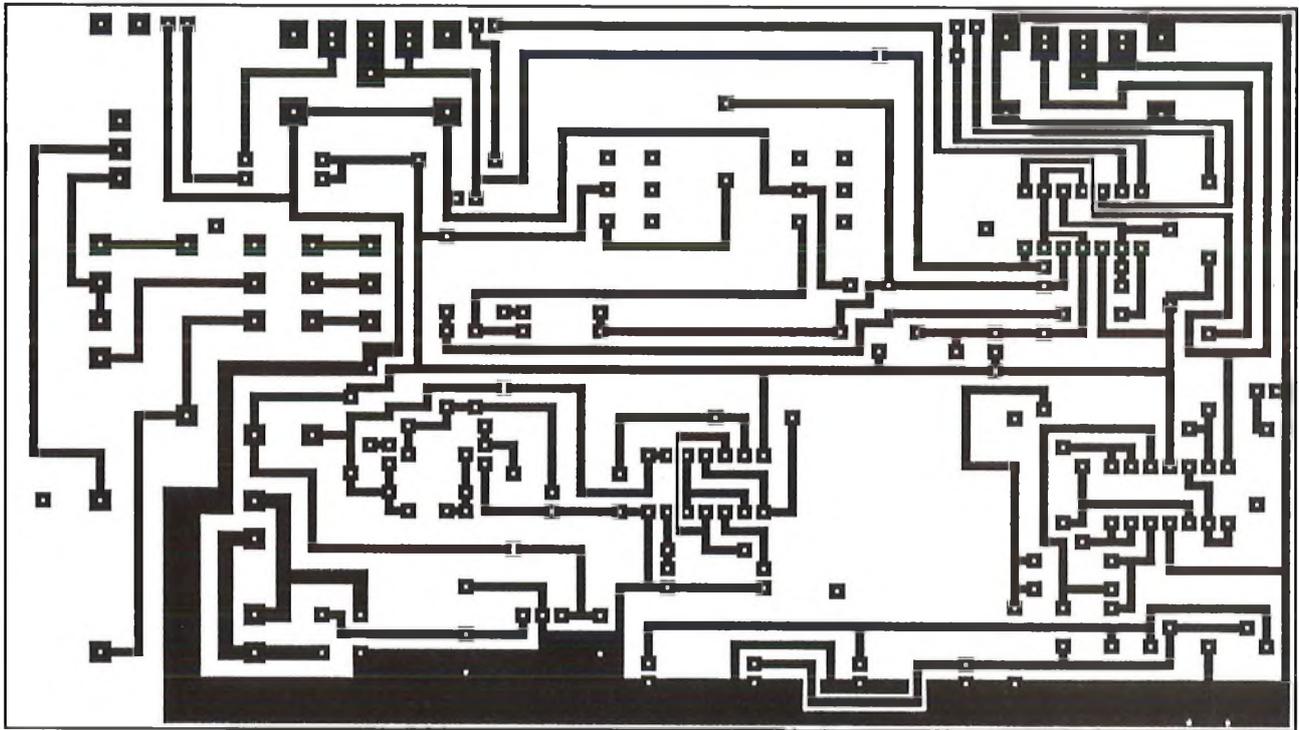
Toutefois le montage peut servir de relayeur RCA-DIN en montant les deux types de prises.

Le repérage de l'entrée et de la sortie en RCA importe peu, puisque ces prises sont directement reliées ensemble.

A noter également que le fusible supporte et protège le courant d'utilisation externe: en tenir compte éventuellement pour retoucher sa valeur.

Le circuit imprimé et la sérigraphie sont donnés page suivante, échelle 1, ainsi que les gabarits de perçage des façades avant et arrière du coffret.





Utilisation

Après avoir bien vérifié le câblage et en prenant toutes les précautions au sujet d'un montage relié au secteur, on branche.

A la mise sous tension, seule la LED de marche doit s'allumer, ainsi éventuellement que la LED de contrôle de modulation pendant une fraction de seconde.

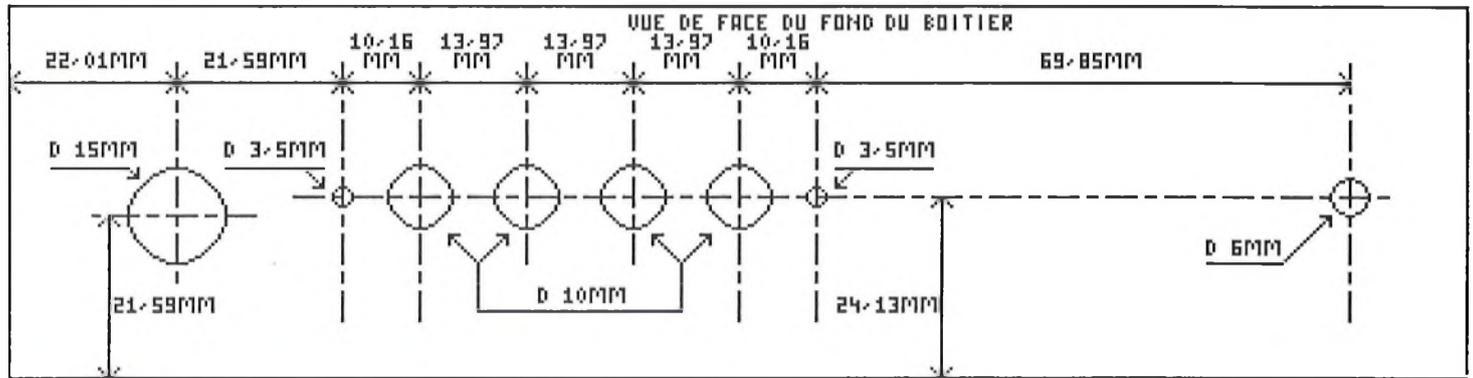
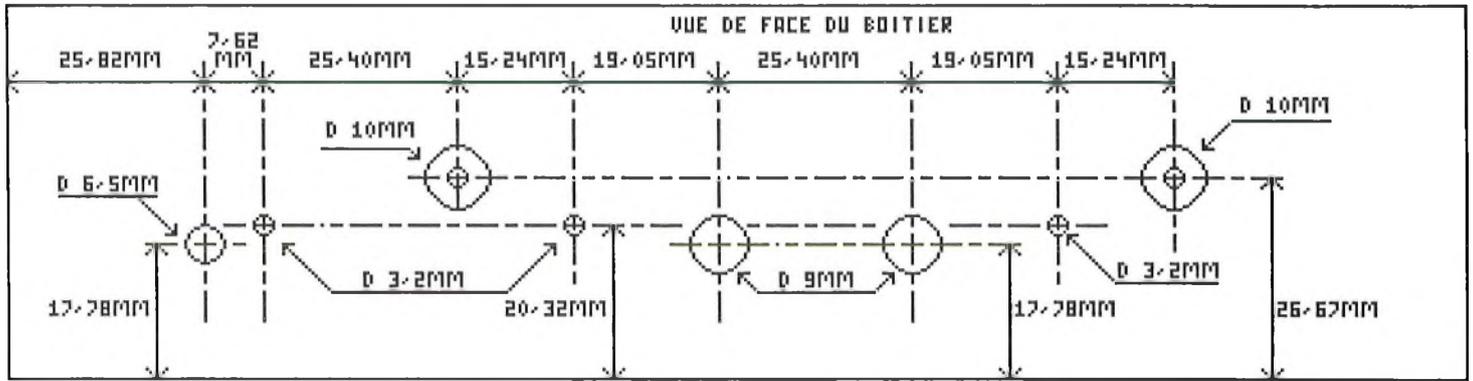
Dans un premier temps, ne pas câbler de modulation pour les essais.

On peut alors appuyer sur la touche "START" qui enclenche le contrôle de modulation et allume la LED correspondante. La LED de contrôle de modulation reste éteinte (et pour cause) et au bout d'un certain temps (comme le fût du canon), le relais s'enclenche.

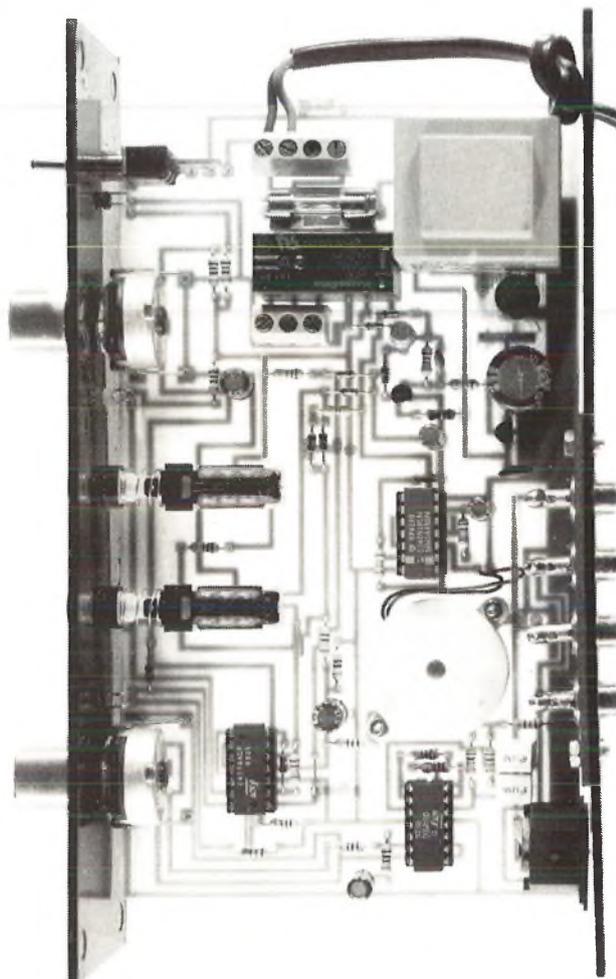
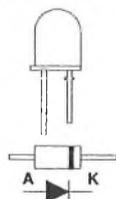
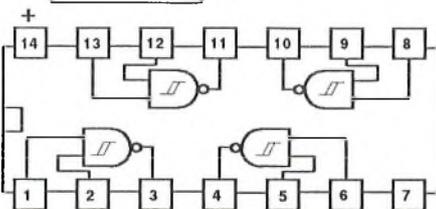
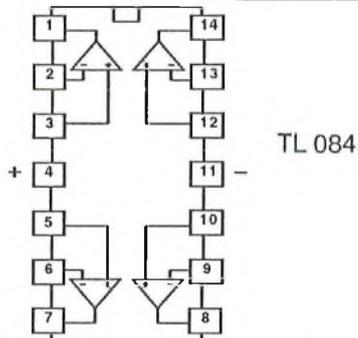
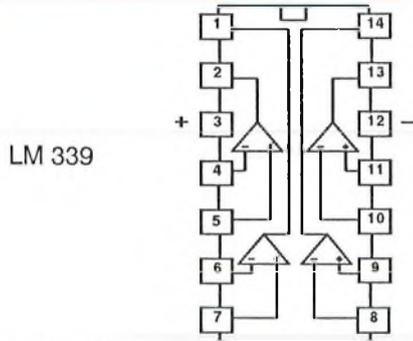
Cette procédure (absence de modulation) permet de régler facilement la durée de temporisation du montage.

Pour finir, un essai avec modulation permet d'ajuster le gain d'amplification de façon à ce que sa LED correspondante clignote au même rythme, ce qui témoigne de la prolongation de la temporisation.





Brochages



Conclusions

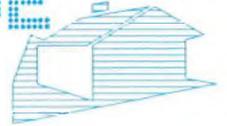
Evidemment sur ce montage, tout autre appareil peut y être connecté, et à partir de là, bien d'autres applications pour cette réalisation peuvent être envisagées.

C'est d'ailleurs sa vocation de surveillance qui peut être la plus intéressante, puisque c'est l'absence d'un son pendant un temps pré-déterminé qui enclenche (et laisse enclenchée) une alarme par buzzer et un relais.

Il peut alors par exemple surveiller la présence d'un signal tout autre qu'audio et entraîner des actions de commande.

Sa vocation première reste toutefois d'éviter de s'énerver en recherchant où peut bien être la fin de l'enregistrement sur la bande...

J.TAILLIEZ

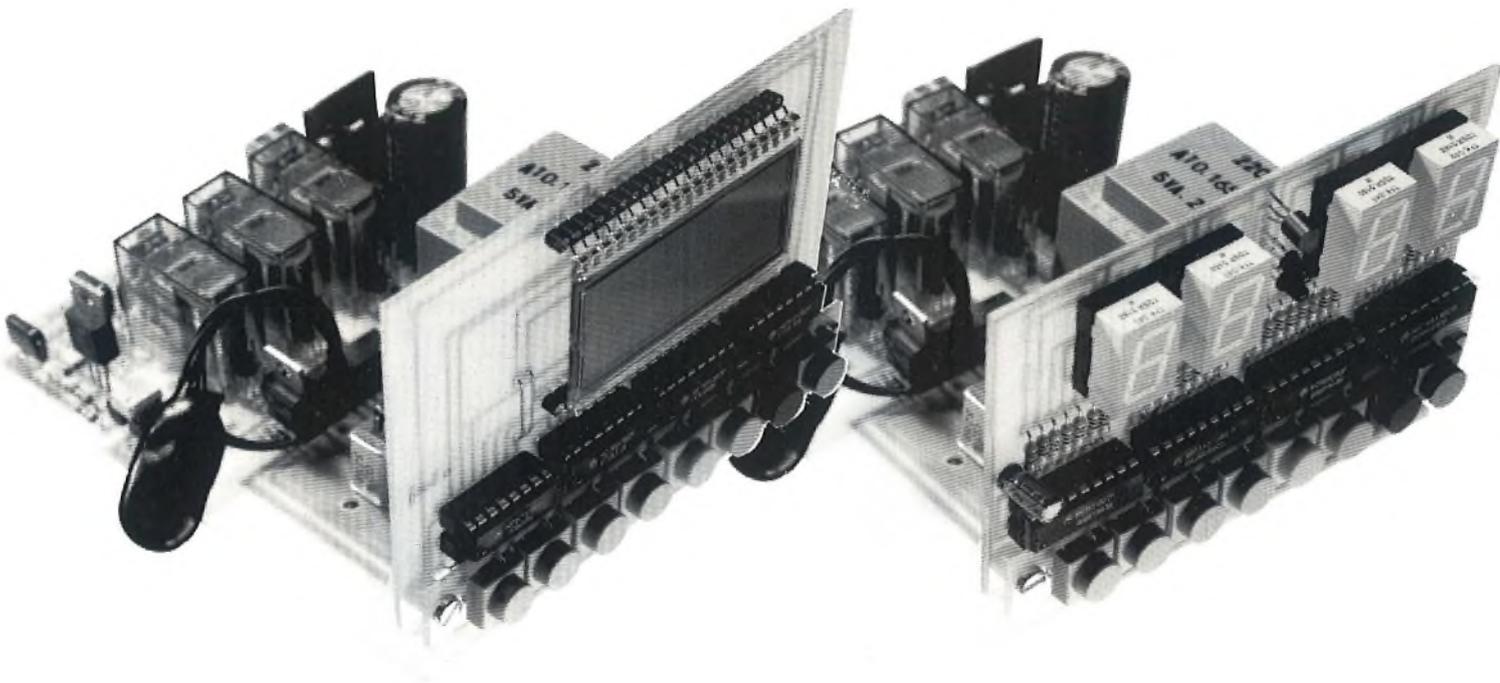


Retour sur le programmateur journalier, universel et minuterie - chronomètre

De tous les montages proposés dans cette revue c'est, de loin, celui qui a suscité (et qui suscite encore) la plus grande quantité de courrier.

Bien que l'ensemble des articles aient été écrits en essayant d'apporter le plus d'informations possibles, à la lecture de nombreuses lettres, il s'avère qu'un certain nombre de questions sont restées dans l'ombre.

C'est donc l'occasion idéale de profiter de ces quelques pages pour essayer de répondre à certains problèmes qui reviennent fréquemment.



Problème d'initialisation

Comme l'électronique est vicieuse! Si certains montages fonctionnent du premier coup (c'était le cas pour notre maquette et pour des réalisations de beaucoup de lecteurs), d'autres présentent des velléités à vouloir démarrer.

L'affichage arrive bien à l'étape de mise à l'heure (00:00 clignotant), les minutes s'incrémentent bien, mais il n'y a pas moyen de passer sur la phase de mise à l'heure.

Terrible dilemme que de trouver une explication à ce phénomène, surtout quand vous n'avez entre les mains que la lettre du premier lecteur qui constate ce défaut.

Afin de trouver une explication, ce brave lecteur nous a même fait parvenir par la suite son 68705 ainsi que son EPROM (il pensait qu'il pouvait s'agir d'une erreur de programmation). L'EPROM était correcte et le 705 fonctionnait parfaitement sur la maquette.

Si l'erreur n'est pas là, c'est qu'elle est ailleurs. Après avoir vérifié l'ensemble des circuits imprimés proposés dans la revue,

force était de constater qu'il n'y avait pas d'erreur non plus à ce niveau.

Quand, au même moment, d'autres lecteurs vous contactent pour vous dire que ça marche très bien et qu'ils vous demandent comment modifier tel ou tel point du programme pour obtenir un fonctionnement particulier, vous abandonnez les recherches et mettez plus ou moins en cause la réalisation de ce lecteur (piste coupée, court-circuit, etc... Cela nous arrive bien!)

Où l'affaire se complique, c'est quand un second, puis un troisième lecteur constate le même phénomène. Cette panne est trop caractéristique pour être



due au hasard (les symptômes étant toujours les mêmes).

N'ayant pas les montages incriminés sous la main, force était donc de demander à ces lecteurs de s'investir encore plus et d'effectuer quelques mesures sur la partie clavier.

De bonne grâce, ceux-ci ont joué le jeu. Certains ont même trouvé, dans la foulée, la solution.

Alors qu'on était en droit d'attendre un état bas permanent sur les lignes PA2 à PA5 (grâce au pont de résistance PR1), celles-ci possédaient un état haut. Pour le programme cela équivalait à avoir toutes les touches enfoncées simultanément d'où son refus d'accepter toutes les demandes.

La cause de non fonctionnement étant maintenant connue, la solution au problème devient plus facile à trouver.

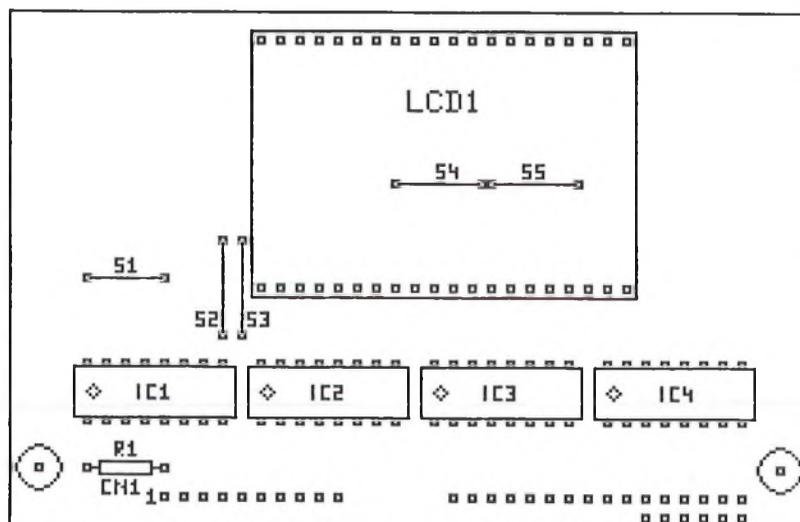
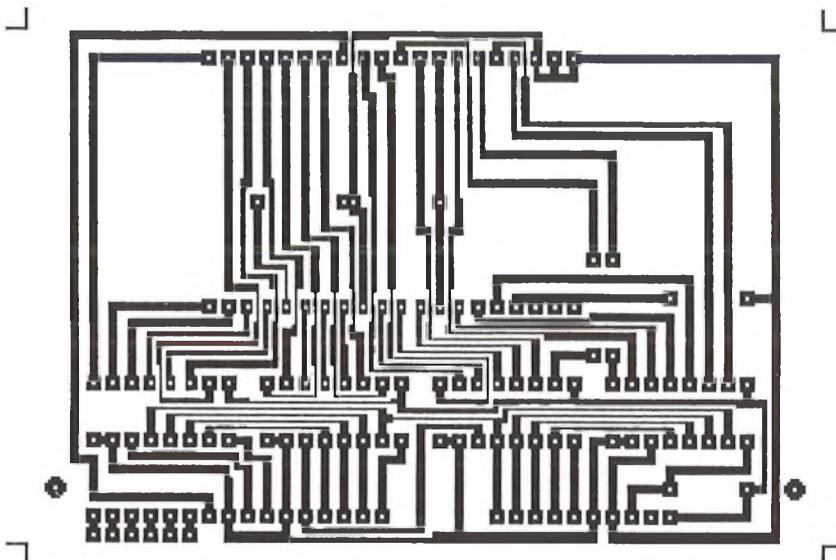
Si le pont de résistance n'arrive pas à assurer l'état bas, c'est que sa valeur est trop élevée. Pourtant avec une valeur de $4,7k\Omega$, il ne devrait pas y avoir de problème.

47k ?????? Que personne ne sorte! On a volé la virgule!

Mea culpa! Mea culpa! Mea maxi culpa! Malgré tous les soins apportés à cette revue, les phases de relecture et les contrôles effectués sur chaque article, il existe encore des erreurs qui arrivent à passer au travers des mailles du filet. Et celle-là en est une et, n'ayons pas peur de le dire, encore une de trop! Il va falloir encore resserrer la vis.

Le pont de résistance qui doit être monté est bien de $4,7K$ et non pas de $47K$ comme le laissait supposer la liste des composants initiale. Comme sur notre maquette, c'était bien un pont de $4,7K$ qui était monté, le 68705 de cet infortuné premier lecteur ne pouvait que fonctionner.

Pourquoi la majorité des montages fonctionnent malgré cela? C'est l'éternel problème des disparités qui peuvent exister entre des composants de même référence (d'où les notions de min, typ et max que l'on retrouve dans les données du constructeur). C'est la même explication qui est à donner pour la modification de valeur de la résistance sur l'entrée INT. La valeur initiale donnait entière satisfaction pour le 705 qui a servi au programmeur journalier et elle a posé problème avec le 705 qui a servi à la mise au point du programme de la minuterie



Les afficheurs LCD

lecteur car vendus couramment chez les bons revendeurs d'électronique.

Seconde source de problème!

Lors de l'étude de ce montage, le choix s'était porté sur un afficheur de la marque VARITRONIX qui présentait l'énorme avantage de posséder l'électrode COM sur les broches 1 et 40.

Lors de la réception de l'échantillon qui fut utilisé sur la maquette, aucune mise en garde n'avait été formulée quant à la disponibilité de ce produit.

Quelle ne fut pas notre désappointement quand, courant décembre, nous apprenions l'abandon de ce produit par le distributeur.

Il y a de quoi être en colère quand l'une des règles d'or de ce mensuel est royalement bafouée. En effet, tous les composants qui sont utilisés dans les différentes réalisations doivent tous pouvoir être facilement trouvés par le

Afin de réparer cet incident, indépendamment de notre volonté, nous nous sommes mis en chasse afin de trouver un produit de remplacement.

Malheureusement, malgré tous nos efforts, il n'était pas possible de trouver une référence fiable qui puisse venir se supplanter à cet afficheur initial.

Bon gré, mal gré, force a été de se rabattre sur un modèle pas véritablement équivalent.

Le choix s'est donc reporté sur un modèle de chez PHILIPS du type LTD227. Si cet afficheur ressemble beaucoup à son homologue, il présente "l'horrible défaut" d'avoir la broche 40 NC c'est à dire Non Connectée.

Une telle différence impose malheureusement une modification du circuit imprimé. Pour les puristes (ce n'est pas un défaut), voici un nouveau circuit



imprimé revu et corrigé pour ce type d'afficheur.

Pour ceux que la présence d'un fil sur la face cuivre du circuit ne dérange pas, il suffit de rajouter un strap entre la broche 1 et la broche 40 du LCD.

Réponses aux autres demandes

Comme déjà dit au début de cette article, cette réalisation a été à l'origine d'un courrier très abondant. Que ce soit pour les demandes de listings, de disquettes, d'EPROM ou plus simplement des demandes d'informations complémentaires, chaque courrier reçoit sa propre réponse (dans l'ordre des demandes).

Il n'est pas toujours possible de pouvoir répondre dans la foulée à toutes les lettres. Ne nous en voulez pas si vous n'avez pas de réponse dans les quinze jours. Sachez que nous faisons le maximum pour que ce délai ne dépasse pas le mois (et ce n'est pas toujours facile!).

Mais rassurez vous, nul n'est oublié, à moins que sa lettre ne nous soit pas parvenue!

Ah si, un cas où aucune réponse n'est donnée: Ce sont les lettres d'insultes, mais jusqu'à ce jour, cela n'est jamais arrivé. J'espère que je ne vais pas vous donner de mauvaises idées.

De nombreux lecteurs nous réclament d'autres réalisations à base de 68705. Patience! il y en aura d'autres. La mise en oeuvre d'un montage à base de micro-contrôleur est plus complexe qu'un montage électronique traditionnel. Car en plus de la partie électronique, il y a la partie programme, et c'est très rare qu'il fonctionne correctement du premier coup.

Parmi les demandes qui reviennent fréquemment, signalons entre autres des programmeurs d'EPROM ou de bêtes du même genre, des appareils de mesure, etc.

D'autres nous réclament des cours de programmation pour micro-contrôleur. Bien que ce ne soit pas la vocation première de ce journal, l'idée n'est pas mise de côté car nombreuses ont été les réclamations, et dans le cadre d'une HOBBYTHEQUE, pourquoi pas? C'est avant tout votre revue et son but est de vous satisfaire.

Le problème épineux de la fourniture du 68705 programmé.

À l'origine, quand les montages à base de 68705 ont été réalisés, loin de nous était l'idée de se transformer en marchand de composants programmés.

Mais en regardant de plus près le problème, la réalisation par l'amateur d'un montage de ce type est quasiment impossible. En effet investir dans des programmeurs pour uniquement un montage, il y a de quoi décourager les plus mordus.

Aussi ne reculant devant rien, (et aussi en reconnaissant ses erreurs), la rédaction d'Hobbytronic a finalement décidé de fournir les 68705 programmés. Une participation aux frais de fournitures et d'expédition de 195Fr est alors demandée. La commande s'effectue de la même manière que pour une EPROM ou pour un listing: sur papier libre en précisant bien la nature du produit désiré et accompagné de son règlement.

C'est l'occasion de préciser un point qui semble ne pas avoir été compris par certains. Quand il est question d'EPROM, c'est d'une 2716 (ou équivalent) qu'il est question. Ce composant comporte 24 broches et sert à pouvoir programmer le 68705 (voir article sur le programmeur de 705 paru dans le N°2). À aucun moment il n'a rétréci au lavage (vous ne nous ferez pas croire que les PTT nettoient le courrier avant de le distribuer) et n'a, par l'occasion, perdu 4 pattes en cours de route.

Dans le cas du listing, toutes les lignes sont commentées. Un adepte de la programmation en assembleur doit s'y retrouver sans problème.

Dans le cas des disquettes, le programme source (.ASM) est automatiquement accompagné du programme assemblé (.ROM)

La lecture du contenu du 68705

Merci pour les lettres de félicitations relatives à la Hobbytheque du 68705 parue dans le N°2. Mais pourquoi faut-il qu'à chaque fois vous rajoutiez qu'un point important a été oublié dans celle-ci.

Comment lire le contenu de son EPROM?

Qu'est ce qui peut bien se passer tout d'un coup pour que tout le monde cherche

à relire le 68705 qu'il vient de programmer? N'auriez vous pas confiance dans la routine de vérification du 68705? C'est MOTOROLA qui ne va pas être content!

Faire une duplication à partir de l'EPROM source (pour les moins fortunés) ou d'un émulateur (pour les plus riches) tient pourtant du jeu d'enfant. Et à aucun moment vous ne me ferez croire que le 68705 à mangé l'EPROM source. Le petit Poucet à la sauce électronique, c'est un conte pour l'an de grâce 2580. Il était une fois

Soyons clairs une bonne fois pour toutes. La Hobbytheque parue dans le numéro 2 reprend intégralement la DATA SHEET MOTOROLA à l'exception de quelques tableaux d'instructions.

Si vous avez bien lu cet article, vous trouverez les conditions qui font que le programme Monitor arrive à relire l'EPROM lors de la phase de vérification.

Si vous regardez bien son brochage, vous verrez qu'il n'existe pas de patte RD ou équivalente (contrairement à d'autres micro-contrôleurs). Si cette patte n'existe pas et que la phase relecture n'a pas été abordée, c'est que la réponse est claire: il n'y a pas moyen de lire le contenu du 68705. Cela est parfaitement compréhensible. Le 68705 est avant tout un composant de bureau d'étude qui sert essentiellement à la mise au point des programmes qui seront insérés par la suite dans des 6805 (versions ROM masquées en usine pour de grandes diffusions (programmeurs de machines à laver, etc...)). La tâche de relecture est complètement inutile et par conséquent n'est pas prévue sur le composant.

Mais ne me faite pas dire ce que je n'ai pas dit. Qui dit lecture de 2048 octets (taille d'une 2716) dit opération très rapide qui doit durer moins de 2 secondes.

Certains systèmes offrent la possibilité de "retrouver" le contenu du 705. Retrouver est le mot juste et le principe de base repose sur une reprogrammation du 68705. Autant dire que cette solution est nécessairement longue et, de plus, ne marche pas à tous les coups.

Pour résumer, il n'y a donc pas possibilité de lire facilement un 68705.

En espérant que ces trois pages répondront à bon nombre de vos questions, rendez-vous au prochain montage à base de 68705.

E. DERET



L'équaliser graphique

Le mois de juin est traditionnellement le mois de la musique. C'est donc la période toute indiquée pour traiter de montages audio.

L'objectif, déjà annoncé le mois précédent est d'aboutir à la réalisation d'un ensemble d'envergure qu'est l'équaliser avec tous ses sous-ensembles nécessaires à son utilisation. Pour répondre à ce desiderata, en plus de l'analyseur de spectre qui à déjà été développé, viendra s'ajouter, avec la partie équaliser par elle même, un générateur de bruit rose, une alimentation et une mise en coffret.

Afin de bien étudier chaque module, la réalisation sera tronçonnée par ensembles. Ce choix délibéré permet de pouvoir disposer et d'utiliser chaque module dans des applications indépendantes. La réalisation finale regroupera l'ensemble équaliser - bruit rose sur une seule carte imprimée.

Un équaliser monophonique

L'équaliser est un outil fort appréciable dans le monde de l'audio. Ses types d'utilisations sont aussi nombreux que variés. Que ce soit pour corriger la réponse acoustique d'une pièce, empêcher le phénomène de Larsen en cas d'utilisation de microphones, ou de filtres pour de la bi-amplification, sa présence est quasi obligatoire dans un ensemble de sonorisation.

Si le nombre de boutons en façade peut paraître impressionnant, il n'en reste pas moins d'une utilisation très simple. Son électronique l'est tout autant, ce qui ne gâte pas les choses.



Présentation

Le principe de base d'un équaliser repose sur l'utilisation en parallèle de tout un ensemble de filtres passe-bande et de filtres coupe-bande. Tous ces filtres vont venir corriger l'amplitude de la bande de fréquence pour laquelle ils sont accordés.

La détermination du nombre de bandes est fort simple. En acoustique, il est fréquent de travailler avec une unité qui est l'octave.

Une octave, c'est l'écart qui existe entre deux fréquences dont l'une est égale au double de l'autre.

En acoustique toujours, il existe une fréquence particulière pour laquelle l'oreille humaine présente la plus grande sensibilité. Cette fréquence est choisie arbitrairement à 1 kHz.

Comme le spectre audible couvre la plage 20Hz, 20kHz, un equaliser qui couvre

cette plage par bande d'octave doit comporter 10 bandes de traitement. Une onzième bande est parfois ajoutée si on admet la fréquence de 16 Hz comme appartenant à la gamme audible (rare sont les instruments qui descendent aussi bas en fréquence).

L'équaliser qui sera développé dans les lignes suivantes comporte 10 bandes et traitera les fréquences 32, 64, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 et 16000 Hz.



Pour définir complètement un égaliser, reste un dernier paramètre: le gain et l'atténuation qu'il doit apporter sur la bande. Des valeurs comme 6 dB et 12 dB sont courantes dans le monde des filtres. Ce n'est pas un hasard si les mêmes valeurs se retrouvent sur la plage d'action d'un égaliser. Optons donc pour une valeur de 12 dB.

Voilà pour la partie purement caractéristiques. D'autres informations sont nécessaires pour définir son domaine d'utilisation.

Il comporte une entrée LINE et une entrée TAPE ainsi qu'une sortie LINE et une sortie TAPE.

Le fait de disposer de deux entrées et de deux sorties est très important. Si électriquement, les entrées et les sorties sont équivalentes, c'est au niveau de l'utilisation qu'apparaissent les différences. Ce montage comporte tout d'abord une fonction sélection de source, la possibilité d'égaliser la sortie TAPE et/ou la sortie LINE, et également une fonction MONITOR, fonction très intéressante pour les possesseurs de magnétophones 3 têtes.

Afin de pouvoir utiliser pleinement, toutes ces fonctions, il est conseillé, mais ce n'est pas indispensable de disposer d'un amplificateur possédant déjà une fonction monitor.

Une utilisation détaillée sera abordée à la fin de cet article.

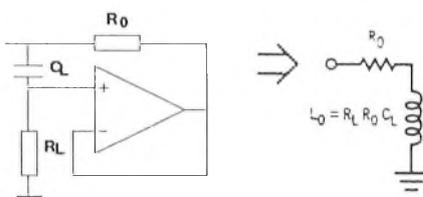
Le schéma de détail

Ce schéma ne doit pas vous surprendre si vous avez déjà lu l'article sur les filtres appliqués au domaine de l'audio.

Comme vous pouvez le constater, c'est un très classique filtre RLC qui assure la sélection de la bande de fréquence.

Comment ça, il n'y a pas de self!

Regardez bien! Moi, personnellement j'en vois dix. Pas vous?



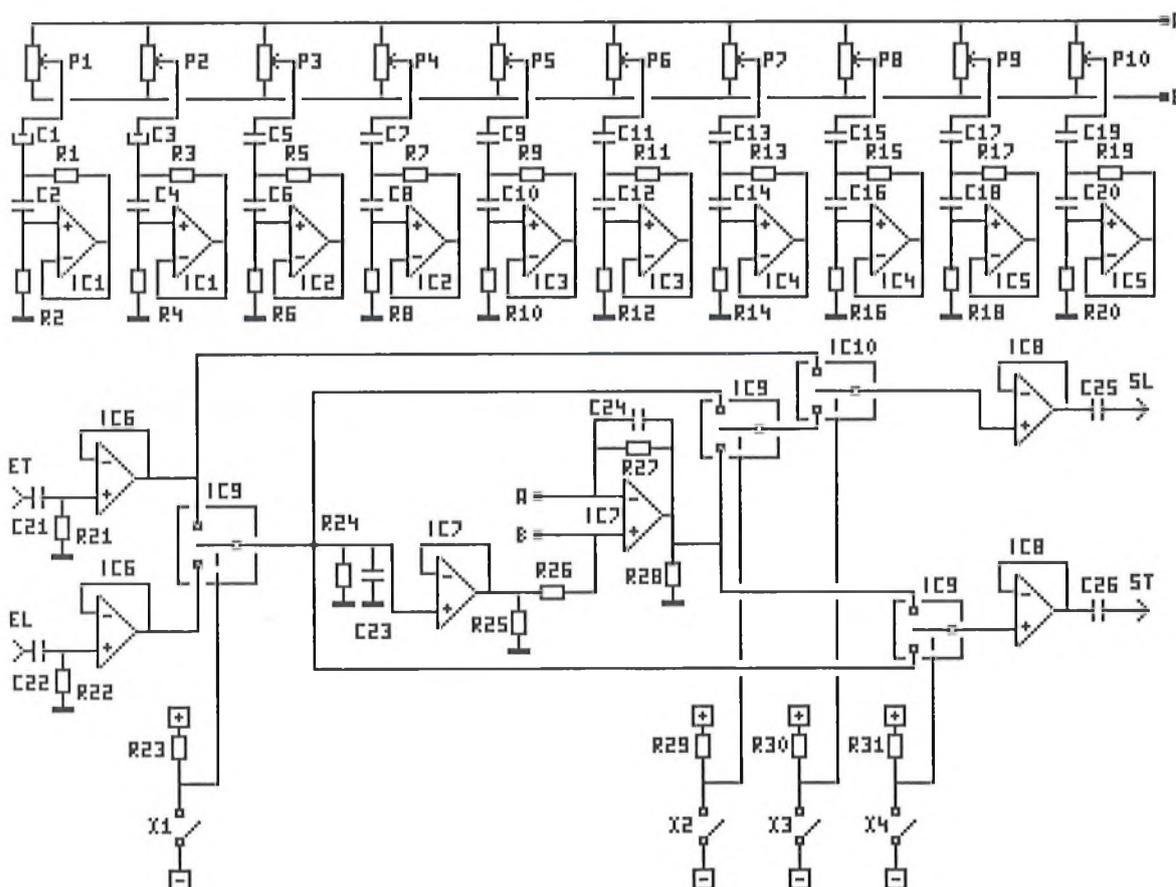
L'impédance d'entrée du montage ci-dessus est égale à $R_0 + j R_L R_0 C_L \omega$

Sauf erreur de ma part, c'est typiquement l'équation d'une self. Ceux qui chercheront à trouver l'équation de ce

montage trouverons un terme supplémentaire dont la valeur peut parfaitement être négligé. L'erreur maximum introduite est de l'ordre de un millionième (10^{-6}) pour la valeur de la résistance et un cent millième (10^{-5}) pour la valeur de la self. Cet écart est très largement dépassé par la tolérance des composants.

Au début de cet article, il a été question de filtres passe-haut et de filtres passe-bas. Comme il y a dix bandes, cela laissait présager un ensemble de vingt filtres. Or il n'y en a que dix qui apparaissent sur le schéma du montage. Où sont donc passés les dix autres?

En fait ce sont les mêmes qui remplissent simultanément les deux rôles. L'astuce utilisée repose sur le travail en sommateur soustracteur de l'amplificateur opérationnel IC7. La prépondérance de telle ou telle fonction sera obtenue par la position du potentiomètre. L'avantage de cette solution est d'offrir exactement la même fréquence de traitement pour les deux actions du filtre et surtout d'avoir un amortissement dont la valeur est identique au gain qui peut être obtenu. Le comportement est, de par cette structure, parfaitement symétrique. Quand tous les potentiomètres sont au milieu, le signal recueilli en sortie est identique à celui qui est présent à l'entrée.

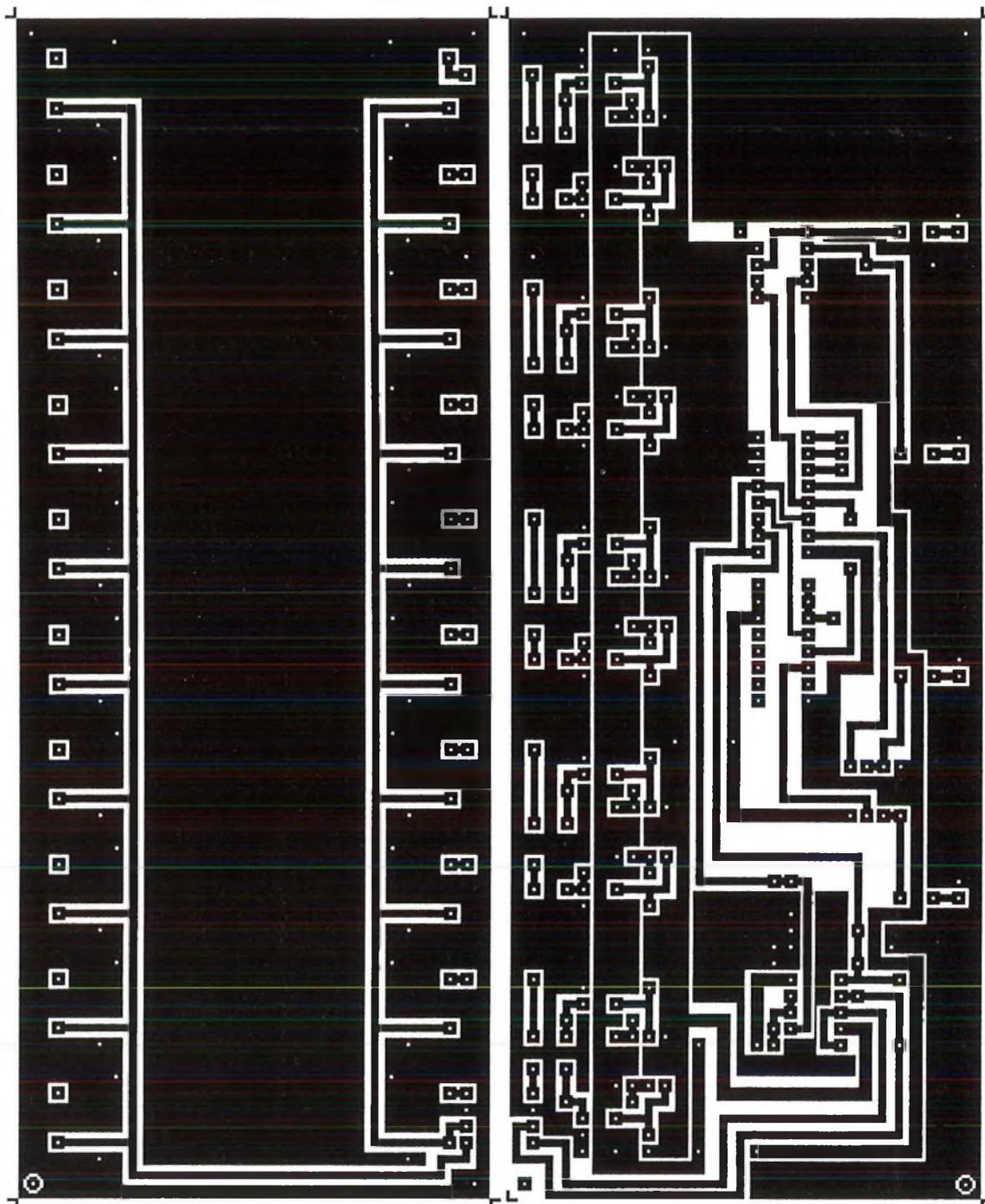


Toutes les cellules de filtres sont identiques entre elles. Seule la valeur des composants change afin d'obtenir la fréquence de travail désirée. Le bloc des filtres se branche sur les points repérés A et B sur le montage. Le point A correspond à la fonction CUT donc affaiblissement de la fréquence correspondante et le point B à la fonction BOOST donc amplification. Ces deux points définissent en fait dans quel sens doit être déplacé le potentiomètre pour obtenir l'effet recherché.

L'équaliser par lui-même est constitué par l'ensemble des filtres, bien sûr, l'AOP IC7 et les résistances R25 et R26. Le reste des composants servent à assurer l'environnement d'utilisation du montage.

Cet environnement est essentiellement constitué d'AOP utilisés en suiveurs afin de réaliser les adaptations d'impédances, et de commutateurs afin d'effectuer la sélection des fonctions désirées.

Ces commutateurs sont du type statique afin de réduire les problèmes de câblage (qui imposerait du câble blindé) et tous les problèmes de bruits parasites y attendant.



Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 watts 5%

R1	390 Ω
R2	100 k Ω
R3	330 Ω
R4	100 k Ω
R5	330 Ω
R6	100 k Ω
R7	390 Ω
R8	82 k Ω
R9	330 Ω
R10	100 k Ω
R11	330 Ω
R12	100 k Ω
R13	330 Ω
R14	82 k Ω
R15	330 Ω
R16	100 k Ω

R17	390 Ω
R18	100 k Ω
R19	390 Ω
R20	100 k Ω
R21 - R22	47 k Ω
R23	4,7 k Ω
R24	10 k Ω
R25	1 k Ω
R26 - R27	2,2 k Ω
R28	10 k Ω
R29 à R31	4,7 k Ω

P1 à P10 10 KA 40mm

C1	10 μ F 25V radial
C2	68 nF polyester 5mm
C3	4,7 μ F 63V radial
C4	47 nF polyester 5mm
C5	1 μ F polyester 5mm
C6	47 nF polyester 5mm
C7	680 nF polyester 5mm
C8	22 nF polyester 5mm
C9	330 nF polyester 5mm

C10	22 nF polyester 5mm
C11	150 nF polyester 5mm
C12	4,7 nF polyester 5mm
C13	100 nF polyester 5mm
C14	2,2 nF polyester 5mm
C15	47 nF polyester 5mm
C16	1 nF polyester 5mm
C17	22 nF polyester 5mm
C18	470 pF céramique
C19	10 nF polyester 5mm
C20	220 pF céramique
C21 - C22	1 μ F polyester 5mm
C23	220 pF céramique
C24	560 pF céramique
C25 - C26	1 μ F polyester 5mm

IC1 à IC8	MC4558
IC9 - IC10	MOS 4053
X1 à X4	Interrupteur



Réalisation

Afin de réduire l'encombrement de l'ensemble, le circuit imprimé se décompose en trois plaques indépendantes.

La première supporte l'ensemble des potentiomètres, la seconde, l'ensemble de l'électronique et la dernière, les interrupteurs de commande de fonctions.

Côté montage des composants, rien de particulier à signaler, ceux-ci étant suffisamment espacés pour ne pas poser de problème.

La phase la plus critique se posera au moment de l'assemblage des deux cartes principales. Afin d'avoir un ensemble compact, avec un minimum de liaison, les deux circuits imprimés ont été conçus pour pouvoir être montés dos à dos.

Avant de réunir les deux cartes, il est préférable de monter tous les câbles qui aboutissent sur la carte supportant l'électronique (les trois fils d'alimentation, les quatre câbles blindés d'entrées et sorties, les quatre fils de commande des commutateurs et les deux fils de renvoi d'alimentation pour la platine de commutation).

L'assemblage final s'effectuera d'abord grâce à quatre entretoises qui donneront un écartement constant entre les deux cartes.

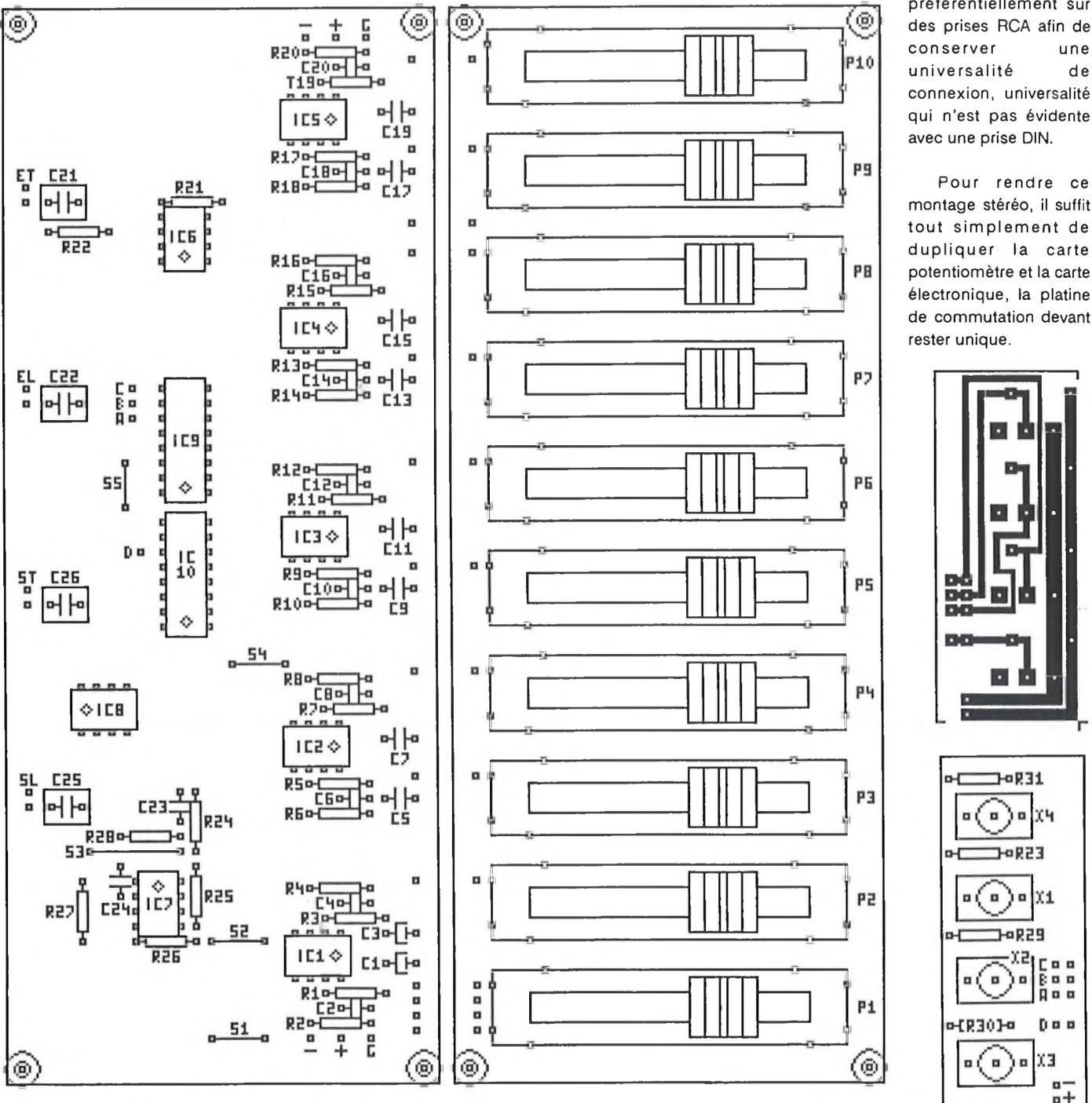
Les treize liaisons seront réalisées grâce à des queues de composants préalablement récupérées.

Reste à effectuer les liaisons avec la platine de commutation.

L'alimentation s'effectue grâce à une alimentation symétrique en ± 8 Volts. Aller au delà risque de provoquer la destruction des commutateurs MOS.

La liaison sur les câbles des entrées sorties s'effectuera préférentiellement sur des prises RCA afin de conserver une universalité de connexion, universalité qui n'est pas évidente avec une prise DIN.

Pour rendre ce montage stéréo, il suffit tout simplement de dupliquer la carte potentiomètre et la carte électronique, la platine de commutation devant rester unique.

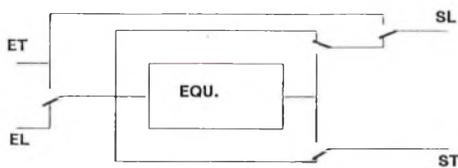


L'assemblage étant terminé, reste à passer à la phase utilisation.

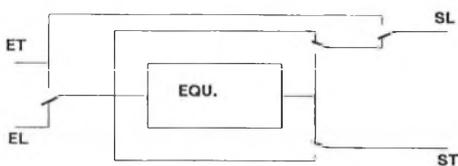
Utilisation

Plus qu'un long discours, mieux vaut un bon schéma. Afin de parfaitement comprendre l'utilisation des différents interrupteurs, voici une série de croquis illustrant les différents cas d'utilisation avec la position des commutateurs correspondants.

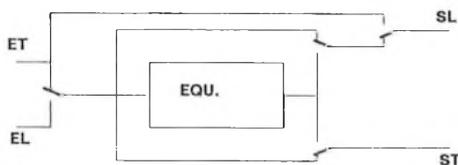
Tout naturellement, l'équaliser est supposé être branché sur un amplificateur pour les fonctions LINE (repérées EL et SL) et sur un magnétophone pour les fonctions TAPE (repérées ET et ST). Ce dernier sera supposé d'un type trois têtes afin de bien mettre en valeur la fonction Monitor de l'équaliser.



ENREGISTREMENT SANS CORRECTION: le signal source est prélevé depuis l'amplificateur et est appliqué directement sur la sortie magnétophone.

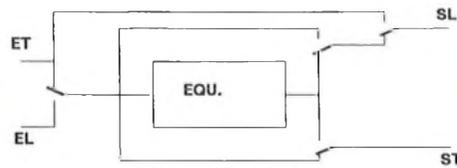


ENREGISTREMENT AVEC CORRECTION: le signal source est prélevé sur l'amplificateur et est appliqué sur le magnétophone après être passé par le circuit de l'équaliser. Dans ces deux exemples, le signal retourné vers l'amplificateur n'a pas subi de traitement.



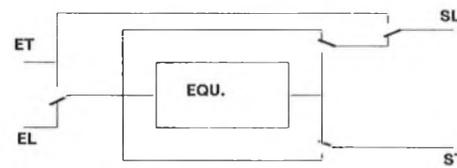
REPRODUCTION SANS CORRECTION: le signal source est issu du magnétophone et est envoyé vers l'amplificateur sans correction.

Dans le cas d'une reproduction, le signal envoyé vers le magnétophone n'a aucune importance.

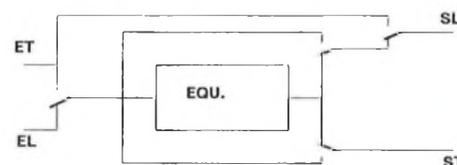


REPRODUCTION AVEC CORRECTION: dans ce cas, le signal issu du magnétophone est envoyé vers l'amplificateur après être passé au travers de la chaîne de l'équaliser.

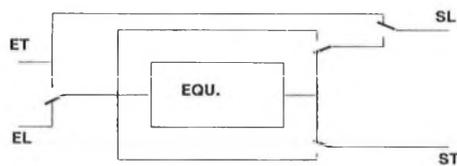
LA FONCTION MONITOR: les trois illustrations suivante donnent les positions afin de pouvoir écouter :



- le signal source

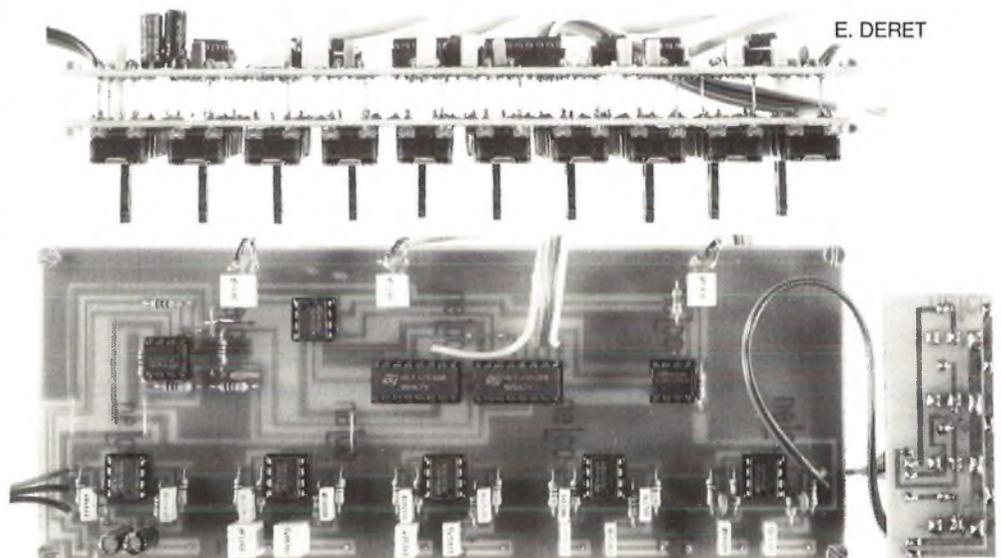


- le signal envoyé vers l'enregistrement s'il est modifié par l'équaliser



- le signal qui a été réellement enregistré.

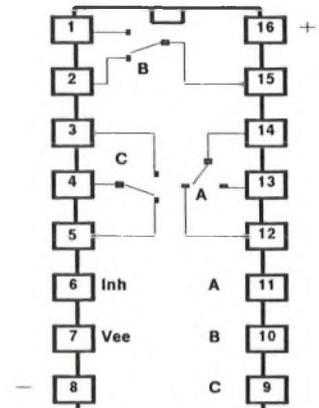
Voici pour les fonctions de bases.



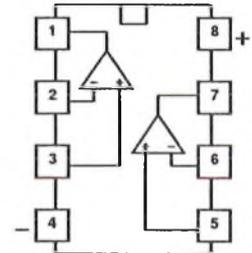
E. DERET

Brochages

MOS 4053



RC4558



Conclusions

Voici la première halte dans la réalisation de cet ensemble.

Ce type d'équaliseur, bien qu'il soit fréquemment rencontré (essentiellement du point de vue esthétique), présente pour le professionnel, de nombreux défauts d'utilisation en raison uniquement de la disposition des potentiomètres. Ce point de détail sera plus largement développé dans la troisième partie de cette rubrique audio.

Passons maintenant, si vous le voulez bien, à l'étude du générateur de bruit rose.

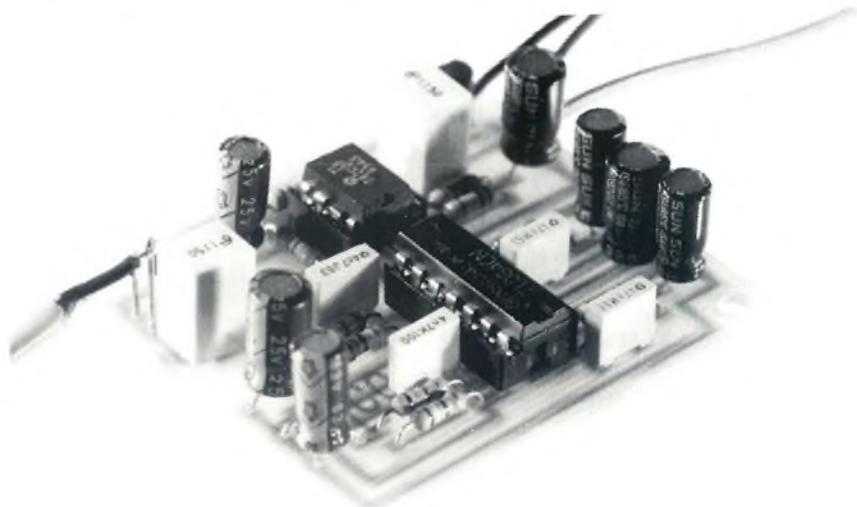


Un générateur de bruit rose

Si sur la majorité des montages audio, le bruit est le phénomène numéro un à supprimer, certaines applications au contraire le réclament à corps et à cris.

Qu'est ce qui peut bien être de si intéressant dans une telle source sonore qui, avouons-le, n'est pas agréable à l'oreille?

C'est ce que va essayer de montrer cette réalisation.



Le bruit blanc

Par analogie avec le spectre lumineux, le spectre de bruit est caractérisé par sa couleur.

Le premier type de bruit, qui d'ailleurs est à la base de tous les autres, est appelé bruit blanc.

La lumière blanche est caractérisée par la présence de toutes les couleurs visibles (mélange de toutes les couleurs qui apparaissent dans l'arc en ciel). De la même manière, un bruit blanc est caractérisé par la présence de toutes les fréquences audibles.

En regardant de plus près l'arc en ciel, on s'aperçoit que les couleurs extrêmes sont d'un côté le rouge et de l'autre côté le bleu (la largeur de la bande du violet est tellement étroite qu'il est souvent difficile de la distinguer).

De la même manière, il existe un bruit dit rouge et un bruit dit bleu.

Comme les électroniciens sont des amoureux fous des filtres, ils reproduisent ces bruits colorés en les faisant passer au travers de ces filtres.

Dans le spectre lumineux, la lumière rouge est celle qui se trouve en bas du spectre. Un bruit rouge sera donc obtenu grâce à l'utilisation d'un filtre passe-bas. Un filtre du premier ordre permet de conserver le plus grand éventail de fréquence. Toujours cette analogie avec l'arc en ciel où

la largeur de la bande rouge n'est pas négligeable.

De la même manière, un bruit bleu est obtenu en utilisant un filtre passe haut du premier ordre. L'analogie continue puisque le violet correspondrait aux fréquences comprises entre 18 et 20 kHz, fréquences qui, il faut bien le reconnaître, demandent une certaine attention pour pouvoir les entendre.

Le bruit rose

Le rose est une couleur qui se trouve à mi chemin entre le blanc et le rouge. Donc un bruit rose sera un bruit qui devra se trouver à mi chemin entre le bruit blanc et le bruit rouge.

Comme un filtre du premier ordre est caractérisé par une pente à 6 dB par octave, le filtre utilisé pour le bruit rose sera un filtre dont la pente devra être de 6/2 dB par octave c'est à dire 3 dB.

Aie! Aie! Aie! En reprenant tous les articles traitant des filtres qui ont été écrits dans cette revue, force est de constater que tous ont une pente égale à un multiple de 6 dB. Ce multiple est d'ailleurs appelé ordre.

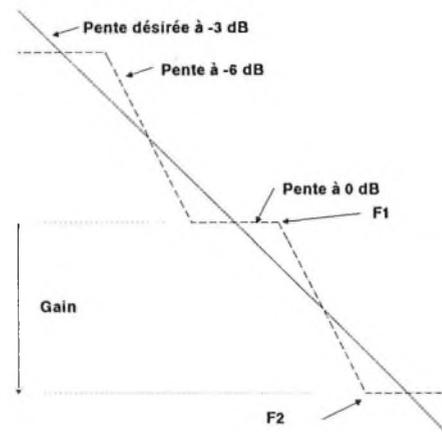
Comment faire pour obtenir des valeurs intermédiaires?

L'analyse d'une réponse théorique (donnée par un gabarit) et d'une réponse réelle montre qu'il existe un écart entre les

deux courbes au niveau des points caractéristiques.

Un mathématicien vous dira qu'une courbe de pente 3, c'est la moyenne entre une courbe de pente 0 et une courbe de pente 6. Moyenne, le terme est lancé. La solution est donc là.

Pour obtenir une pente à -3 dB, la solution consiste à se faire succéder des filtres comportant tous un palier à 0 dB puis une pente à -6 dB et à nouveau un palier à 0 dB.



Qui dit deux paliers à 0 dB d'atténuation dit forcément présence de deux fréquences caractéristiques F1 et F2. C'est drôle, c'est un filtre qui me dit quelque chose. Mais oui, mais c'est bien sur! C'est le filtre de pondération de l'analyseur de spectre. D'accord, ce filtre est un filtre passe bande, mais en choisissant les deux fréquences basses en



dessous du spectre audible, le tour est joué.

Comme la pente de ce filtre de base est de -6dB , les trois paramètres Gain, F1 et F2 sont forcément liés. En choisissant uniquement le gain et la fréquence F1, l'ensemble du filtre est mis en place.

Le gros problème reste dans la détermination du nombre de filtres à utiliser. Plus le nombre sera élevé, plus proche sera le gabarit de la courbe désirée. Plus élevé également sera le coût de la réalisation.

Le spectre audible couvre la plage allant de 20 Hz à 20 kHz soit 3 décades. La décade est, à l'image de l'octave, une autre unité de définition en acoustique. Une décade, c'est l'écart qui existe entre deux fréquences dont la seconde est égale à dix fois la première (20, 200, 2000, 20000Hz donne bien trois décades). Une pente à -3dB par octave est identique à une pente de -10dB par décade. Dans le cas qui nous intéresse, une atténuation de -30dB est donc nécessaire entre les deux bornes du spectre. Et puisque le terme de décade est lâché, pourquoi ne pas l'utiliser et choisir un filtre de base qui travaille sur une décade? Trois décades à couvrir, cela nous donne donc quatre cellules de filtres (éternel problème des intervalles).

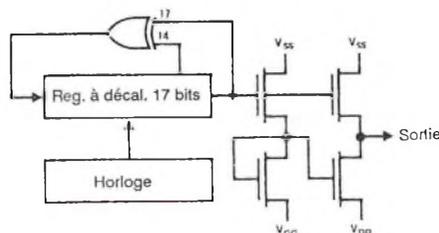
Puisque le filtre travaille sur une décade, son gain doit automatiquement être de 10dB , c'est à dire en clair de 3,16. Reste à choisir la première fréquence caractéristique, les autres étant automatiquement des multiples de dix de celle-ci.

Autant placer le centre de la pente à -6dB sur les bornes du spectre. En prenant 16 Hz comme fréquence de début de spectre audible, cela nous donne une fréquence F1 de l'ordre de 9 Hz et une fréquence F2 de l'ordre de 27 Hz. Pour la borne à 20 kHz, elle se trouve donc encadrée par la fréquence 9 kHz et la fréquence 27 kHz. La pente théorique de -3dB se trouve donc entre 9 Hz et 27kHz.

La source de bruit blanc

Il existe de nombreuses méthodes pour obtenir du bruit blanc. Certaines sont digitales, d'autres analogiques. Si les solutions digitales sont chatoyantes pour l'utilisateur (utilisation d'un simple circuit intégré basé sur des fonctions pseudo aléatoires), elles le deviennent moins quand il faut se procurer ce circuit. Le principe de base de ces types de circuits est relativement simple. Il s'agit d'un

registre à décalage dont certaines des sorties subissent un traitement par un ou plusieurs "OU" exclusif avant d'être réinjectées sur l'entrée.



C'est ce principe qui est utilisé par certaines procédures de corrections d'erreurs dans les systèmes de transmissions d'informations (minitel par exemple). C'est également la base du CRC (information de contrôle) qui est stockée en fin de chaque secteur sur un disque dur ou une disquette. L'absence d'information entrante rend en permanence l'état de sortie totalement aléatoire d'où sont nom de générateur pseudo aléatoire. La structure donnée ci-dessus est celle du MM5837 de chez National Semiconductor qui, en son temps, a été un générateur de référence.

L'avantage de la solution analogique est que tant qu'il y aura des transistors.....

La meilleure source analogique qui soit, pour générer du bruit blanc, reste la diode utilisée en inverse. En effet sur une diode existe toujours un courant inverse parasite qui cherche à restituer l'équilibre électrique de la jonction PN. Ce courant est essentiellement fonction de la température, mais à 293° (Kelvin naturellement), pas de problèmes.

Pour que ce courant devienne important, et donc produise un effet réellement utilisable, il faut que la diode se situe à la limite de sa zone d'avalanche, c'est à dire dans sa zone de coude.

Le choix d'une diode classique n'est donc pas envisageable puisque sa zone de coude est obtenue avec des valeurs de tensions très élevées (de l'ordre de plusieurs centaines de volts).

L'utilisation de diodes zener devient plus facile à mettre en oeuvre, mais ce n'est pas la panacée puisque le courant qui doit être consommé pour vraiment travailler sur le coude n'est plus négligeable (de l'ordre d'une centaine de milli Ampères).

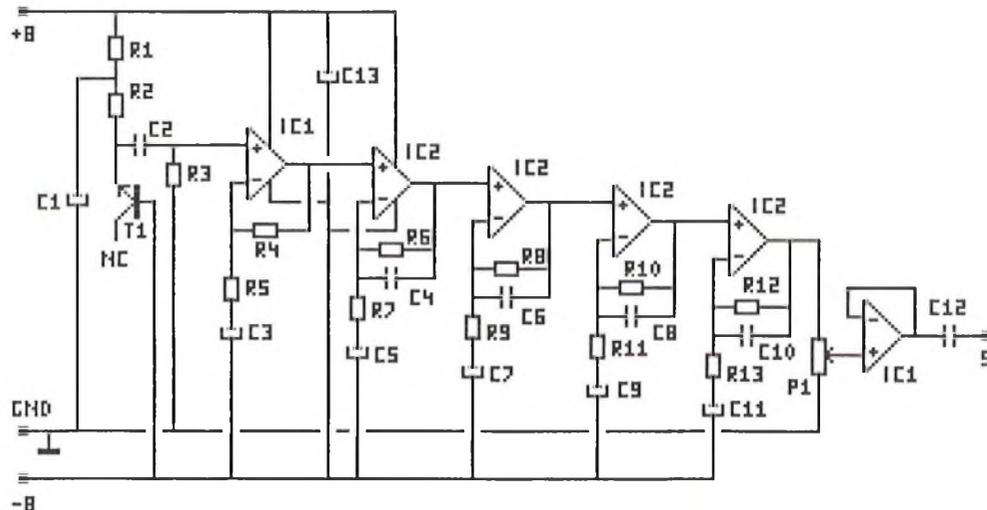
Quelle est la diode qui présente une tension de coude très faible avec un courant négligeable? Il en existe une dont la mise en oeuvre est très simple. C'est la diode de la jonction base-émetteur d'un transistor bipolaire (inférieure à 10 Volts pour un courant d'une dizaine de micro Ampères).

Le schéma de détail

Le schéma de ce générateur est si simple qu'un schéma de principe n'a pas été jugé nécessaire. Il aurait comporté trois sous-ensembles qui sont Source de bruit blanc, Amplificateur, Filtre.

Le générateur de bruit blanc est constitué, comme on pouvait s'y attendre, par le transistor T1 qui est monté dans sa position inhabituelle. La résistance R2 sert à limiter le courant qui traverse la jonction polarisée en inverse et ainsi empêcher le phénomène de destruction par effet d'avalanche.

L'ensemble R1, C1 constitue un filtre qui empêche de retrouver les variations d'alimentations sur l'émetteur du transistor et ainsi des variations de courant pouvant conduire à une modification du comportement du coude.



Le bruit obtenu est ensuite appliqué sur un amplificateur suiveur à AOP au travers du condensateur C2. La résistance R3 fournit la polarisation de l'ensemble de toute la chaîne. Le gain de cet étage est donné par les résistances R4 et R5. Le condensateur C3 ramène le gain à l'unité pour la composante continue.

La suite du schéma est prévisible puisqu'elle comporte les quatre cellules de filtres. Chaque fréquence caractéristique est donnée par les couples R6C4, R8C6, R10C8 et R12C10 et chaque gain par les couples R6R7, R8R9, R10R11 et R12R13.

Pour finir, le potentiomètre P1 permet d'ajuster le niveau de sortie. Un AOP monté en suiveur permet de supprimer les problèmes d'adaptation en impédance.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 Watts 5%

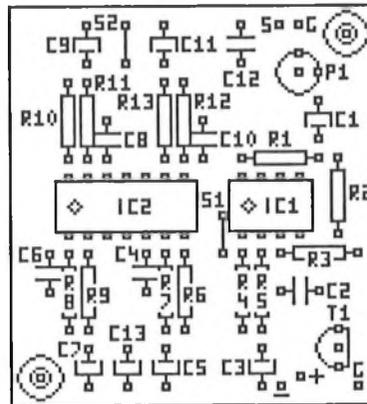
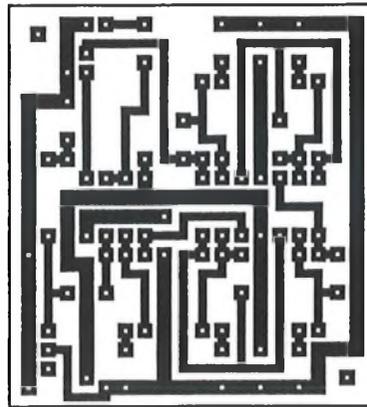
R1	47 k Ω
R2	100 k Ω
R3	470 k Ω
R4	220 k Ω
R5	1 k Ω
R6	390 k Ω
R7	180 k Ω
R8	39 k Ω
R9	18 k Ω
R10	39 k Ω
R11	18 k Ω
R12	3,9 k Ω
R13	1,8 k Ω
P1	100 k Ω 82PR
C1	22 μ F 25V radial
C2	1 μ F polyester 5mm
C3	47 μ F 25V radial
C4	47 nF polyester 5mm
C5	1 μ F 63V radial
C6	47 nF polyester 5mm
C7	4,7 μ F 63V radial
C8	4,7 nF polyester 5mm
C9	4,7 μ F 63V radial
C10	4,7 nF polyester 5mm
C11	47 μ F 25V radial
C12	1 μ F polyester 5mm
C13	100 μ F 25V radial

T1	BC547B
IC1	TL082
IC2	TL084

Réalisation

Rien de bien sorcier au niveau de ce montage.

Cependant un piège vicieux peut survenir. En effet l'amplitude du bruit blanc en sortie du transistor est essentiellement fonction du transistor employé. Des essais réalisés sur notre maquette avec différents BC547 ont toujours donné les mêmes résultats. L'utilisation d'un BC548 dans les



mêmes conditions aboutissait à une saturation en sortie du filtre qui se traduisait par un écrêtage du signal. En théorie n'importe quel transistor NPN peut convenir. Dans la pratique, il est possible qu'il soit nécessaire de retoucher le gain de l'amplificateur pour avoir un niveau en sortie de filtre correct.

Le réglage de P1 s'effectuera de manière à avoir un signal d'amplitude de 0 dB en sortie du montage (approximativement 2 Volts C-C).

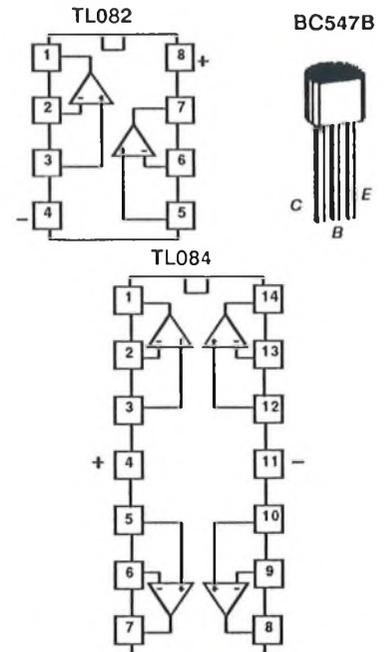
La liaison de sortie s'effectuera obligatoirement avec du fil blindé. Même s'il est rose, c'est de bruit qu'il s'agit, et ce n'est pas la peine de le faire traîner partout à cause d'un mauvais blindage.

L'alimentation s'effectuera en symétrique. Elle sera choisie entre ± 5 Volts et ± 12 Volts. Le choix d'une alimentation symétrique est dicté par le fait que ce montage sera intégralement repris et inséré dans l'article suivant. Pour ceux qui veulent l'alimenter avec une alimentation simple, il y a toujours moyen de recréer une masse virtuelle grâce à un AOP de la même manière que celle qui à être faite pour l'analyseur de spectre (diviseur par deux résistif et suiveur).

Dans le cas d'une alimentation inférieure à ± 8 Volts, il se peut que le gain de l'amplificateur d'entrée soit à retoucher, l'essai n'ayant pas été fait en grandeur nature. Pour ceux qui voudraient aller en

dessous de ± 5 volts (alimentation de 9 volts par pile par exemple), l'essai devra être fait en grandeur nature puisque la tension d'alimentation approche fortement de la tension de coude du transistor (sur notre maquette elle était de 8,35 Volts pour un BC547, de 8,75 Volts pour BC548 et 8,25 pour un BC549). En raison de la dispersion qui peut exister, il est impossible de répondre sur le fonctionnement réel du générateur en cas de faible alimentation.

Brochages



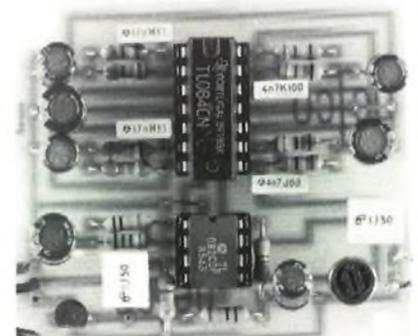
Conclusions

Fin de cette deuxième partie, qui va être l'occasion de souffler un peu.

L'usage de ce générateur de bruit rose, étant intimement lié avec l'emploi de l'analyseur de spectre, l'étude de son utilisation (associée avec l'équaliseur) sera vue au moment de la réunion de tous ces sous-ensembles.

Passons maintenant à la réalisation d'un égaliseur stéréo avec "Pink Noise".

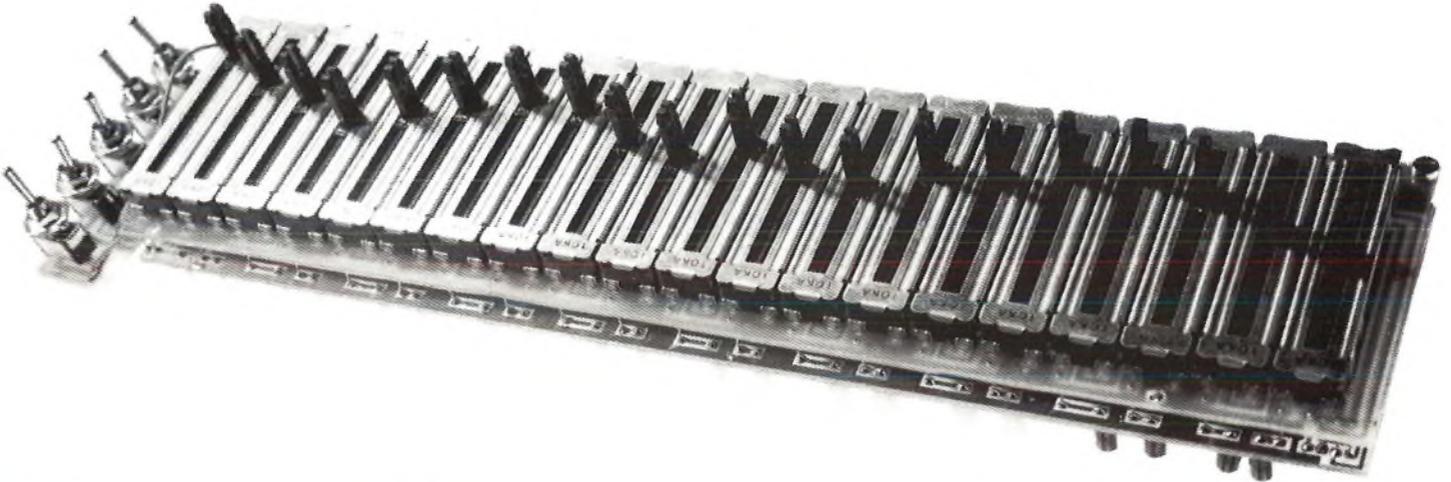
E. DERET



Un égaliser stéréo avec "pink noise"

Que ce titre barbare ne vous effraye pas, il s'agit tout simplement d'un égaliser avec générateur de bruit rose incorporé. C'est le troisième volet et l'aboutissement théorique de cette étude sur cet appareil bien pratique.

Afin d'être le plus compact possible, tout a été regroupé sur une seule carte. Cependant quelques modifications ont été apportées afin de le rendre plus pratique d'emploi.



Modifications

Même si la présentation ressemble étrangement à l'égaliser monophonique qui a été décrit précédemment, quelques modifications ont été faites sur ce montage. Tout d'abord la présence du générateur de bruit rose a imposé l'ajout d'un commutateur statique, d'un interrupteur et d'une résistance supplémentaire. Cette cellule a été câblée sur la sortie LINE du montage précédent.

Voilà pour les modifications électroniques.

La plus grosse modification tient essentiellement sur la disposition des potentiomètres.

Dans le cas d'égaliseurs stéréophoniques, plusieurs solutions sont envisageables. La première qui vient à l'esprit repose sur l'utilisation de potentiomètres stéréophoniques. C'est là une solution simpliste car, si électriquement cela est parfait, acoustiquement c'est une autre paire de manches. Il ne faut pas oublier que les haut-parleurs sont placés à des endroits différents et par conséquent n'ont pas la même influence dans la pièce.

Une autre solution consiste à réaliser deux modules monophoniques. Si effectivement, la correction peut maintenant s'effectuer sur les deux voies, il est très dur de faire un réglage rapide.

La dernière solution (celle qui a été retenue ici) consiste à regrouper les potentiomètres droite et gauche par bande de fréquence. Cette solution offre l'énorme avantage de pouvoir effectuer simplement le même réglage sur les deux voies et d'affiner pour chaque voie ensuite. Cette méthode est très rapide et très efficace.

Réalisation

Le schéma ayant déjà été vu en détail sur les deux articles précédents, il ne sera pas repris ici. Il est juste donné afin de pouvoir établir le parallélisme qui existe avec la liste des composants et la sérigraphie.

Comme vous pouvez le constater, le circuit imprimé est plutôt à "l'étroit dans ses baskets", tout du moins dans le sens de la hauteur. Mais il tient, et c'est là le principal. Pas besoin de chirurgie pour recoudre les morceaux.

Le principe de montage et l'utilisation de base restent identiques à la version monophonique. Ces thèmes ne seront pas développés ici non plus.

Conclusions

Une fois n'est pas coutume, les conclusions se trouvent en première page. Non pas qu'il n'y a plus rien à dire, mais il n'y a plus de place pour les mettre.

Ce sera donc une occasion de revenir sur cette réalisation d'envergure avec la présentation de l'alimentation prévue pour tout ce petit monde, la mise en coffret et l'utilisation pratique de l'ensemble.

Les trois pages suivantes donnent la liste des composants, le schéma complet, les cuivres et les sérigraphies. Comme vous pourrez le constater, cela est relativement encombrant (sur le papier uniquement).

En attendant le mois prochain, je vous souhaite une bonne réalisation.

E. DERET



Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4

watts 5%

R1-R2	390 Ω
R3-R4	100 kΩ
R5-R6	330 Ω
R7-R8	100 kΩ
R9-R10	330 Ω
R11-R12	100 kΩ
R13-R14	390 Ω
R15-R16	82 kΩ
R17-R18	330 Ω
R19-R20	100 kΩ
R21-R22	330 Ω
R23-R24	100 kΩ
R25-R26	330 Ω
R27-R28	82 kΩ
R29-R30	330 Ω
R31-R32	100 kΩ
R33-R34	390 Ω
R35-R36	100 kΩ
R37-R38	390 Ω
R39-R40	100 kΩ
R41 à R44	47 kΩ
R45-R46	10 kΩ
R47-R48	1 kΩ
R49 à R52	2,2 kΩ
R53-R54	10 kΩ

R55 à R59	4,7 kΩ
R60	47 kΩ
R61	100 kΩ
R62	470 kΩ
R63	220 kΩ
R64	1 kΩ
R65	390 kΩ
R66	180 kΩ
R67	39 kΩ
R68	18 kΩ
R69	39 kΩ
R70	18 kΩ
R71	3,9 kΩ
R72	1,8 kΩ

P1 à P20	10 KA 40mm
AJ1	100 kΩ 82PPR

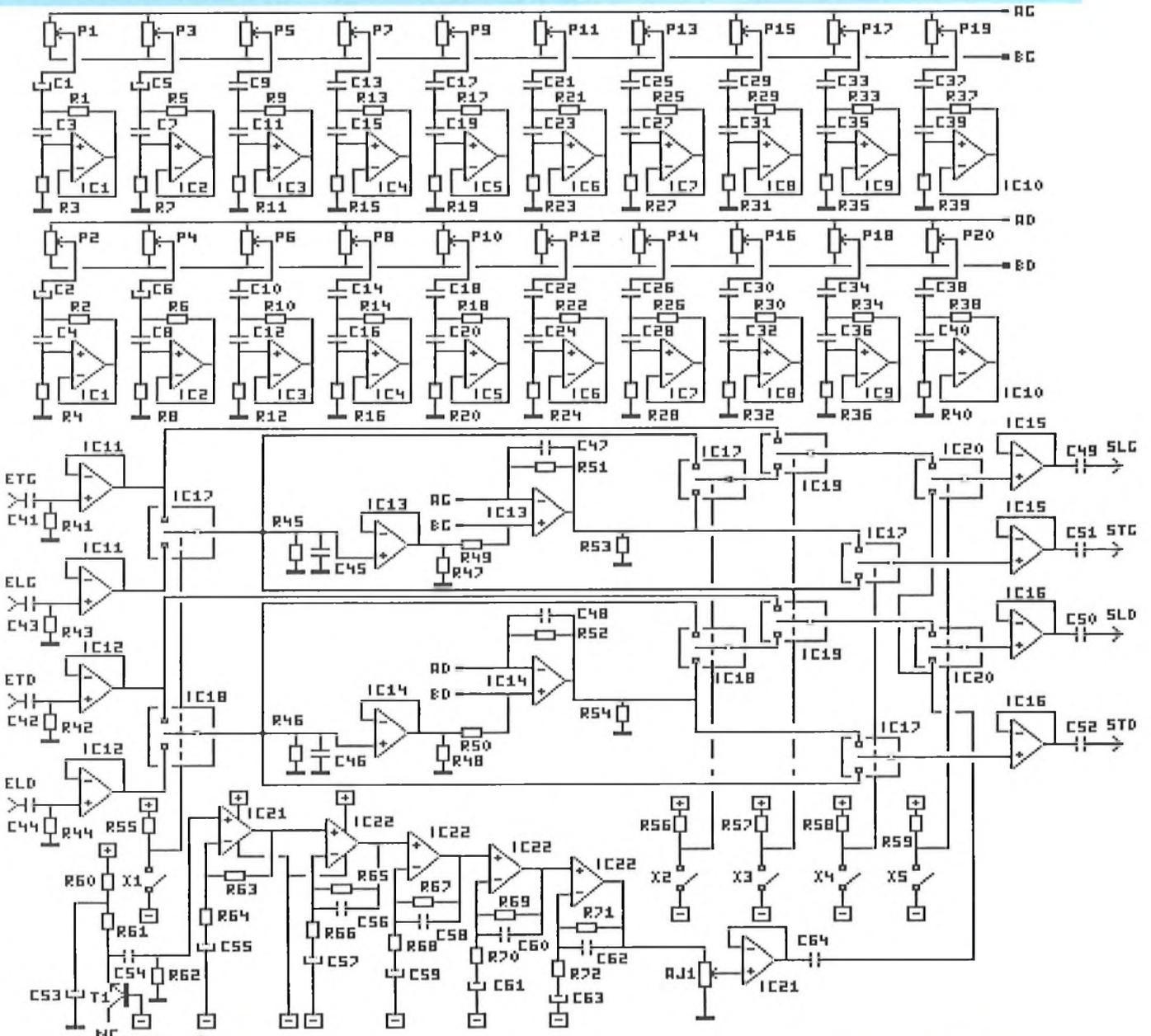
C1-C2	10 μF 25V radial
C3-C4	68 nF polyester 5mm
C5-C6	4,7 μF 63V radial
C7-C8	47 nF polyester 5mm
C9-C10	1 μF polyester 5mm
C11-C12	47 nF polyester 5mm
C13-C14	680 nF polyester 5mm
C15-C16	22 nF polyester 5mm
C17-C18	330 nF polyester 5mm
C19-C20	22 nF polyester 5mm
C21-C22	150 nF polyester 5mm
C23-C24	4,7 nF polyester 5mm
C25-C26	100 nF polyester 5mm
C27-C28	2,2 nF polyester 5mm

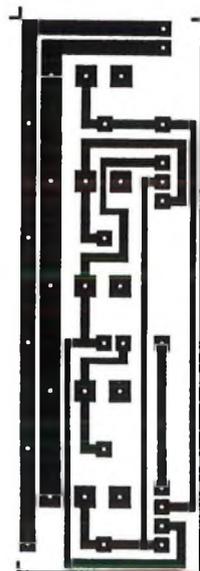
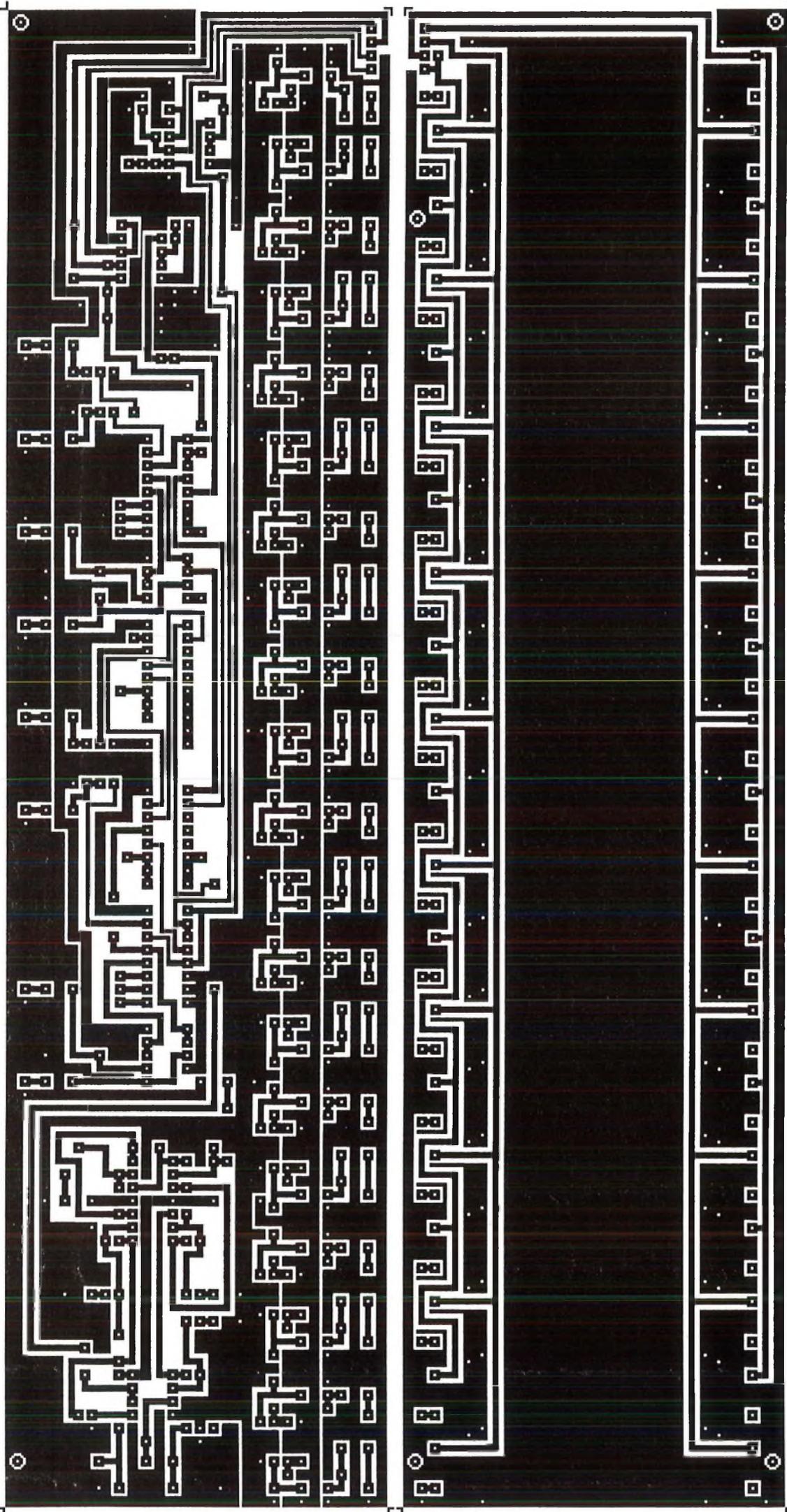
C29-C30	47 nF polyester 5mm
C31-C32	1 nF polyester 5mm
C33-C34	22 nF polyester 5mm
C35-C36	470 pF céramique
C37-C38	10 nF polyester 5mm
C39-C40	220 pF céramique
C41 à C44	1 μF polyester 5mm
C45-C46	220 pF céramique
C47-C48	560 pF céramique
C49 à C52	1 μF polyester 5mm
C53	22 μF 25V radial
C54	1 μF polyester 5mm
C55	47 μF 25V radial
C56	47 nF polyester 5mm
C57	1 μF 63V radial
C58	47 nF polyester 5mm
C59	4,7 μF 63V radial
C60	4,7 nF polyester 5mm
C61	4,7 μF 63V radial
C62	4,7 nF polyester 5mm
C63	47 μF 25V radial
C64	1 μF polyester 5mm

T1 BC547B

IC1 à IC16	MC4558
IC17 - IC20	MOS 4053
IC21	TL082
IC22	TL084

X1 à X5 Interrupteur





Un circuit mémoire de minima/maxima

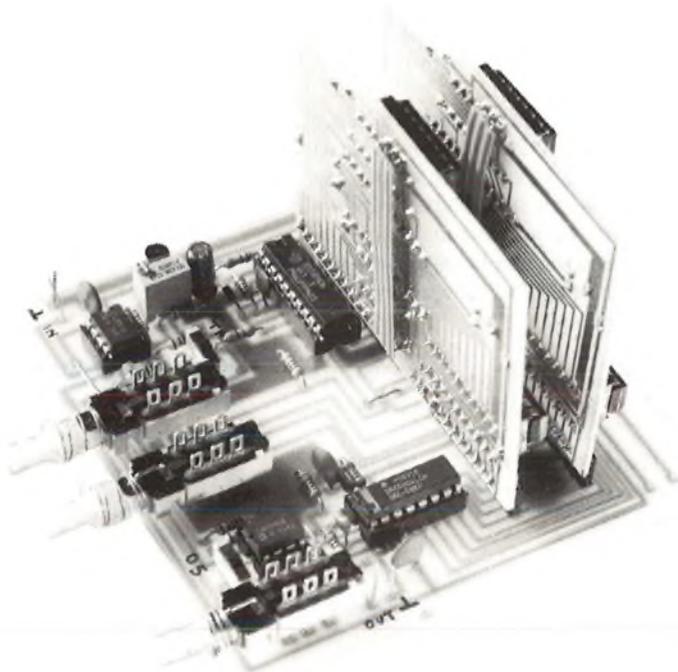
Amplifier, atténuer, décaler, filtrer sont des opérations très facilement réalisables en électronique analogique.

Mémoriser une grandeur et ce de manière fiable tient de la gageure tant les éléments à mettre en oeuvre sont disproportionnés (en analogique).

Par contre, l'électronique digitale, si elle ne sait que manipuler des 1 et des 0, sait très bien garder la mémoire.

Pour remplir cette fonction, il est nécessaire de faire cohabiter ces deux entités que tout oppose en temps normal.

Le montage qui va être décrit dans cet article va mémoriser la valeur minimum et la valeur maximum d'une grandeur analogique (Température par exemple) et les restituer le plus fidèlement possible le moment désiré.



Présentation

Basé sur l'utilisation des convertisseurs A/D et D/A, ce montage permet de mémoriser la valeur des extremums d'une grandeur analogique variant lentement dans le temps.

Qui dit appareil de mesure dit forcément calibres.

Le module de base (mode direct) est prévu pour pouvoir travailler avec des tensions évoluant entre 0 et 5 Volts. Ses caractéristiques sont assez étonnantes:

Il présente une tension de décalage entrée/sortie ($V_{in} = 0$) ne dépassant pas $\pm 5\text{mV}$ (3mV relevés sur le prototype). En présence d'un signal, l'erreur introduite est inférieure à 20mV pour une tension d'entrée de $4,5\text{Volts}$.

Afin d'être compatible avec la majorité des multimètres, et également avec les modules à ICL 7106/07, il offre la possibilité de pouvoir traiter des signaux évoluant entre $\pm 2\text{Volts}$. En fait, et afin d'être le plus universel possible, il peut

analyser n'importe quel signal ayant 5Volts d'amplitude C-C et dont l'amplitude négative peut s'échelonner entre 0 et -4Volts . Ce mode est obtenu en ajustant une tension de décalage).

Dans le mode $-2,5 / +2,5\text{Volts}$ (mode aligné avec $2,5\text{Volts}$ de tension de décalage), la tension de décalage entre l'entrée et la sortie est de $\pm 25\text{mV}$. En présence d'un signal, l'erreur relevée est inférieure à 50mV pour une tension d'entrée de $+2\text{V}$ et une tension de -2V (sur le prototype, elle est de 46mV pour une tension de $+2\text{Volts}$ et de 10mV pour une tension de -2Volts).

Ce montage est destiné à mesurer le maximum et le minimum de signaux variant lentement. Sa réponse en dynamique est des plus honnêtes qui soient. L'occasion a été saisie pour voir comment réagissait le montage à différentes formes d'ondes (non synchrones avec la fréquence d'échantillonnage). Dans le cas d'un signal sinusoïdal, la fréquence maximum pour laquelle le montage arrivait encore à mémoriser les extremums est de 1kHz .

Avec un signal carré celle-ci était de 5kHz et de 500Hz pour un signal triangulaire.

Pour capter un phénomène impulsionnel, sa durée doit au moins être égale à 2 périodes d'échantillonnage.

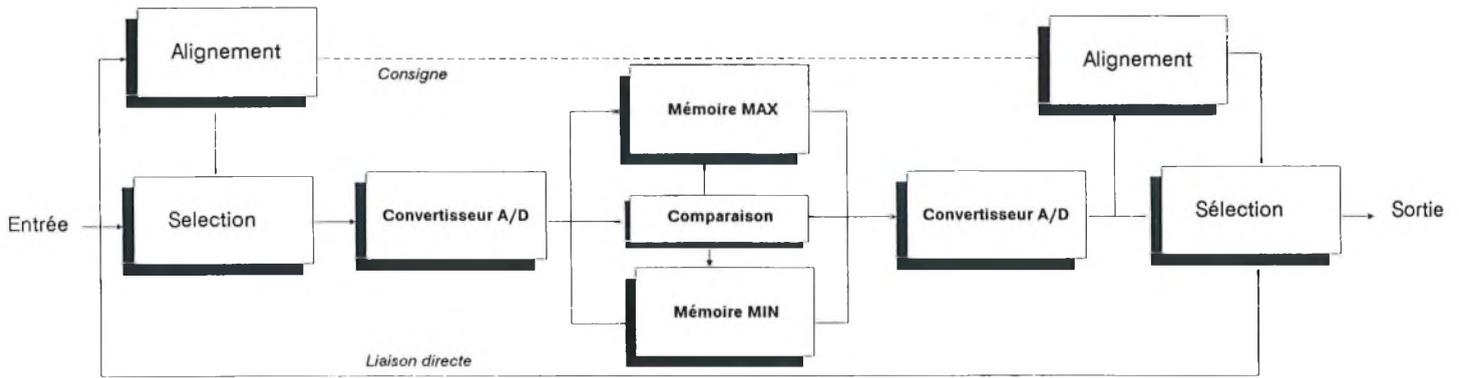
Pour finir avec la partie présentation voici ses caractéristiques électriques (alimentation).

Elle pourra être effectuée entre $\pm 10,8$ et $\pm 20\text{Volts}$. Un choix d'une alimentation de $\pm 12\text{Volts}$ permettra de réduire la dissipation thermique dans les régulateurs. Dans ce cas, la consommation est de l'ordre de 30mA sur le $+12$ et de 22mA sur le -12Volts .

Synoptique

Rassurez-vous, que le terme mémoire ne vous fasse pas peur. A aucun moment il ne sera fait appel à des composants introuvables ou à un circuit imprimé impossible à réaliser.





Au contraire, l'appel à l'électronique digitale simplifie sérieusement le schéma.

Tout repose sur l'emploi d'un comparateur. Celui-ci compare en permanence la valeur présente en entrée avec celle qui se trouve déjà en mémoire. Si l'évolution de la grandeur d'entrée va dans le sens escompté, elle vient tout simplement remplacer celle qui était déjà dans la mémoire.

En appliquant ce principe, le synoptique du montage coule de source.

L'étage mémoire est en fait double puisque l'un traite la valeur maxi et l'autre la valeur mini.

Cette partie est forcément digitale pour les raisons de fiabilité et de précision qui ont été données précédemment.

Les convertisseurs A/D et D/A jouent le rôle d'interface puisque c'est grâce à eux que le dialogue entre les deux mondes est possible.

Le convertisseur A/D va se charger de transformer la grandeur analogique présente sur son entrée en une donnée numérique compréhensible par la partie mémoire.

Automatiquement, le convertisseur D/A va effectuer la conversion inverse.

Le reste du synoptique fait apparaître un étage d'alignement. Sa présence est rendue nécessaire à cause de la structure du convertisseur A/D qui n'accepte pas de tension négative sur son entrée.

Pour pouvoir traiter un signal analogique centré sur zéro, il importe donc de pouvoir le décentrer afin qu'il ne soit jamais négatif. Cette correction apportée sur l'entrée introduit donc une erreur sur la valeur placée en mémoire. Il faut donc appliquer la correction inverse pour restituer la valeur en sortie.

Dans le cas d'une grandeur toujours positive, la liaison peut s'effectuer directement.

Le choix entre les deux types de traitement se fait par l'étage de sélection.

Sur la sortie, l'étage de sélection permet en plus de disposer du signal d'entrée.

Non représentée sur ce synoptique, mais non moins présente, la partie alimentation qui se charge de nourrir tout ce petit monde.

Le schéma de détail

Afin de simplifier la compréhension de ce montage, le schéma de détail se décomposera en sous-ensembles dont chacun joue un rôle prédominant.

Afin de conserver cependant une vue d'ensemble, le module non traité sera représenté sous la forme d'un bloc diagramme.

La partie analogique

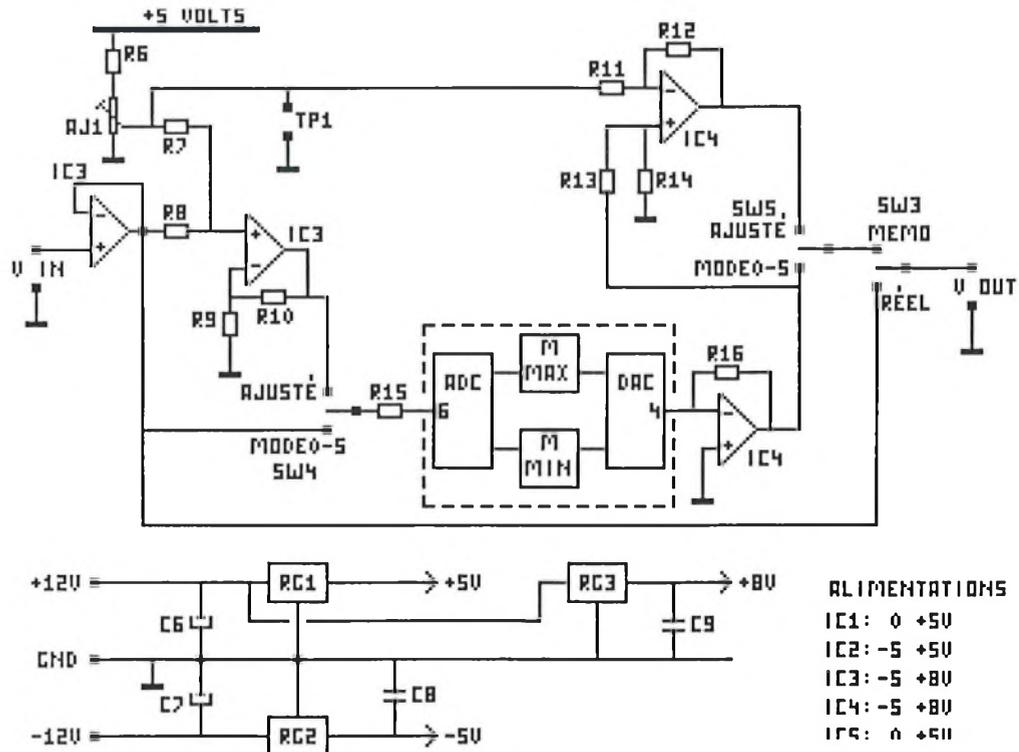
A tout seigneur tout honneur. Ce montage étant un montage de traitement

de grandeurs analogiques, autant commencer par elle.

Voyons tout d'abord la partie alimentation qui est des plus classiques. Elle s'opère au départ par une tension symétrique de ± 12 Volts filtrée par les condensateurs C6 et C7. Trois régulateurs RG1, RG2 et RG3 permettent de disposer d'une alimentation symétrique en ± 5 Volts et d'une alimentation positive de +8 Volts. Ces tensions sont filtrées par les condensateurs C3, C8 et C9 (Ne cherchez pas C3, il est placé au plus près des convertisseurs et il se cache actuellement dans le sous-ensemble DAC).

L'alimentation de l'étage d'entrée de conversion s'effectuant en +5 Volts, la tension appliquée sur cette entrée devra être comprise entre 0 et 5 Volts.

Le signal d'entrée V_{in} est appliqué sur un suiveur (IC3) pour des problèmes d'adaptation d'impédance. De plus l'impédance d'entrée de l'AOP utilisé est des plus élevées ce qui est très appréciable pour un appareil de mesure.



ALIMENTATIONS

IC1:	0 +5V
IC2:	-5 +5V
IC3:	-5 +8V
IC4:	-5 +8V
IC5:	0 +5V

La sortie de ce suiveur va d'une part attaquer directement la sortie. Sa sélection s'opère par SW3.

Elle attaque d'autre part l'étage de conversion. Son choix s'effectue par SW4.

Pour finir, elle est appliquée sur la cellule d'alignement. Cet étage est réalisé par un AOP qui joue le rôle de sommateur par les résistances R7 et R8. Les résistances R9 et R10 définissent le gain de l'étage.

La tension de décalage est créée par l'ajustable AJ1 et la résistance R6. Les composants ont été choisis de manière que cette tension puisse évoluer entre 0 et 4 Volts. Les points TP1 permettent d'ajuster cette tension à la valeur désirée. Le sommateur permet de garantir (si le réglage de l'offset a bien été fait) une tension toujours positive sur l'entrée de l'étage de conversion.

Si l'entrée s'effectuait par un sommateur, la sortie s'effectue par un soustracteur. Cette fonction est réalisée par IC4, R11, R12, R13 et R14. La tension d'alignement est alors soustraite de la tension restituée par l'étage de conversion. L'effet de ce décalage est alors nul (aux tolérances des composants près). C'est pour cette raison que si la tension d'entrée est toujours positive, il vaut mieux utiliser la voie directe.

La résistance R15 sert à protéger l'étage d'entrée de la partie convertisseur en cas de dépassement des caractéristiques.

La sortie de l'étage de conversion s'effectue par une commande en courant. La cellule IC4 R16 se charge de restituer la tension équivalente.

Reste le rôle des commutateurs. SW4 permet de choisir entre l'entrée directe et l'entrée alignée vers le module de conversion. SW5 permet de choisir entre la sortie directe et la sortie désalignée issue du module de conversion. SW3 enfin permet de choisir entre la tension mémorisée et la tension d'entrée du montage.

La partie conversion

Si la partie analogique a été traitée en premier, c'est essentiellement parce que c'était la partie la plus simple à comprendre et aussi à expliquer.

Avec l'électronique digitale, quand les 1 commencent à se mélanger avec les 0, cela devient vite une salade niçoise où il est difficile de s'y retrouver.

L'emploi de sous-groupes est, là, véritablement nécessaire.

Ce schéma donne de manière plus détaillée les sous-ensembles ADC et DAC du schéma précédent.

La partie conversion analogique numérique (ADC) IC1 ne doit pas poser de surprise si vous avez compris son fonctionnement. Celui-ci est donné en détail dans la copieuse Hobbythèque qui lui est consacré.

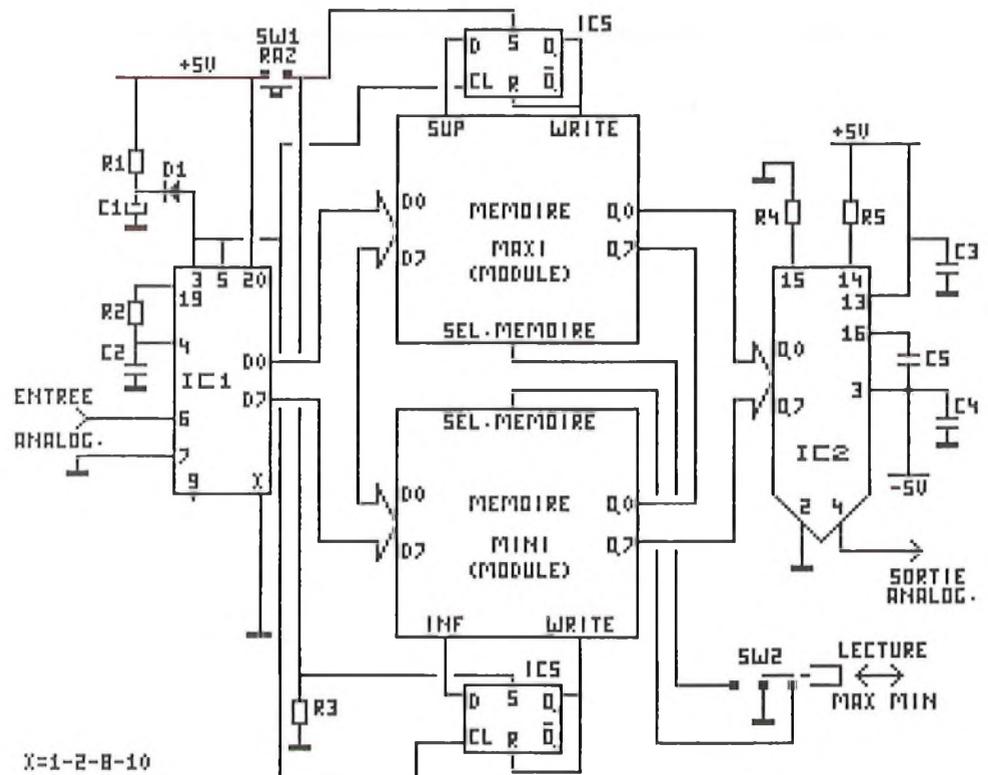
Il travaille en "Free Running". C'est à dire que la fin de la conversion courante (détectable sur la broche 5 INT/) relance automatiquement la conversion suivante (en activant l'entrée 3 WR/). Cela est obtenu en reliant ces deux pattes ensemble. L'inconvénient de cette méthode est qu'il faut impérativement une fin de conversion pour lancer la suivante. Comment faire pour lancer la première? Il faut pour cela imposer un état bas sur la patte WR/ lors de la mise sous tension. C'est ce que se charge de faire l'ensemble R1, C1 et D1. De par sa contante de temps relativement longue, l'ensemble R1C1 va générer cet état bas. La diode D1 sert à déconnecter la cellule de démarrage quand le condensateur est chargé.

Pour pouvoir fonctionner, ce convertisseur a besoin d'une horloge. Celle-ci est obtenue grâce au condensateur C2 et à la résistance R2.

L'entrée du signal analogique est appliqué entre les broches 6 et 7.

La donnée convertie est disponible sur le bus D0 à D7 et est appliquée sur les étages mémoire. Reste à gérer l'écriture de la valeur. Chaque carte mémoire retourne une information en temps réel pour signaler si la grandeur d'entrée est supérieure (inférieure) à la donnée en mémoire. Cela serait parfait si la donnée présente sur le bus D0-D7 était toujours vraie. Malheureusement (et cela vaut pour tous les circuits digitaux) la donnée est parfois fautive. Qu'est ce à dire, que l'on ne peut pas avoir confiance dans les circuits numériques?

Tout doux, on se calme. Les circuits digitaux sont les circuits les plus fiables que l'on puisse trouver. Comme tout le monde, ils ont leurs défauts. Mais est-ce vraiment un défaut que de n'être pas aussi rapide que la vitesse de la lumière? Non. Toute porte logique est caractérisée par un temps de montée, un temps de descente et un temps de transfert. Dans le cas du convertisseur, il y en a huit qui sont en parallèle et toutes ne sont pas comme Lucky Luke. Si bien qu'entre le moment où la première change d'état et la dernière arrive à trouver sa valeur, la valeur binaire contenue sur le bus est complètement aléatoire. Cela dure une dizaine de nanosecondes mais c'est suffisant pour affoler les logiques qui se trouvent autour. C'est pour cette raison que bon nombre de circuits numériques disposent d'une broche pour indiquer que la donnée



Liste des composants

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

Carte de base

R1	100kΩ
R2-R3	10kΩ
R4-R5	4,7kΩ 1%
R6	220Ω
R7 à R14	100kΩ 1%
R15	470Ω
R16	4,7kΩ 1%
AJ1	1kΩ 20Tours
C1	22μF 25V radial
C2	120pF céramique
C3-C4	100nF céramique
C5	10nF multicouche
C6-C7	220μF 25V radial
C8-C9	100nF céramique

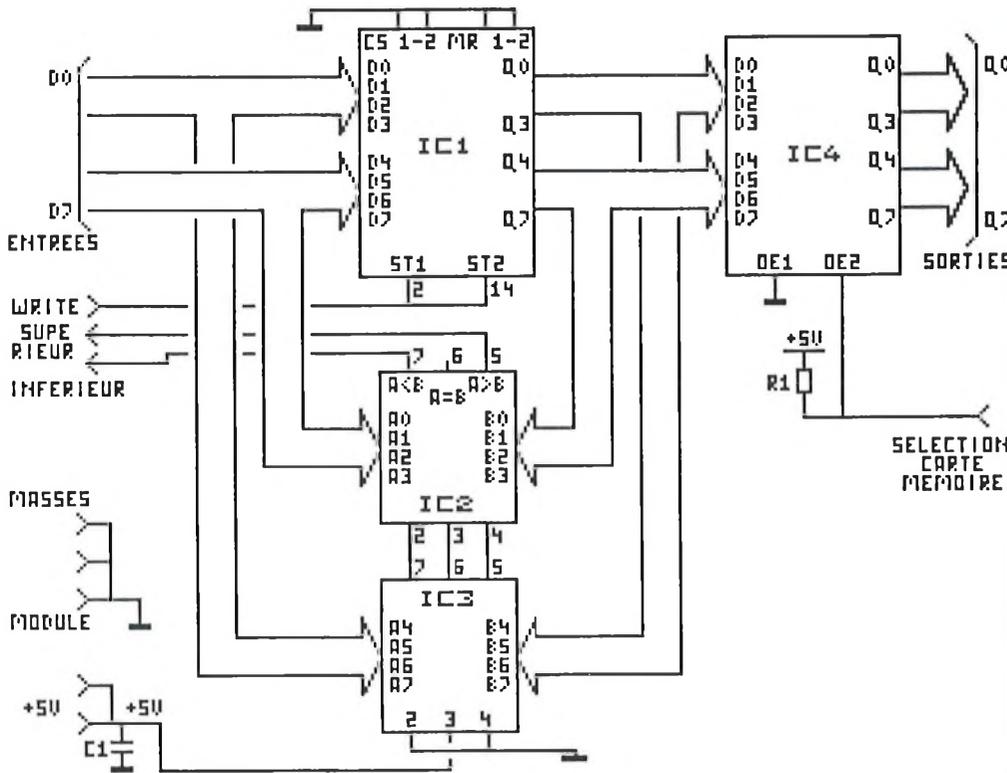
RG1	78L05
RG2	79L05
RG3	78L08
IC1	ADC804
IC2	DAC800
IC3-IC4	CA3240
IC5	MOS4013

SW1 à SW3 Cellule F2
SW4-SW5 Microswitch à glissière

Carte mémoire

(A faire en 2 exemplaires)

R1	22kΩ
C1	100nF multicouche
IC1	MOS4508
IC2-IC3	MOS4063
IC4	74HC541



présente sur le bus est valide. Dans le cas du convertisseur A/D, c'est justement la patte INT/ qui joue ce rôle.

Afin de valider l'état de la comparaison issu des cartes mémoires, un composant supplémentaire (IC5) a été ajouté. C'est une très classique bascule D. Elle attend le signal de donnée valide (en fait la reprise d'une nouvelle conversion) pour retranscrire sur sa sortie le résultat de la comparaison. Sa sortie Q attaquant l'entrée Reset, c'est une brève impulsion d'écriture qui est envoyé vers la carte mémoire. Pour compléter le tableau, IC5 reçoit en plus la commande de RAZ (issue du bouton poussoir SW1) qui permet de remettre à zéro l'ensemble des mémoires en chargeant la valeur courante. Cette fonction est appliquée sur l'entrée Set qui est prioritaire sur l'ensemble de la bascule. La résistance R3 assure l'état bas quand le bouton poussoir est ouvert.

Coté sortie se tient le convertisseur numérique analogique IC2 (DAC). Lui aussi a le droit à sa Hobbythèque dans ce numéro. Le principe de ce composant est très simple. Il suffit de se rappeler que la somme des courants entrant sur les pattes 2 et 4 est égale à 255/256 fois le courant entrant sur la patte 14 et que le courant de la patte 4 est égal à $x/256$ fois le courant de la patte 14, x étant la valeur numérique appliquée sur les entrées Q0 à Q7. Quand on sait que le potentiel de la patte 14 est identique à celui de la patte 15, ce composant n'a plus de secrets pour vous.

Le courant de la patte 14 est donc fixé par la résistance R5. La résistance R4 joue

le rôle de l'éternelle résistance d'équilibrage que l'on rencontre sur tous les montages à AOP. Le condensateur C5 remplit le rôle de compensation alors que les condensateurs C3 et C4 assurent un découplage supplémentaire de l'alimentation.

Pour terminer avec cette partie, signalons la présence du commutateur SW2 qui permet de faire la sélection en sortie entre la valeur Max et la valeur Min mémorisée.

La partie digitale

Dernier morceau de cette étude avec les cartes mémoires. "La" serait plus approprié puisque les deux cartes sont identiques. C'est en fait la position sur le circuit final qui définit pleinement la fonction min ou max.

Le cœur de ce circuit est constitué essentiellement d'une mémoire IC1 de, n'ayons pas peur de le dire, 2*4 bits. C'est en fait deux quadruples bascules D qui vont assurer la lourde tâche de mémoriser les grandeurs analogiques (digitalisées).

Accouplés à ce circuit, apparaissent les comparateurs IC2 et IC3 à qui incombe la responsabilité de signaler l'évolution du signal d'entrée par rapport à celui contenu dans la mémoire.

Pour finir reste IC4 qui isole la sortie quand la carte n'est pas sollicitée par SW2. Cette isolation est commandée par R1.

Réalisation

Après la théorie, la pratique.

Coté réalisation, rien de particulier à signaler. Comme il a déjà été fait mention, le montage se décompose en trois circuits imprimés, un pour la carte de base et deux pour les cartes mémoires. Les circuits et sérigraphies sont donnés à l'échelle 1 sur les deux pages suivantes.

Lors du montage, bien faire attention à l'endroit d'insertion des résistances de précision. La fidélité de la reproduction de la mesure en dépend essentiellement.

Le montage des cartes mémoires utilise une petite astuce afin de simplifier le circuit imprimé. Les comparateurs digitaux effectuent en fait une comparaison sur 4 bits. Ils sont cascades afin d'étendre le champ à 8 bits. Les résultats de la comparaison du premier groupe doit être retransmis à l'entrée du groupe suivant. La

disposition sur le circuit est telle que cette liaison doit s'effectuer entre les deux extrémités de la carte. Pour que l'ensemble reste homogène et puisse encore se monter, cette liaison de trois signaux est réalisée grâce à du fil en nappe (voir la photo correspondante pour s'aider).

Les cartes mémoires seront montées sur des supports grâce à des connecteurs soudés.

Les cellules F2 comportent un petit clip qui permet de les faire fonctionner en contact tenu. Dans le cas de la touche RAZ (SW1), ce loquet de verrouillage sera retiré afin d'obtenir un contact non tenu. Cela évite d'avoir à appuyer deux fois sur la touche pour effacer les mémoires.

Pour pouvoir travailler dans un mode ou dans l'autre (directe ou aligné), les commutateurs SW4 et SW5 doivent être placés du même côté.

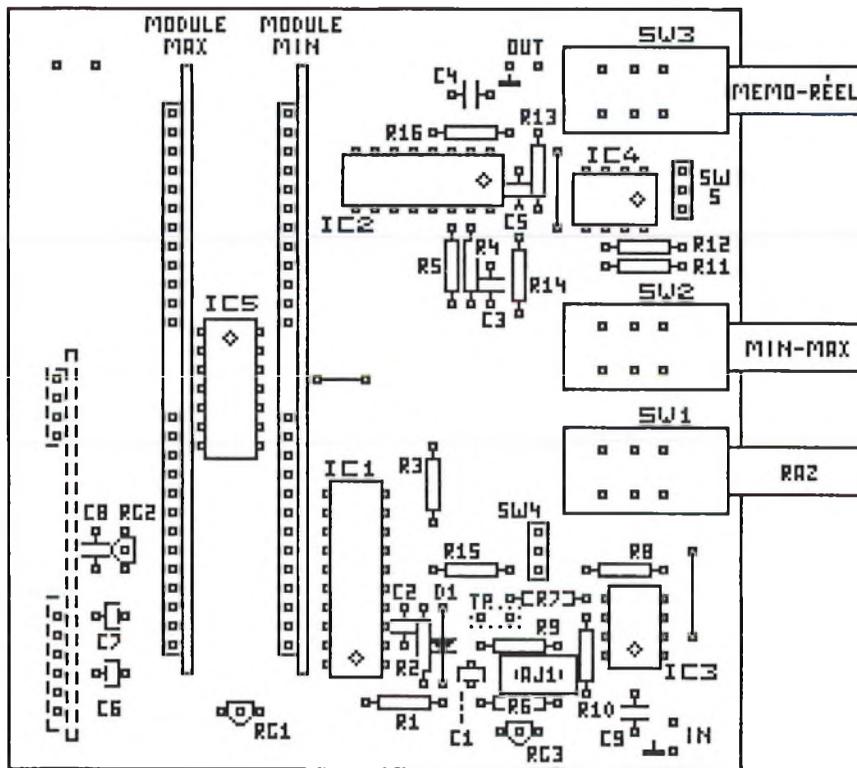
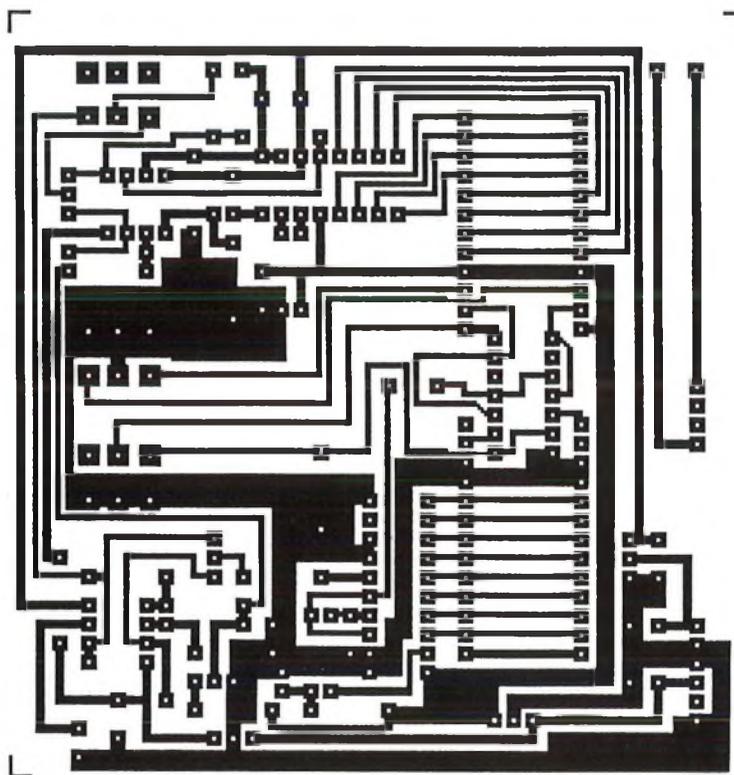
Le réglage de la tension de décalage s'effectuera en jouant sur l'ajustable AJ1. La mesure s'effectuera sur les points TP1.

Maintenant que tous les composants ont été mis en place, il est temps de revenir un peu sur la théorie. La mémorisation s'opère grâce à la technique de la conversion analogique digitale et digitale analogique. Cette méthode, bien que tendant de plus en plus à s'implanter dans tous les domaines, n'en est pas moins accompagnée de défauts.

Le défaut majeur de ce principe est le "tronçonnage en rondelles" de la grandeur à traiter. Ce tronçonnage est double puisque d'une part il a lieu dans le temps (fréquence d'échantillonnage) et d'autre part en amplitude (résolution de la conversion).

Voyons d'abord le problème de la fréquence d'échantillonnage. Pendant que le convertisseur est en train de faire ses calculs, il est incapable de suivre ce que fait le signal d'entrée. Au départ de la conversion suivante, il prend la grandeur de la valeur courante et part à nouveau dans ses calculs. Il apparaît déjà que toutes les variations qui peuvent se produire entre deux départs de conversion sont purement et simplement ignorées. Afin de généraliser, on peut dire que la fréquence d'échantillonnage doit être la plus grande possible devant la fréquence de la grandeur à mesurer. Dans la pratique (c'est aussi un théorème), elle doit être au moins égale au double de la plus grande fréquence à mesurer.

Côté amplitude, la résolution est aussi problématique. La conversion revient à faire une division et à ignorer systématiquement le



reste. Cette erreur ainsi introduite dépend essentiellement de la résolution du convertisseur. Afin de réduire l'erreur, il importe donc d'augmenter la résolution, c'est à dire le nombre de bits. Comme on peut s'en douter, le prix de ce type de composant est en relation étroite avec sa précision.

Dans le cas qui nous concerne l'ADC804 supporte une fréquence d'échantillonnage Max de 10 kHz ce qui, dans la pratique, interdit déjà des fréquences supérieures à 5 kHz. Ce

composant n'est donc pas du tout adapté pour traiter un signal audio. Sa résolution est de 8 bits. Comme la tension de référence utilisée est de 5 Volts, l'erreur introduite sur chaque mesure est de $5/256$, c'est à dire approximativement 20mV. Pour réduire l'effet de cette erreur, il importe donc que le signal d'entrée ait le maximum d'amplitude.

Cette caractéristique impose donc d'adapter la grandeur à mesurer afin d'obtenir le maximum de précision.



78L05
78L08



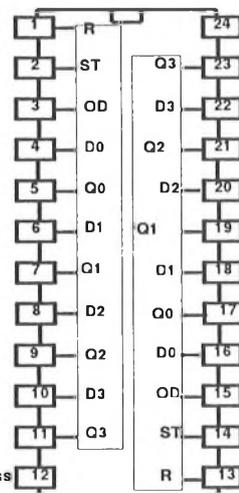
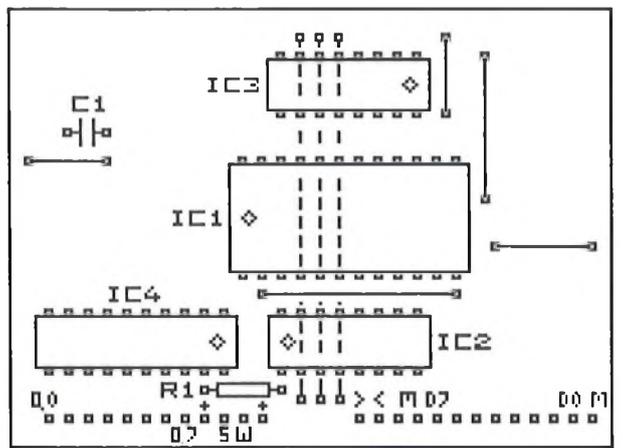
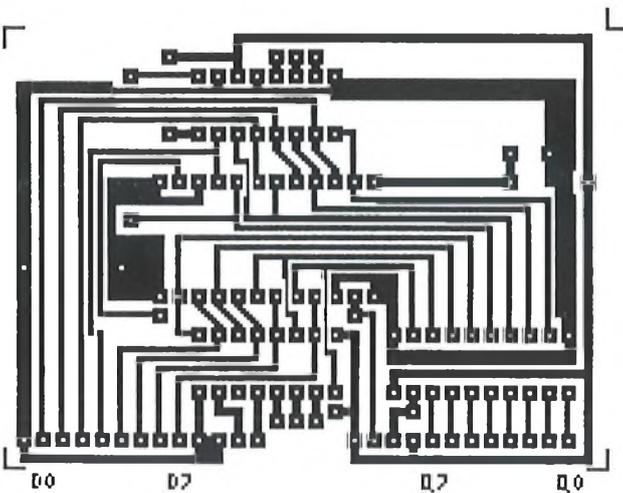
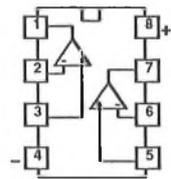
S M E

79L05

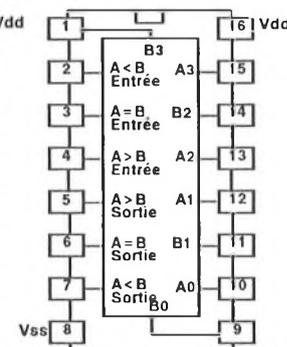


M E S

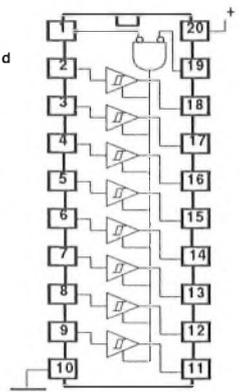
CA3240



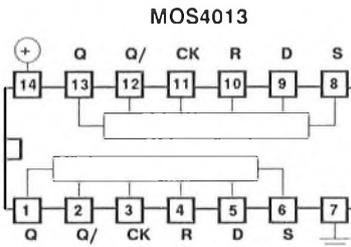
MOS4508



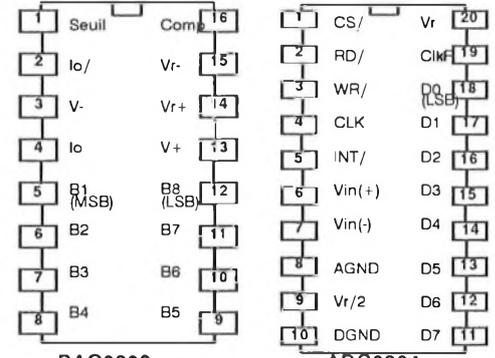
MOS4063



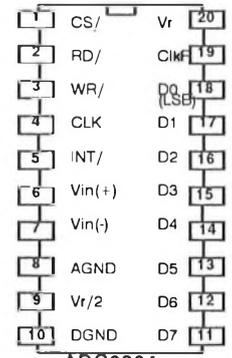
74HC541



MOS4013



DAC0800



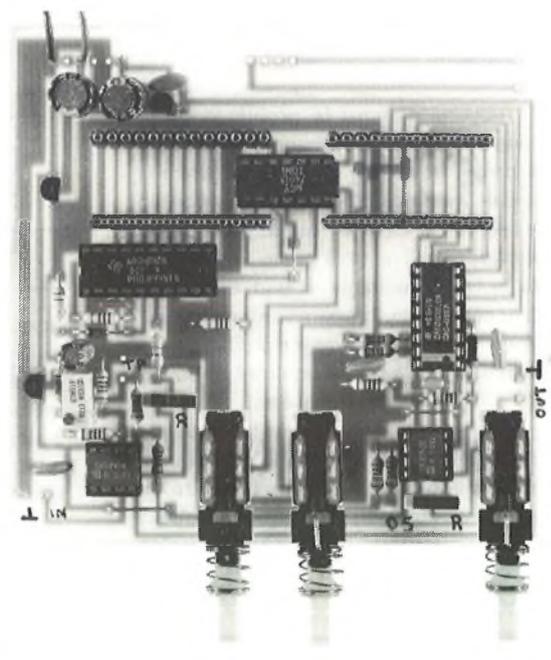
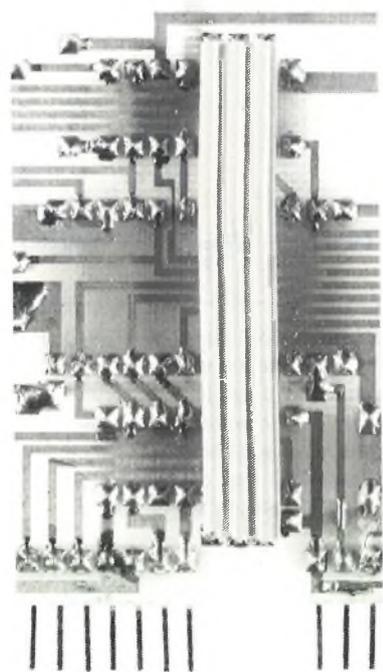
ADC0804

Conclusions

Ce montage a été une première occasion d'aborder les problèmes de traitement numérique d'une grandeur analogique. Il ne fait aucun doute qu'avec l'évolution des techniques, obligation sera faite d'y revenir sur d'autres réalisations.

Certaines personnes perspicaces auront remarqué, sur le circuit imprimé de base, la présence d'un connecteur supplémentaire (tracé en pointillé). Ce n'est pas pour le plaisir de tracer des pistes supplémentaires que celui-ci a été mis en place. En regardant de plus près, on s'aperçoit qu'il est en liaison avec l'alimentation. Le but est tout simplement d'alimenter ce montage à partir d'une simple pile de 9 Volts. Cela suppose donc la réalisation d'une alimentation à découpage qui permettra d'obtenir les tensions nécessaires au bon fonctionnement de celui-ci.

Cela annonce déjà un retour sur ce type de réalisation.



J. TED



HOBBYTHEQUE

AOP Ampli opérationnels (Généralités)	No 4 Page 32
AOP Ampli opérationnels (suite)	No 5 Page 13
Comparateurs (Généralités et LM311, 339, 360, 393)	No 6 Page 33
Calcul des selfs imprimées	No 8 Page 43
Oscillateurs sinusoïdaux à réseaux R-C	No 9 Page 10
Les L.C.D. ou afficheurs à cristaux liquides	No 10 Page 16
Les filtres passifs et actifs (1 ^{ère} partie)	No 11 Page 2
Les filtres passifs et actifs (2 ^{ème} partie)	No 12 Page 2
Les filtres passifs et actifs (3 ^{ème} partie)	No 13 Page 2
Les filtres passifs et actifs (4 ^{ème} partie)	No 14 Page 2
Les moteurs pas à pas	No 12 Page 10

CA 3140	No 5 Page 22
CA 3161, CA 3162	No 12 Page 17
CQL 90 Diode LASER	No 15 Page 24
ICL 7106 / 07	No 3 Page 2
LM 10	No 15 Page 5
LM 317	No 2 Page 2
LM 324	No 5 Page 18
LM 35	No 5 Page 2
LM 741	No 5 Page 16
LM 3914 / LM 3915	No 1 Page 2
M 9306	No 1 Page 22
MC 3479	No 13 Page 16
MC 68705	No 2 Page 27
MOC 302x / 304x / 306x	No 7 Page 7
MOS 4553	No 5 Page 24
MPX 100 / 200 et dérivés	No 4 Page 2
NE 555 / 556	No 3 Page 16
NE 565 / 566	No 16 Page 25
NE 567	No 16 Page 14
SAF 1032 P / SAF 1039 P	No 9 Page 18
SLB 586 A	No 14 Page 21
TBA 820 et 820 M	No 7 Page 19
TCA 965	No 4 Page 9
TDA 1514 A	No 14 Page 36
TDA 1524	No 8 Page 33
TDA 2002, 2003, 2006, 2008	No 9 Page 42
TDA 2004, 2005 et 2009	No 6 Page 42
TDA 2030 (A), 2040 (A)	No 9 Page 42
TDA 2088	No 5 Page 37
TDA 2320	No 7 Page 37
TDA 3810	No 8 Page 12
TDA 5850	No 1 Page 13
TDA 7000	No 8 Page 39
TGS 813	No 1 Page 17
TL 07x / 08x	No 5 Page 20
UCN 5804	No 13 Page 38
UM 66T / 3482 / 3491 / 3561	No 7 Page 31
UM 5100 et modulation Delta	No 16 Page 2
XR 2206	No 4 Page 27

ALARMES

ALARME AUTONOME "QUICKGUARD"	No 7 Page 4
DETECTEUR D'ALARME A ULTRASONS	No 13 Page 20
CENTRALE D'ALARME POUR VOITURE	No 14 Page 40
BARRIERE INFRAROUGE CODEE	No 16 Page 37

AUDIO / SONORISATION

AMPLIFICATEUR 100 WATTS 8 Ohms	No 3 Page 24
BOOSTER 2 x 20 W "ANTIVOL"	No 6 Page 2

LOUPE PHONIQUE	No 7 Page 10
MODULE CORRECTION DE TONALITE Cde DC.	No 8 Page 2
MODULE PSEUDO-STEREO & SPATIAL	No 8 Page 15
METRONOME A AFFICHEURS	No 8 Page 28
AMPLIFICATEUR 2 WATTS	No 10 Page 12
AMPLIFICATEUR 10 WATTS	No 10 Page 14
AMPLIFICATEUR 20 WATTS	No 11 Page 34
AMPLIFICATEUR 40 - 50 WATTS	No 14 Page 25
ANALYSEUR DE SPECTRE (1 ^{ère} partie)	No 14 Page 9
FUZZ & TREMOLO POUR GUITARE	No 15 Page 15
TRUCQUEUR DE VOIX	No 15 Page 20
ANALYSEUR DE SPECTRE (2 ^{ème} partie)	No 16 Page 7
ISOLATEUR AUDIO A OPTO-COUPLEUR	No 16 Page 21
TRANSMISSION AUDIO PAR LE SECTEUR	No 16 Page 32
CHAMBRE D'ECHO/REVERBERATION DIGITALE	No 16 Page 41

AUTO / MOTO

ANTI VAPOR-LOCK	No 5 Page 41
BOOSTER 2 x 20 W "ANTIVOL"	No 6 Page 2
GRADATEUR-TEMPORISATEUR DE PLAFONNIER	No 6 Page 10
INTERPHONE MOTO	No 7 Page 25
DEUX DETECTEURS DE TEMPERATURE ET GEL	No 12 Page 20

ALIMENTATION

CONVERTISSEUR STATIQUE 12/220 100 WATTS	No 3 Page 35
Application LM317 Alimentation 1,2-14 V, 2 Amp.	No 2 Page 41
ALIMENTATION 220 V POUR BOOSTER 2x20W	No 6 Page 8
CHARGEUR MULTI-CALIBRES AUTOMATIQUE	No 6 Page 16
MINI ALIMENTATION SYM. A PRESELECTIONS	No 13 Page 41

DOMESTIQUE

DETECTEUR DE GAZ	No 1 Page 15
SERRURE CODEE à 68705	No 1 Page 24
EXTENSION DE PUISSANCE SERRURE CODEE	No 1 Page 24
REGULATEUR DE VITESSE 220 Volts	No 5 Page 10
DOUBLE TELEURTEUR ELECTRONIQUE	No 7 Page 40
PROGRAMMATEUR JOURNALIER à 68705	No 10 Page 35
HORLOGE-MINUTERIE-CHRONO DE PRECISION	No 11 Page 10
THERMOMETRES NUMERIQUES	No 12 Page 24
PROGRAMMATEUR UNIVERSEL à 68705	No 14 Page 15

EMISSION -RECEPTION

EMETTEUR F. M. AVEC MICRO	No 2 Page 18
EMETTEUR F. M. ENTREE B. F.	No 2 Page 18
Application F. M. TELECOMMANDE MONOCANAL	No 2 Page 21
Application F. M. TELECOMMANDE 16 CANAUX	No 2 Page 23
Application F. M. EMETTEUR PERITEL	No 2 Page 25
AMPLIFICATEUR D'ANTENNE LARGE BANDE	No 7 Page 22
RE-EMETTEUR INFRAROUGE	No 9 Page 16
ENSEMBLE DE TELECOMMANDE 32 FONCTIONS	No 9 Page 24

GADGETS

UN MONTAGE REPONDEUR	No 11 Page 17
GUIRLANDE A LEDS	No 11 Page 44

INITIATION TECHNOLOGIE

PILE OU FACE A AFFICHEUR	No 2 Page 9
CLIGNOTEUR 6 LEDS	No 3 Page 41
JEU DE LUMIERE DE POCHE	No 4 Page 11
LOTO 2 DIGITS	No 5 Page 28
MINI ORGUE 8 NOTES	No 5 Page 44
TESTEUR DE CONTINUTE	No 6 Page 22
GENERATEUR DE MELODIE + accompagnement	No 7 Page 28
3 MONTAGES GENERATEURS MUSICAUX	No 7 Page 44

MINI-RECEPTEUR F.M.	No 8 Page 5
BALADEUR F.M.	No 8 Page 5
SABLIER A LEDS	No 8 Page 18
GRILLON ELECTRONIQUE	No 9 Page 7
COMPTEUR DE PASSAGE UNIVERSEL	No 9 Page 33
MINUTERIE REGLABLE DE 5 S à 4 Mn	No 10 Page 8
VOLTMETRE DE POCHE A LEDS	No 11 Page 20
DOUBLE "BARGRAPH" A LEDS (K2000)	No 11 Page 41
TESTEUR DE PILES 1,5, 4,5 et 9 V à LEDS	No 12 Page 44
3 MONTAGES DE Cde DE MOTEURS PAS A PAS	No 13 Page 32
EMETTEUR F.M. COMMANDE PAR LA VOIX	No 14 Page 29
METRONOME MINIATURE	No 15 Page 2

LUMIERE

VARIATEUR 220 V COMMANDE EN TENSION	No 7 Page 12
GRADATEUR CHENILLARD	No 10 Page 31
MODULATEUR VUMETRE 8 VOIES A MICRO	No 10 Page 2
VARIATEUR 220 V A EFFLEUREMENT	No 14 Page 33
2 UNITES DE PILOTAGE DE DIODE LASER	No 15 Page 44

MESURE

UNITE D'AFFICHAGE LCD 3 DIGITS 1/2 à 7106	No 3 Page 44
UNITE D'AFFICHAGE LED 3 DIGITS 1/2 à 7107	No 3 Page 44
GENERATEUR DE FONCTIONS WOBULE	No 4 Page 14
BAROMETRE - ALTIMETRE	No 4 Page 41
MINI FREQUENCEMETRE 6 DIGITS 1 MHz	No 5 Page 31
THERMOMETRE SIMPLE - 40 à + 110 °C	No 5 Page 4
HYGROMETRE SIMPLE 5 à 100 %	No 5 Page 6
MODULE SURVEILLANCE, ALERTE ET COMMUT.	No 6 Page 26
GENE. SINUS-TRIANGLE-CARRE DE BASE	No 10 Page 27
CLAVIERS A TOUCHES MODULABLES	No 10 Page 23
SIGNAL-TRACER STEREO (1 ^{ère} partie)	No 11 Page 24
MODULE BISTABLE MINIATURE (Diviseur par 2)	No 11 Page 37
VOLTMETRE AMPEREMETRE DE TABLEAU	No 12 Page 28
SIGNAL-TRACER STEREO (2 ^{ème} partie)	No 12 Page 31
MINI GENERATEUR DE SIGNAUX	No 13 Page 10
PUPIPRE LAB AVEC ALIM. ET GENERATEUR	No 13 Page 25
ANALYSEUR DE SPECTRE 10 BANDES	No 14 Page 9

MODELISME

INDICATEUR DE CHARGE D'ACCUS	No 1 Page 19
CHARGEUR D'ACCUS A COURANT CONSTANT	No 2 Page 44
SIMULATEUR DE SOUDURE A L'ARC	No 3 Page 32
ALIMENTATION SIMPLE POUR BOUGIE	No 7 Page 2
COMMANDE DE TRAIN A COURANT PULSE	No 8 Page 23
COMMANDE DE FEUX TRICOLORS	No 9 Page 2
ECLAIRAGE DE CONVOIS FERROVIAIRES	No 9 Page 38

PERI-INFORMATIQUE

PROGRAMMATEUR DE 68705	No 2 Page 13
INTERFACE 8 VOIES CENTRONICS 220 Volts	No 3 Page 8

VIDEO

AMPLI CORRECTEUR VIDEO 4 VOIES	No 1 Page 9
PERITEL F.M. avec report	No 15 Page 39
2 PERITEL F.M. sans alimentation	No 15 Page 43

Pour l'achat de vos anciens numéros :
Préférez le rendez-vous dans
un magasin HBN où

1 PIN'S * AU CHOIX

VOUS SERA OFFERT

(pour l'achat de 2 numéros minimum)

Consultez la liste des magasins au dos de la couverture.

* En magasin uniquement.

**BULLETIN
D'ABONNEMENT**

JUIN 1992 - N°17

Complétez votre collection HOBBYTRONIC : Vous désirez d'anciens numéros ? : Cochez ci-dessous les numéros qui vous intéressent et le nombre d'exemplaires. Joindre 15 Francs par numéro commandé (Port gratuit).

1	7	13
2	8	14
3	9	15
4	10	16
5	11	
6	12	

Total: x 15F (Chèque ou carte)



Hobbytronic JUIN 1992
Dépot légal JUIN 1992

Imprimerie MAULDE et RENOU
23, rue de Lunéville
02100 SAINT QUENTIN

Directeur de la Publication :
M. Ninassi
HBN Electronic
S.A. au capital de 7.930.000
B.P. 2739
Z.I.S.E 51100 REIMS
ISSN 1157 - 4372
Commission paritaire
en cours

Pour l'achat
de vos anciens numéros :
Préférez le rendez-vous dans
un magasin HBN où

1 PIN'S*

AU CHOIX

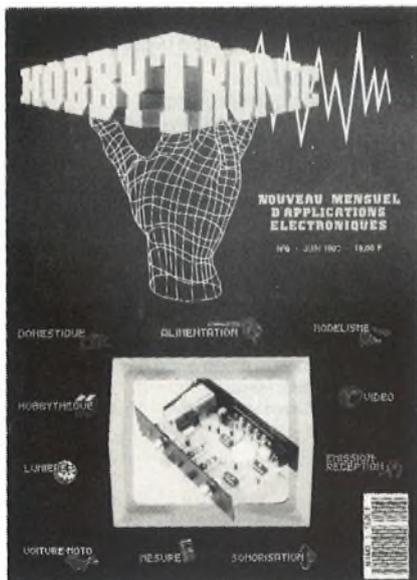


VOUS SERA OFFERT

(pour l'achat de 2 numéros minimum)

Consultez la liste des magasins
au dos de la couverture.

* En magasin uniquement.



L'ABONNEMENT :

Facile

à

Remplir



Economique

11 numéros à 15 F
= 165 F
+ Frais postaux

Abonnement : **140 F**
à domicile



Chez vous directement
dès la parution

LA POSTE



BULLETIN D'ABONNEMENT

N°17 - JUIN 1992

Réabonnement N° d'abonné
 Abonnement
Sur bande adresse

A partir de quel numéro inclus, désirez-vous recevoir
votre abonnement : N°

TOTAL REGLEMENT : , Frs

Chèque bancaire ou postal.

Carte bleue Expiration

N°

SIGNATURE :

(Signature des parents pour les mineurs)

HOBBYTRONIC - Abonnement BP 2739 - 51060 REIMS Cedex

ATTENTION, si vous désirez d'anciens numéros,
voir au verso de ce coupon.

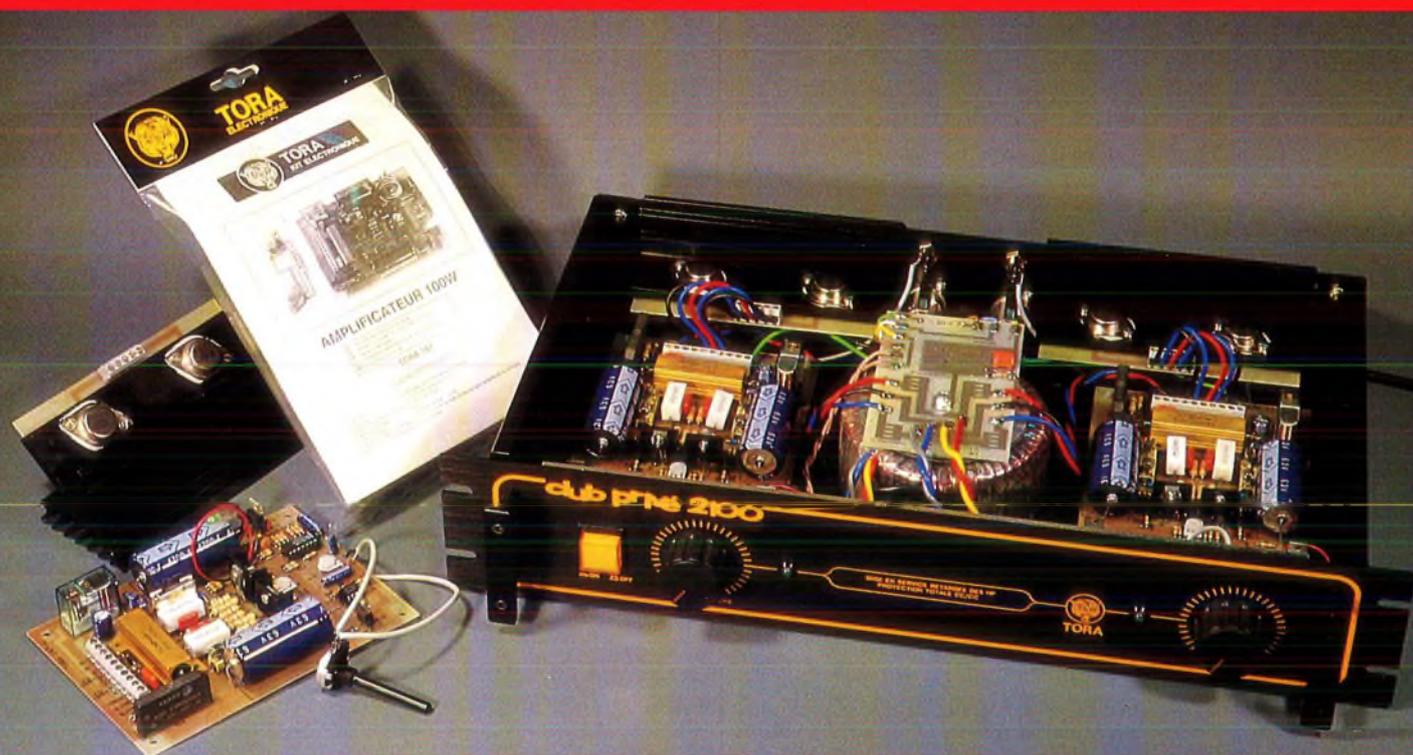
Ecrire en CAPITALES une lettre par case, laisser une case
entre deux mots. Merci. (Ou joindre la bande adresse).

Nom, prénom

Adresse

code postal Ville

La meilleure preuve
que nos kits
fonctionnent à coup sûr ...

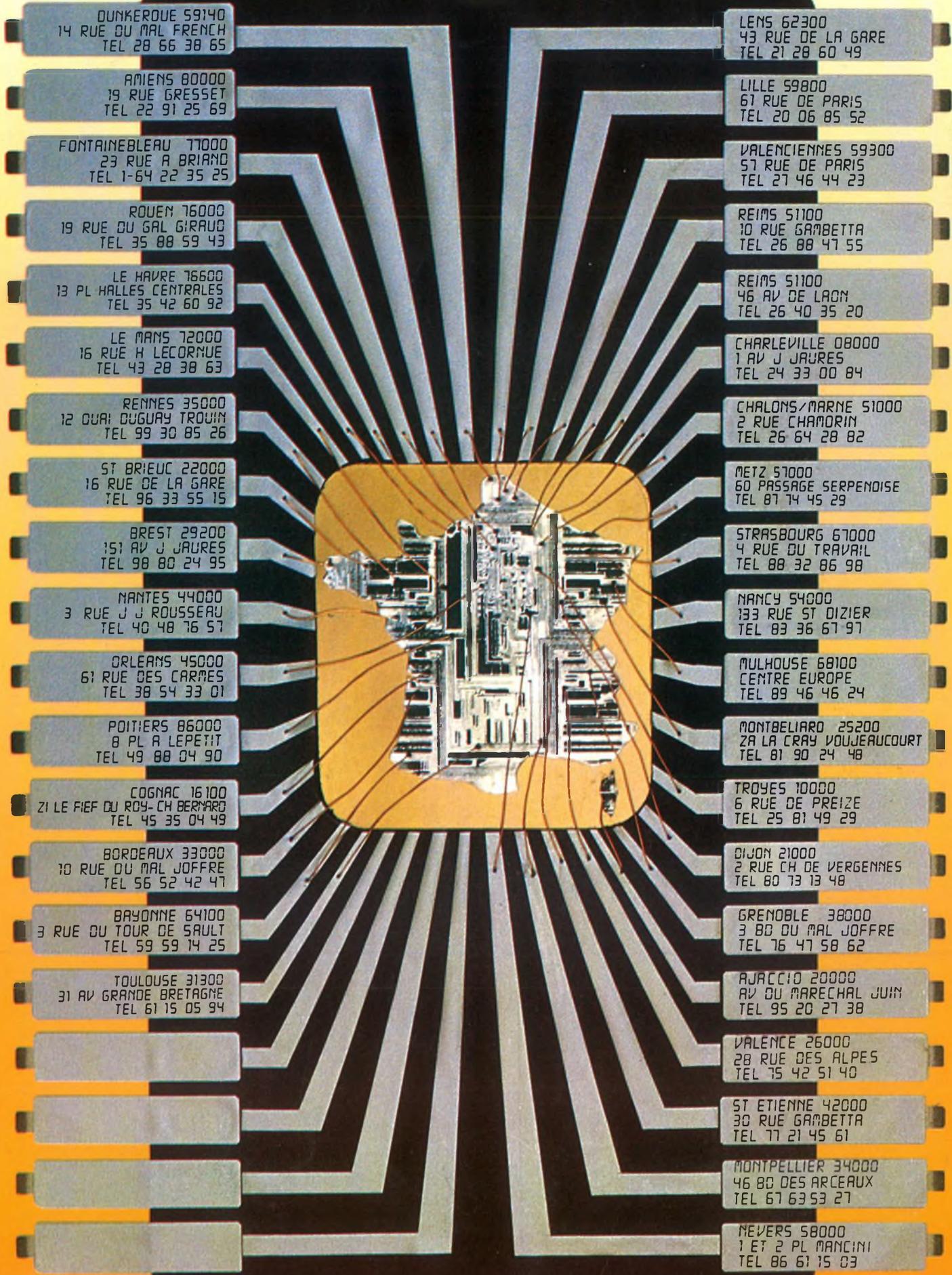


C'est que ce sont eux
qui servent à faire
les produits finis TORA



TORA
KIT ELECTRONIQUE

: pensé pour vous



DISTRIBUE :



TORA
KIT ELECTRONIQUE