

# HOBBYTRONIC



**NOUVEAU MENSUEL  
D'APPLICATIONS  
ELECTRONIQUES**

N°24 - MARS 1993 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHEQUE

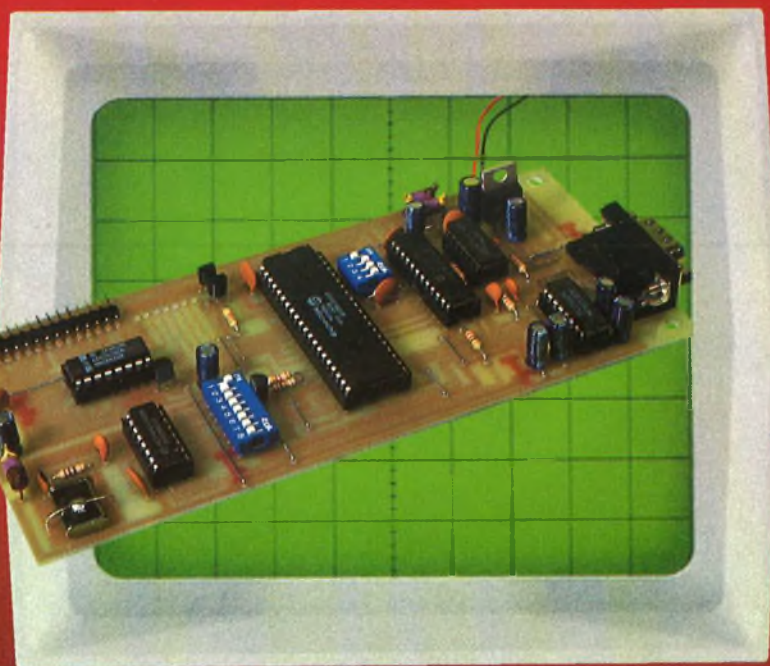


VIDEO

LUMIERE



EMISSION-  
RECEPTION



VOITURE-MOTO



MESURE



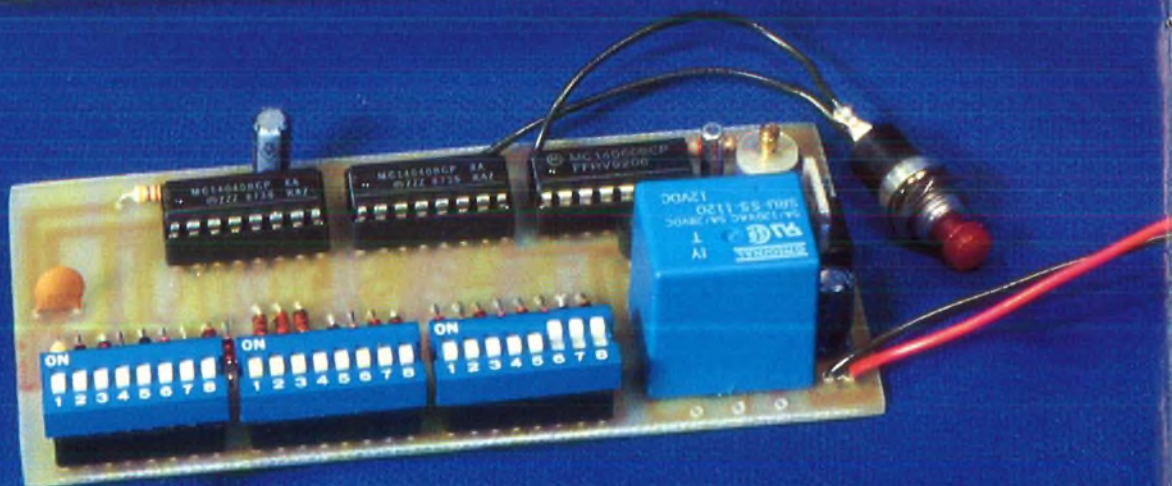
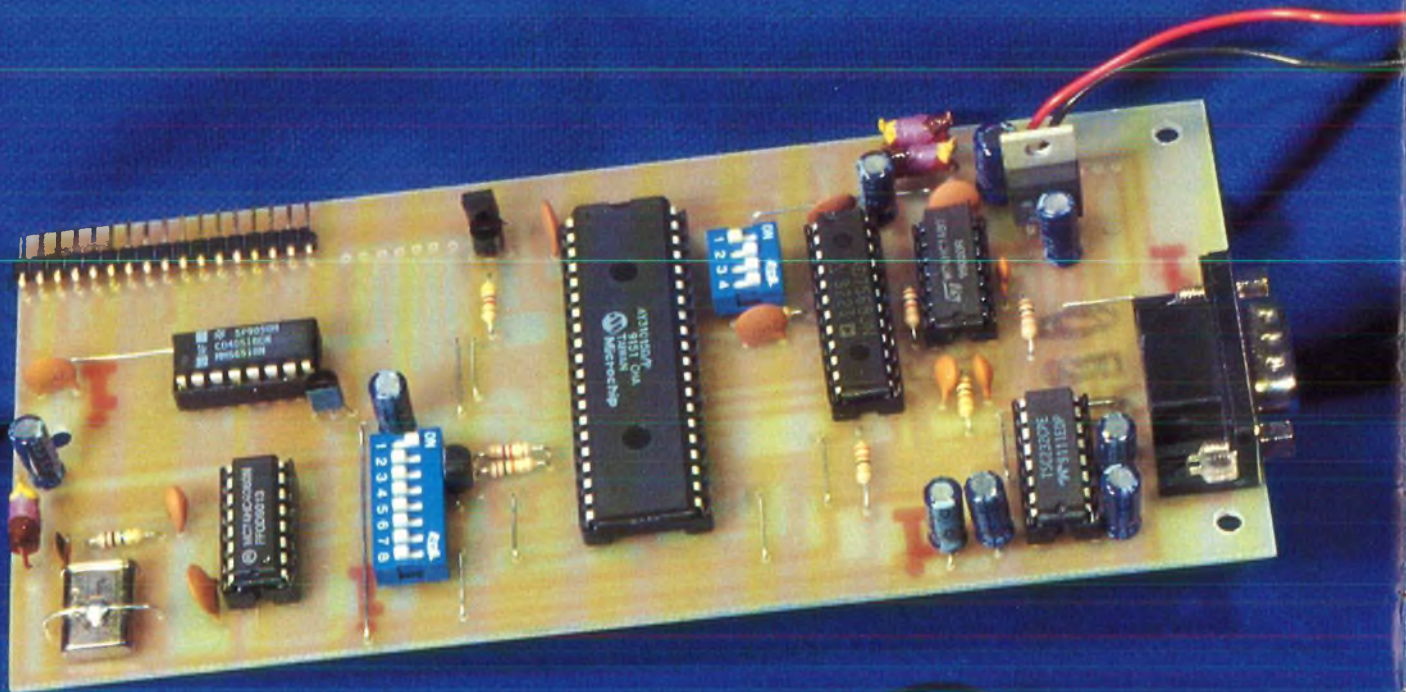
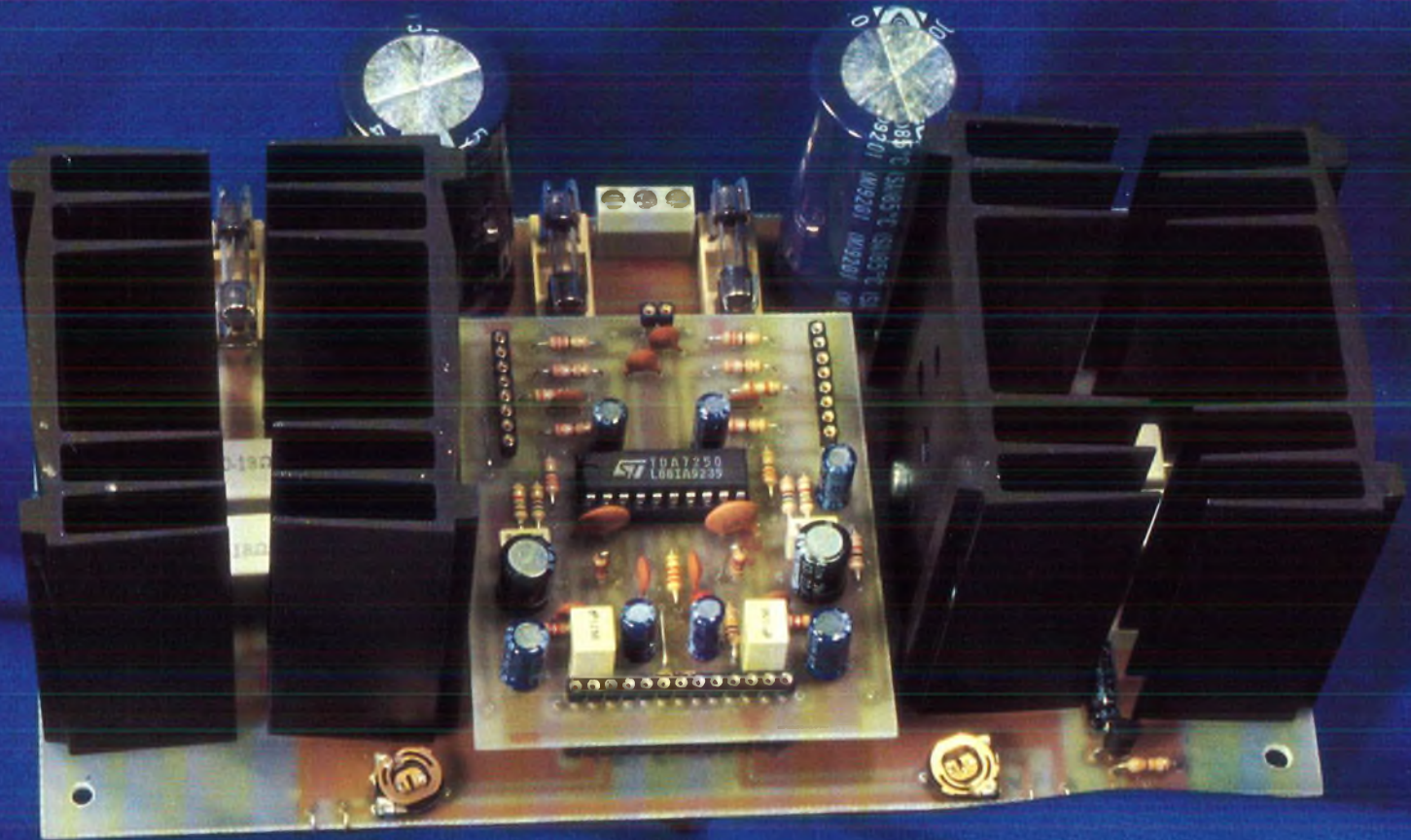
SONORISATION



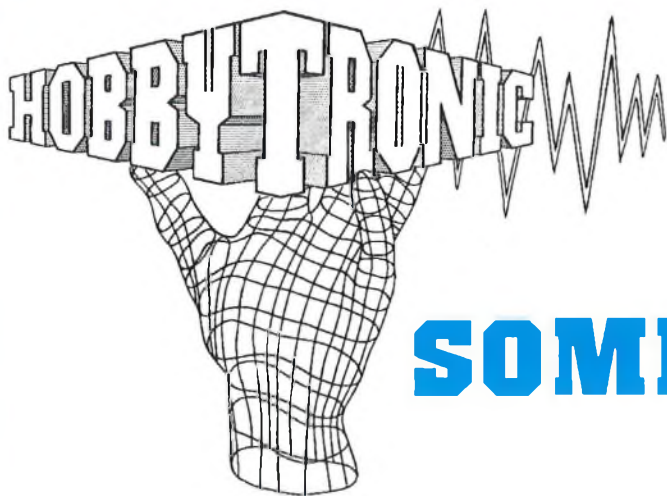
M 4443 - 24 - 15,00 F











# SOMMAIRE

80% d'un amplificateur en 20 broches:  
**Le TDA 7250: Driver audio stéréo HI.FI.** . . . . . 2

Un revenant bruyant  
**Le circuit SN 76477 de Texas Instruments** . . . . . 18

Un petit amplificateur simple de mise en oeuvre  
**LM 386** . . . . . 38

RS 232 sans  $\mu$ P: Facile  
**L'AY3 - 1015:**  
**Un émetteur/récepteur asynchrone universel** . . . . . 41

Mise à l'épreuve du TDA 7250:  
**Amplificateur stéréo 2x60 Watts compact** . . . . . 7

Pour vos soirées ou vos montages vidéo  
**Le FUN SOUND générateur de bruit** . . . . . 31

Au 22ème Bit il sera exactement:  
48 jours 13 heures 5 minutes 4 secondes  
**Temporisateur longue durée de précision** . . . . . 13

**Un circuit d'évaluation pour le 76477** . . . . . 22

Surveillez 8 mesures analogiques simultanément  
**Une unité d'acquisition de données** . . . . . 47

En pages centrales détachables: Les circuits imprimés...  
Sommaire permanent . . . . . 54  
**NEW'S** . . . . . 55  
Pour vous abonner, rendez-vous en page . . . . . 56

## NOS FICHES TECHNIQUES



## NOS REALISATIONS PRATIQUES



## Le TDA 7250: Driver audio stéréo HI.FI

Il y a bien longtemps que les circuits intégrés ont envahi l'audio.

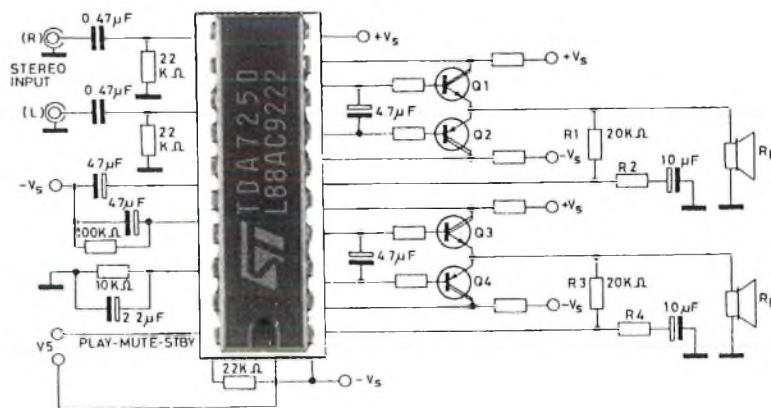
L'intégration va même beaucoup plus loin de nos jours en proposant sur le marché des amplificateurs complets (modules hybrides), où il ne reste qu'à câbler les alimentations et le haut-parleur pour obtenir un ampli clef en mains.

Ces boîtes noires font toutefois toujours peur à l'amateur car un "claquage" pour une raison x ou y est généralement de nature à donner des frayeurs au porte-monnaie.

À l'inverse, un bon amplificateur totalement réalisé en composants discrets occupe beaucoup de place, demande parfois des réglages pointus et toujours un circuit imprimé "très bien pisté" (confiez un amplificateur de 100 Watts à un routeur automatique, vous verrez le résultat....)

Une solution médiane consiste à confier à un circuit intégré, d'un coût beaucoup plus modeste, la gestion de la pré-amplification, des sécurités, des étages de pilotage, etc, tout en conservant des transistors traditionnels pour la partie puissance.

Quand ce circuit gère en même temps le courant de repos, trois modes de fonctionnement et est de plus stéréo pour des puissances jusqu'à 2x100Watts, l'attrait devient encore plus marquant et c'est pourquoi nous nous y sommes intéressés.



### Présentation

Le TDA 7250 est un circuit DRIVER audio stéréo conçu pour piloter une double paire de transistors complémentaires dans des amplificateurs aux normes haute fidélité.

Il se présente en boîtier plastique DIL 20 broches

Les caractéristiques principales sont:

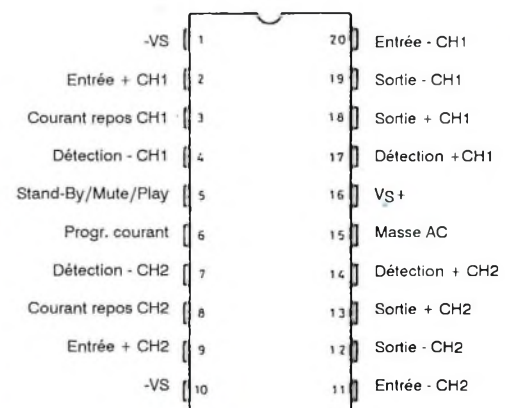
- Gamme de tension d'alimentation élevée: de 20 à 90 Volts (+/-10 à +/- 45 Volts)
- Très faible distorsion
- Contrôle automatique du courant de repos
- Contrôle des transistors de puissance sans l'aide de capteurs extérieurs de

température

- Protection contre les surcharges des transistors de sortie
- Fonctions STAND-BY, MUTE et PLAY
- Faible consommation du circuit
- Puissances de sortie possibles de 60 Watts sur 8 Ohms et 100 Watts sur 4 Ohms.

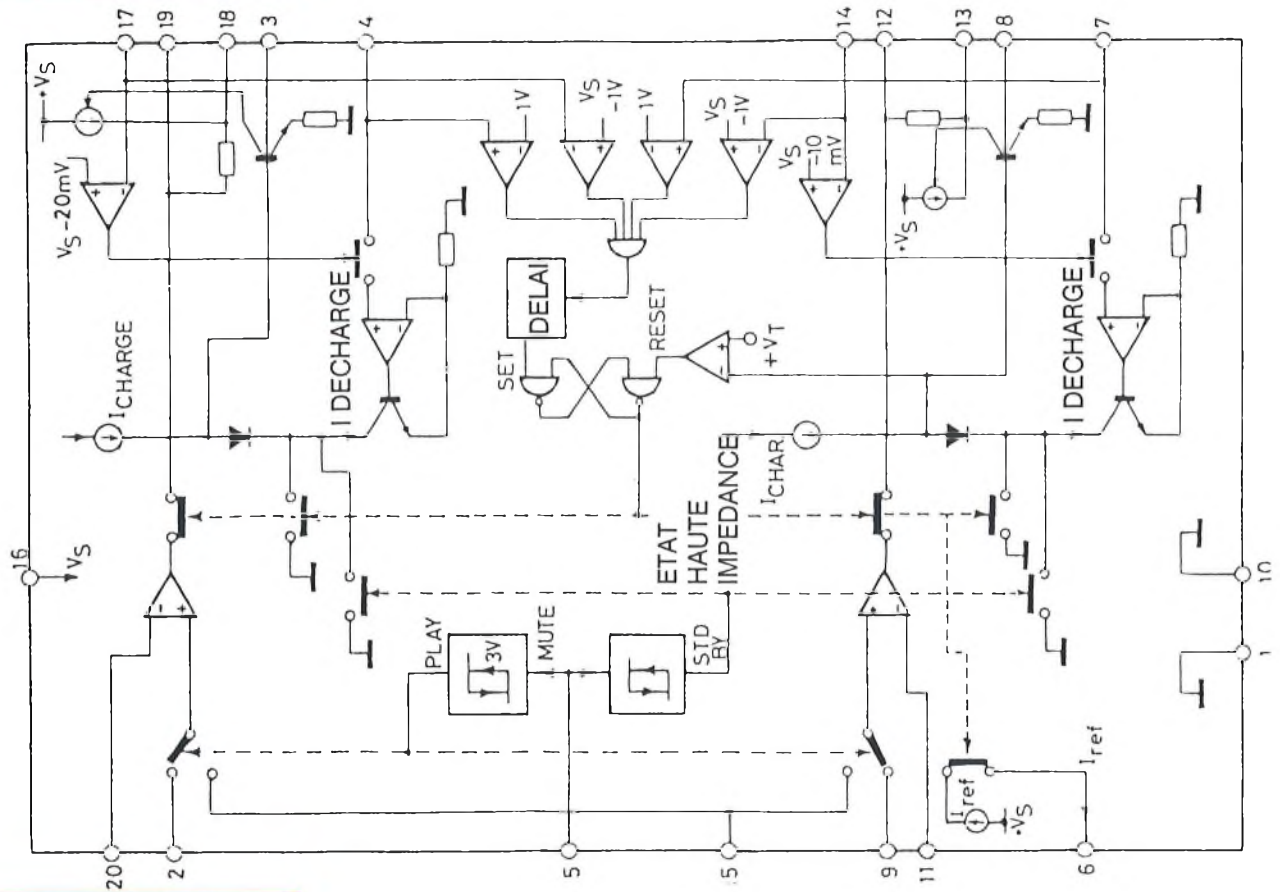


### Brochage / Boîtier





## Structure interne



## Description des broches

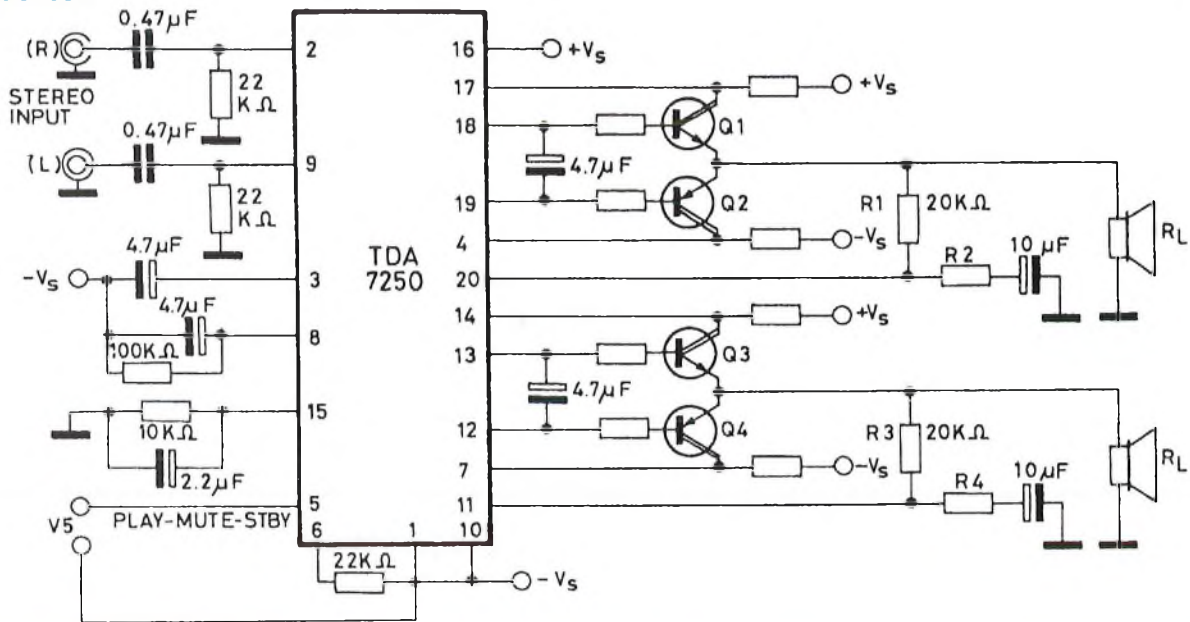
Patte	Dénomination	Fonction
1	Vs - alimentation	Tension négative d'alimentation
2	entrée non inverseuse CH1	Entrée du signal canal 1
3	capacité de repos CH 1	Cette capacité fonctionne en intégrateur afin de contrôler le courant de repos dans l'état "sans signal" sur le canal 1
4	détection (-) CH1	Entrée de mesure négative pour la détection de surcharge de la sortie et le contrôle du courant de repos
5	ST.BY/MUTE/PLAY	Cette patte possède trois fonctions: Pour $V_{in} = 1$ à 3 Volts, le circuit est en mode MUTE et seulement le courant de repos circule dans l'étage de puissance. Pour $V_{in} < 1V$ , le circuit est en STAND-BY et aucun courant ne circule dans la puissance. Pour $V_{in} > 3V$ Volts, le fonctionnement est normal (PLAY)
6	programmation du courant	Contrôle du courant de haute impédance
7	détection (-) CH2	Entrée de mesure négative pour la détection de surcharge de la sortie et le contrôle du courant de repos
8	capacité de repos CH 2	Cette capacité fonctionne en intégrateur afin de contrôler le courant de repos dans l'état "sans signal" sur le canal 2 Si la tension sur cette patte descend en dessous de 250 mV cela provoque la mise en RESET de l'étage de sortie (haute impédance)
9	entrée non inverseuse CH 2	Entrée du signal canal 2
10	Vs - alimentation	Tension négative d'alimentation
11	entrée inverseuse CH2	Contre-réaction venant de la sortie (CH 2)
12	sortie (-) CH 2	Signal de sortie pour la branche négative CH 2
13	sortie (+) CH 2	Signal de sortie pour la branche positive CH 2
14	détection (+) CH 2	Entrée de mesure positive pour la détection de surcharge de la sortie et le contrôle du courant de repos
15	Masse AC	Entrée de masse pour le mode MUTE
16	Vs + alimentation	Tension positive d'alimentation
17	détection (+) CH 1	Entrée de mesure positive pour la détection de surcharge de la sortie et le contrôle du courant de repos
18	sortie (+) CH 1	Signal de sortie pour la branche positive CH 1
19	sortie (-) CH 1	Signal de sortie pour la branche négative CH 1
20	entrée inverseuse CH 1	Contre-réaction venant de la sortie (CH 1)



## Valeurs limites absolues

Symbole	Paramètre	Valeur	Unité
Vs	Tension d'alimentation	100	V
Ptot	Dissipation de puissance à Tamb = 60 °C	1,4	W
Tj, Tstg	Température de jonction et de stockage	-40 à + 150	°C
Rth ja	Résistance thermique jonction / ambiant (Max)	65	°C/W

### Schéma de test



## Caractéristiques détaillées

### Caractéristiques électriques (Tamb = 25 °C, Vs = +/- 35V, mode PLAY sauf indications contraires)

Symbole	Paramètre	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unité
Vs	Tension d'alimentation		+/-10		+/-45	V
Id	Courant consommé au repos	Mode STAND-BY		8		mA
		Mode PLAY		10	14	mA
Ib	Courant de polarisation d'entrée			0,2	1	µA
Vos	Tension d'offset d'entrée			1	+/-10	mV
Ios	Courant d'offset d'entrée			100	200	nA
Gv	Gain en boucle ouverte	F = 100Hz		90		dB
		F = 10kHz		60		dB
En	Tension de bruit d'entrée	Rg = 600 Ohms B = 20Hz à 20 kHz		3		µV
SR	Slew rate (temps de montée)			10		V/µS
d	Distorsion harmonique totale	Gv = 26dB et Po = 40W: F = 1kHz		0,004		%
		F = 20kHz		0,03		%
Vopp	Excursion de sortie			60		Vpp
Po	Puissance de sortie *	Vs = +/-35V, RI = 8Ohms		60		W
		Vs = +/-30V, RI = 8Ohms		40		W
		Vs = +/-35V, RI = 4Ohms		100		W
Io	Courant de sortie pilotage			+/-5		mA
SVR	Réjection des alimentations	F = 100Hz		75		dB
Cs	Séparation des canaux	F = 1kHz		75		dB

### Fonctions MUTE / STAND-BY / PLAY

Symbole	Paramètre	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unité
Ii	Courant d'entrée patte 5			0,1		µA
Vth	Seuil STAND-BY/MUTE **		1	1,25	1,5	V
H	Hystérésis STAND-BY/MUTE			200		mV
Vth	Seuil MUTE/PLAY **		2,4	3	3,6	V
H	Hystérésis MUTE/PLAY			300		mV
	Atténuation en MUTE	F = 1kHz		60		dB
Vi	Tension maximum d'entrée patte 5 **		12			V

\* : Avec schéma de la page suivante (application avec darlington), F = 1kHz, d = 0,1%, Gv = 26dB.

\*\* : Les tensions données se réfèrent à -Vs



## Circuits de surveillance du courant maximum

Symbole	Paramètre	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unité
	Référence du comparateur	par rapport à +Vs	0,8	1	1,4	V
		par rapport à -Vs	0,8	1	1,4	V
Td	Délai d'action		10			µS

## Circuits de contrôle du courant de repos

Symbole	Paramètre	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unité
	Courant de la capacité de contrôle	charge	30	60		µA
		décharge	250	500		µA
	Référence du comparateur	par rapport à +Vs	10	20	25	mV
		par rapport à -Vs		10		mV

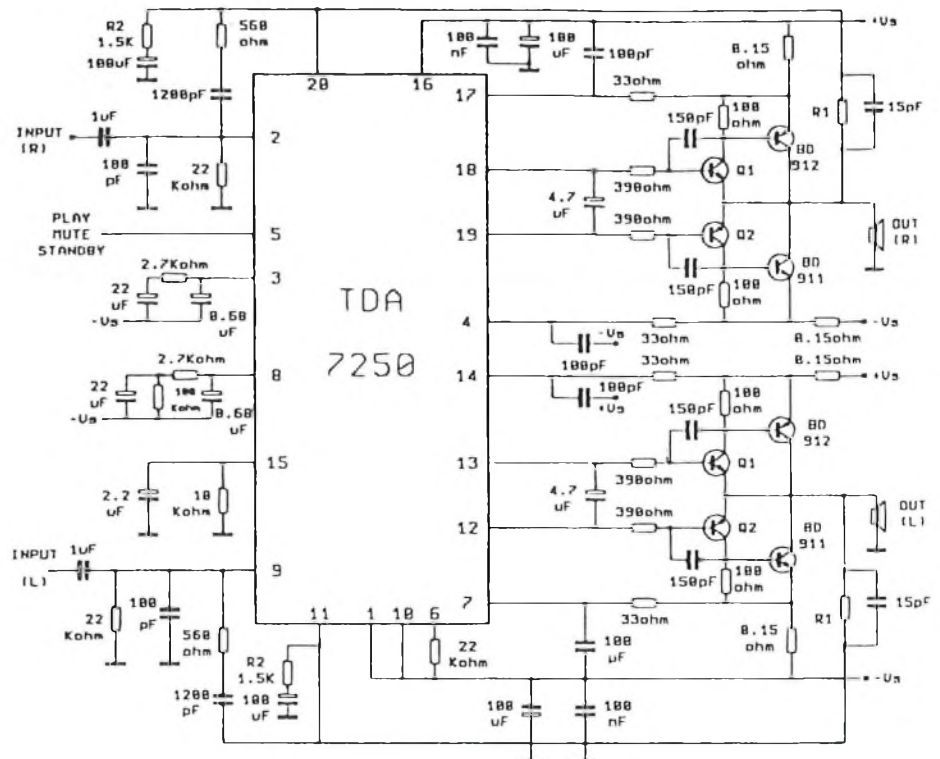
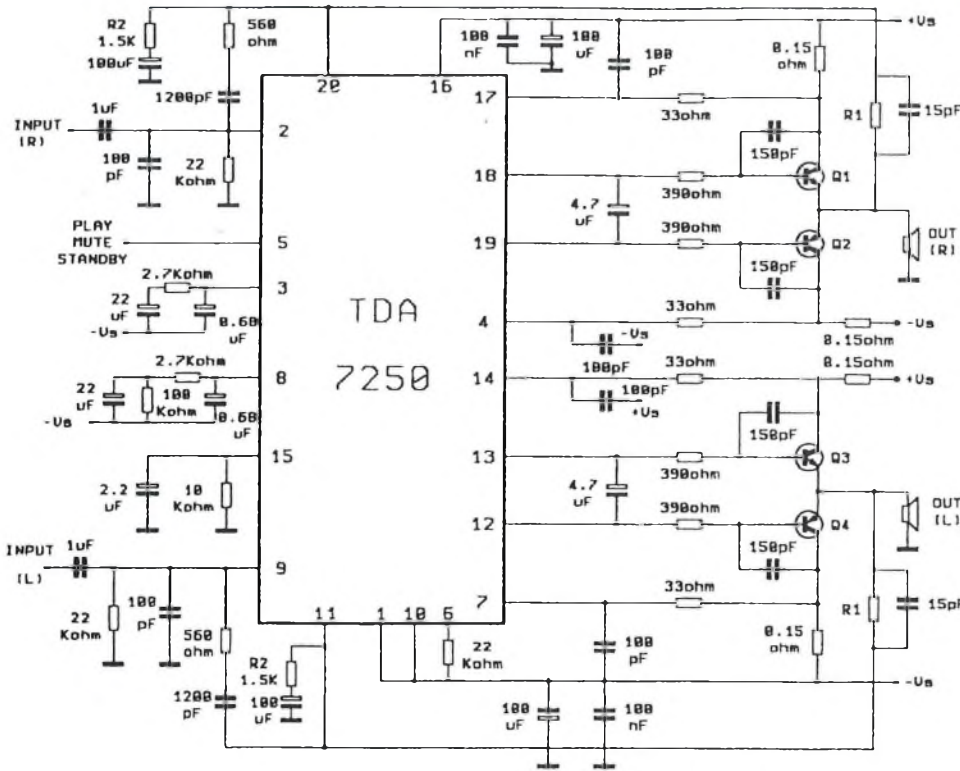
## Schéma d'application avec transistors de sortie Darlington (et transistors suggérés pour différentes puissances)

### RI = 8 Ohms:

- 15W : BDX 53A / BDX 54A
- 30W : BDX 53B / BDX 54B
- 50W : BDW 93B / BDW 94B
- 70 W : TIP 142 / TIP 147

### RI = 4 Ohms:

- 30 W : BDW 93A / BDW 94A
- 50 W : BDW 93B / BDW 94B
- 90 W : BDV 64B / BDV 65B
- 130W : MJ 11013 / MJ 11014



## Schéma d'application utilisant des transistors bipolaires classiques

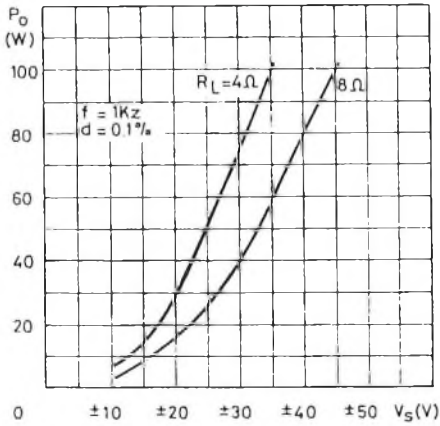
$$(Gv = 1 + R1/R2)$$



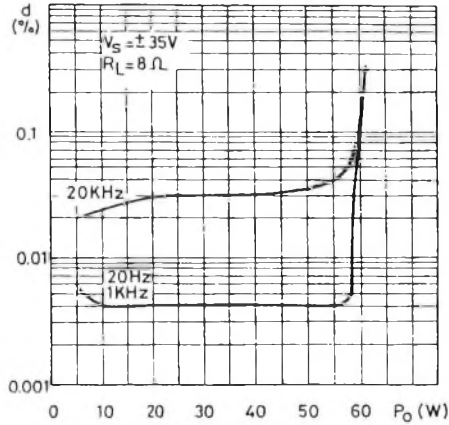
# Courbes caractéristiques

(la mention (\*) renvoie au schéma d'application avec transistors darlington).

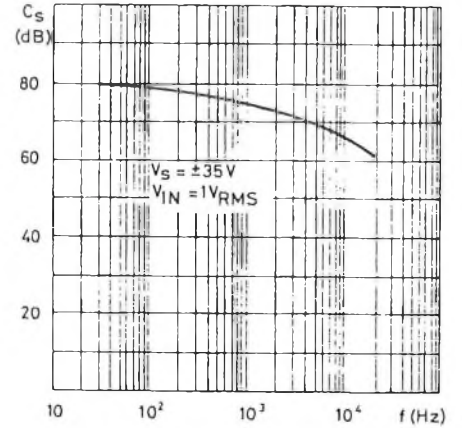
Puissance de sortie  
Fct. de l'alimentation



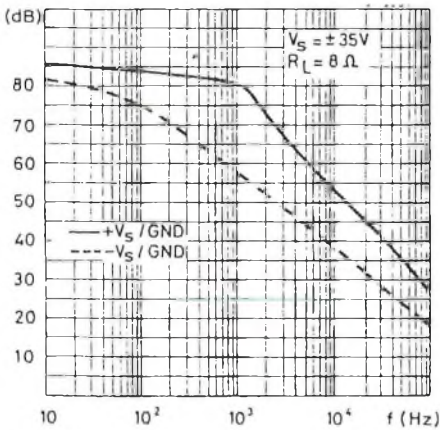
Distorsion Fct. de la  
puissance de sortie (\*)



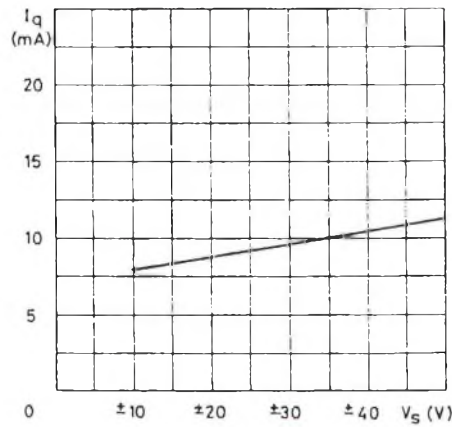
Séparation canaux



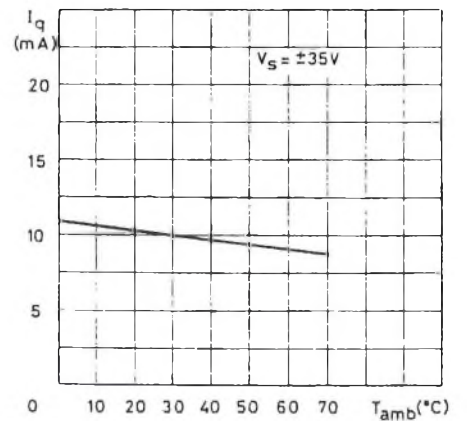
Réjection alimentation  
Fct. de la fréquence



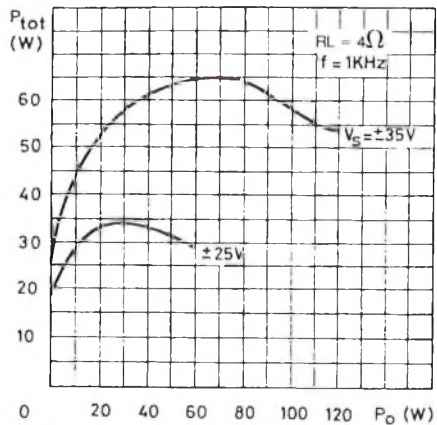
Courant repos C.I.  
de la tension d'alimentation



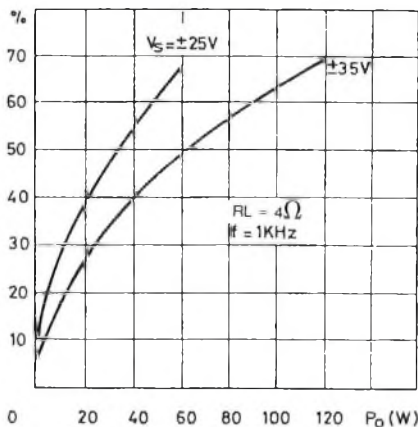
Courant repos C.I.  
de la température



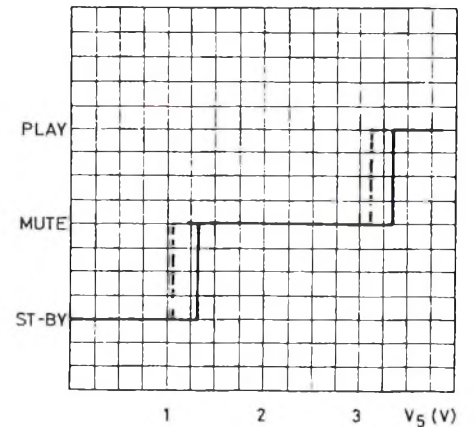
Puissance totale dissipée Fct.  
de la puissance de sortie (\*)



Rendement Fct. de la  
puissance de sortie (\*)



seuils des modes





## Amplificateur stéréo 2 x 60 Watts compact

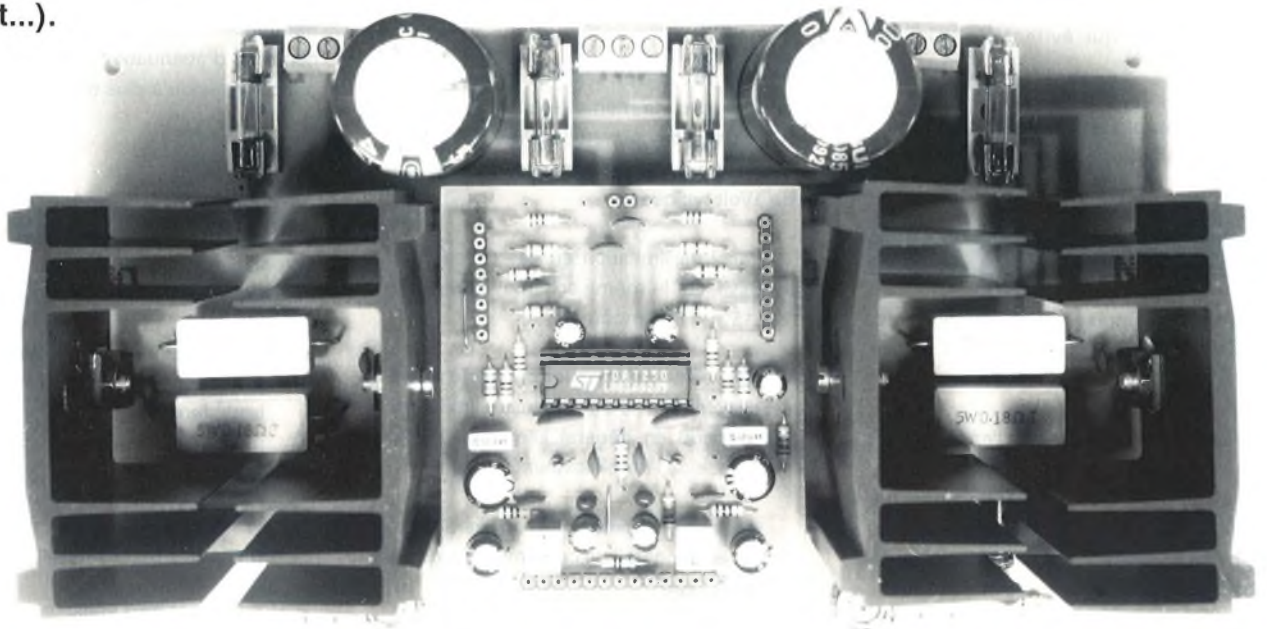
**A**près avoir vu dans ce même numéro le TDA7250, nous ne pouvons que nous empresser de lui appliquer quelques tensions pour juger du résultat.

C'est de ces résultats et de commentaires que nous allons parler maintenant, avec cet amplificateur qui représente une suite logique à la série allant crescendo en puissance.

Un avantage indéniable de ce circuit reste bien évidemment la gestion automatique du courant de repos des transistors de puissance par mesure du courant dans les collecteurs de chaque voie.

Cet avantage permet d'augmenter notablement la fiabilité du montage et supprime également d'ennuyeuses contraintes mécaniques.

Simplifications énormes également dans la gestion des sécurités puisque nous obtiendrons pour finir un amplificateur dont les sorties pourront être court-circuitées à volonté sans conséquence pour le moindre composant (bien qu'il ne faille pas en faire un jeu pour autant...).



### Avantages

En effet sur un amplificateur traditionnel, il est généralement obligatoire de mettre le transistor de gestion de courant de repos en contact avec les refroidisseurs de sorties.

L'élévation de température de ceux-ci entraînant une augmentation de la conduction de ce transistor, permet d'auto-réguler (plus ou moins bien) le point de fonctionnement des étages de sortie.

Inévitablement, cette procédure implique une proximité de ces différents éléments, ou du câblage par fil, etc.

On n'est pas au bout de ses peines pour autant, puisqu'il faudra régler ce courant de repos (avec précision SVP).

C'est généralement une résistance ajustable qui se chargera de ce réglage, résistance qui, avec le vieillissement, ne manquera pas de finir par "crachouiller" jusqu'au jour où "paif" adieu PNP et NPN.

A ce niveau, il faut bien avouer que la solution apportée par le TDA7250 peut tout à fait s'apparenter au modernisme des soupapes hydrauliques à réglage automatique par rapport à celles que l'on réglait à la jauge en dépassant la langue...

Enfin, la compacité du montage stéréo comme le montre la photographie ci-dessus résulte également de la gestion complète du courant maximum de sortie par le circuit intégré.

Bien qu'il ne s'agisse pas d'une gestion de l'aire de sécurité des transistors, la



gestion simple du courant maximum semble être malgré tout très efficace grâce à la rapidité de la réaction (10 uS en typique).

## L'amplificateur

La photographie le montre également: toute la gestion pré-amplification et les étages "drivers" seront placés sur un petit module autonome.

La carte principale ne recevra que les quatre transistors de puissance, les chimiques d'alimentation, les résistances de mesure et les ultimes protections par fusibles.

Nous donnerons les modifications pour optimiser l'amplificateur soit en 4 ou en 8 Ohms, bien que la version 8 Ohms puisse accepter une impédance inférieure si l'on gère bien la dissipation des étages de sortie.

Nous avons opté également pour une solution à quatre refroidisseurs indépendants qui évitent l'emploi de micas.

Nous verrons les adaptations possibles de la mécanique en fin d'article.

## Annexe de DATA

Après les présentation louangeuses, notons quelques commentaires sur la Hobbythèque.

Le schéma de détail de l'ensemble de l'amplificateur, que nous verrons après cette parenthèse, ne possède guère de modifications par rapport aux schémas donnés dans la Hobbythèque correspondante.

La principale raison à cela, c'est que de nombreux points sont restés dans l'ombre dans la documentation technique du constructeur (entachée de nombreuses erreurs par ailleurs, corrigées dans la Hobbythèque, rassurez-vous).

### Courant de repos

Il aurait notamment été intéressant de trouver plus d'informations sur la gestion du courant de repos et notamment sur ce que signifie: "mesure en absence de signal".

Le courant de repos est en effet mesuré "in no signal conditions" comme dit la

documentation en notre possession (ce qui veut dire?), et est géré par un système capacitif (pattes 3 et 8), dont le câblage est différent pour chacune des voies: pour quelle raison? Nous avons bien essayé de nous renseigner directement à la source, mais sans résultat probant.

A partir de là, les valeurs pour ces réseaux ne peuvent être prises que pour argent comptant, ce que nous avons essayé malgré une certaine frustration.

### Limitations

Toujours au sujet du courant de repos, l'asservissement est fait par la mesure sur les résistances placées dans les collecteurs des transistors de sortie.

La documentation indique que le seuil comparateur pour ce courant de repos est de 10 mV typique. Si nous prenons l'exemple du montage darlington de Hobbythèque, cette résistance est de 0,15 Ohms.

On obtient donc en principe un courant de repos de l'ordre de  $0,01/0,15 = 66 \text{ mA}$  (ce que vérifie la mesure).

Là aussi apparait un problème, puisque c'est la même résistance qui fixe la limitation de courant dans les transistors de sortie par rapport à un seuil de limitation de 1 Volt typique.

Ainsi, la limitation en cas de courant excessif, sur le même schéma, est fixée à  $1/0,15 = 6,66 \text{ Ampères}$ .

On voit de suite que le courant de repos est directement lié à la limitation, limitation qui dépend en général elle aussi de la puissance de l'amplificateur.

Ainsi une limitation que l'on fixerait à 12 Ampères donnerait un courant de repos de 120 mA! Quid?

Pourtant, inévitablement, la valeur de ces résistances doit être adaptée en fonction de la puissance de l'amplificateur que l'on désire, ce que ne laisse pas supposer la liste des transistors suggérés en Hobbythèque pour le schéma darlington.

Comme dans tous les cas similaires (ce qui arrive souvent malheureusement), l'absence d'informations ne peut généralement être comblée que par des essais et mesures, ce que nous n'avons pas hésité à faire, afin d'être sûr de ne pas vous décevoir par un schéma au fonctionnement incertain.

## Schéma de détail

L'ensemble de ce schéma se trouve page suivante.

Comme nous le disions plus haut, la partie en pointillés représente toute la partie pilotage avec son circuit intégré.

Seule la partie alimentation et puissance ainsi que la commande STAND-BY/MUTE/PLAY se retrouvent sur une carte mère, ce qui laisse une place assez large pour procéder à un pistage de qualité.

### Entrées

Les entrées audio sont appliquées sur deux ajustables qui permettront de fixer le niveau maximum de la modulation. L'impédance d'entrée est pratiquement définie par cet ajustable et les résistances R1-R2 de polarisation de l'IC.

C1-C2 isolent ces entrées d'une composante continue éventuelle et C3-C4 limitent la bande passante pour les fréquences très élevées. (Nous n'avons pas constaté d'atténuation notable sur notre prototype jusqu'à plus de 30 kHz!).

### Mode

Le mode de fonctionnement de l'amplificateur peut être défini par le potentiel de la patte 5 (par rapport au moins d'alimentation).

- de 0 à 1 Volt: mode stand-by: les étages de sortie sont en mode "haute impédance".
- de 1 à 3 Volts: mode mute: dans ce mode l'amplificateur reste muet mais les transistors de sortie sont parcourus par le courant de repos.
- au dessus de 3 Volts: fonctionnement normal.

R27 assure le zéro de ce pilotage et l'ensemble R55, C57, T55 et R56 permet de passer à la mise sous tension successivement par ces trois phases (durée 0,5 secondes environ).

Cette temporisation évite tout bruit trop violent dans le haut-parleur à la mise en route.

Le point de jonction de la base de T55 est disponible sur le circuit imprimé pour ceux qui désireraient faire une gestion manuelle de ces trois modes.





Dans le mode MUTE, les entrées audio du circuit sont mises à la masse par le biais de C25 et R28.

## Puissance

Circuit intégré oblige, on passe très vite de l'entrée à la sortie.

Le pilotage des transistors est disponible en 18/19 (13/12 pour le canal 2). La tension de pilotage des jonctions bases-émetteurs est stabilisée par C21 (C22).

Un réseau RC placé sur chaque base et le collecteur respectif de chacun des transistors permet d'éviter les risques d'oscillations à haute fréquence et améliore le comportement de la voie lors d'un court-circuit de la sortie.

La paire de transistors PNP/NPN fournit enfin le signal B.F. aux hauts-parleurs, après une dernière protection par fusible.

## Repos-limiters

Ce sont les résistances placées dans les collecteurs qui permettent de prélever ces informations.

Sur chacune de ces résistances, un nouveau réseau RC élimine tout risque d'asservissement sur des fréquences élevées.

En cas de court-circuit de sortie, le circuit se met automatiquement en mode MUTE et ré-applique la modulation à des intervalles réguliers tant que le court-circuit persiste.

Si celui-ci disparaît, le fonctionnement reprend son cours normal.

Compte tenu de la rapidité du déclenchement, un fonctionnement permanent sur court-circuit ne provoque pas d'échauffement excessif de la partie puissance.

A noter également que la disjonction par le circuit s'applique aux deux voies quelque soit la voie qui subit le défaut.

## Contre-réaction

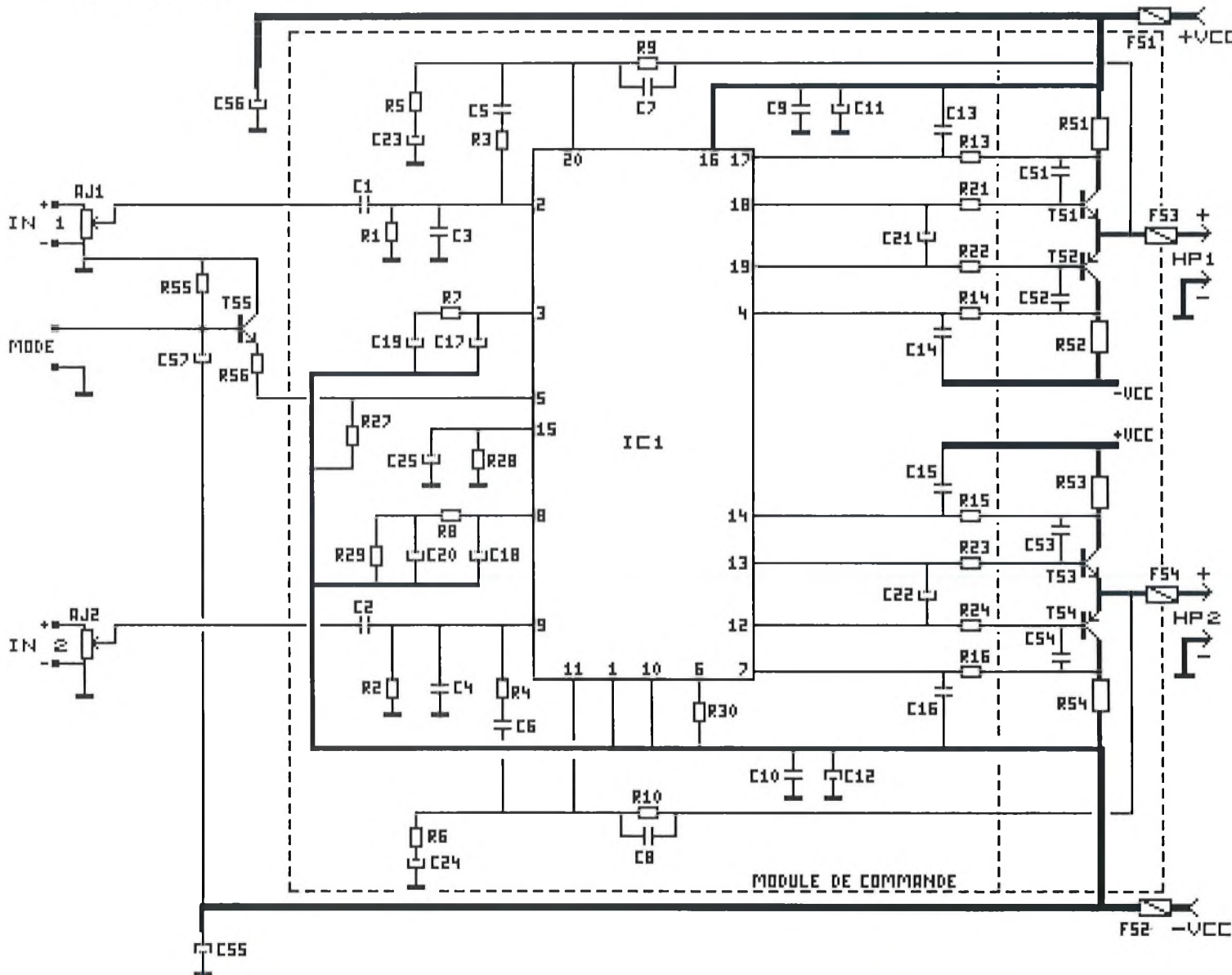
Le signal de sortie est prélevé sur les émetteurs et est appliqué sur les pattes 20 et 11 pour chacune des voies.

Le gain est défini par  $G_v = 1 + R_9/R_5$  (voie 1) et le signal de sortie est en phase avec celui d'entrée.

C7 (C8) sert également à limiter progressivement le gain dans les fréquences élevées.

## Alimentation

Cette alimentation, protégée par fusibles, est filtrée fortement sur la carte mère. Des découplages additionnels (C9 à C12) sur le module améliorent la réjection et réduisent les bruits des alimentations.



## Liste des composants

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

Certaines résistances demeurent non montés sur le module (elles sont en pointillés sur la sérigraphie) et serviront sur d'autres applications.

Les composants appartenant au module sont repérés 1 à 49 et 50 et plus pour la carte mère.

### Version 8 Ohms

R1, R2	22 kΩ
R3, R4	560 Ω
R5, R6	1,5 kΩ
R7, R8	2,7 kΩ
R9, R10	39 kΩ
R11, R12	non montées
R13 à R16	33 Ω
R17 à R20	non montées
R21 à R24	390 Ω
R25, R26	non montées
R27	4,7 kΩ
R28	10 kΩ
R29	100 kΩ
R30	22 kΩ
R51 à R54	0,18 Ω bobinée 4 Watts
R55	470 kΩ
R56	18 kΩ
AJ1, AJ2	10 kΩ
C1, C2	1 uF 50V pas de 5,08
C3, C4	100 pF céramique
C5, C6	1,2 nF céramique
C7, C8	15 pF céramique
C9, C10	0,1 uF 63V pas de 5,08
C11, C12	22 uF 63V chimique radial
C13 à C16	100 pF céramique
C17, C18	0,47 uF tantale
C19, C20	22 uF 25V chimique radial
C21, C22	4,7 uF 63V chimique radial
C23, C24	100 uF 25V chimique radial
C25	2,2 uF 63V chimique radial
C51 à C54	150 pF céramique
C55, C56	4700 uF 50 ou 63V chimique radial
C57	1 uF 63V chimique axial
F51 à F54	fusible 6,3A temporisé
IC1	TDA 7250
T51, T53	BDW 93 C (NPN)
T52, T54	BDW 94 C (PNP)
T55	BC 547 B

4 refroidisseurs Rth < 3,77 °C/W (voir texte correspondant)

2 borniers 2 plots  
1 bornier 3 plots  
4 supports fusibles CI  
1 support CI 20 broches  
31 broches à wrapper mâles (module)  
31 broches femelles longues (carte mère)

### Modifications version 4 Ohms

R9, R10 33 kΩ  
R51 à R54 0,12 Ω bobinée 4 Watts

## Versions

D'autres différences interviennent en fonction de la version 4 ou 8 Ohms choisie. Le tableau détaillé ci-dessous donne les principales valeurs qui changent et le transformateur à utiliser.

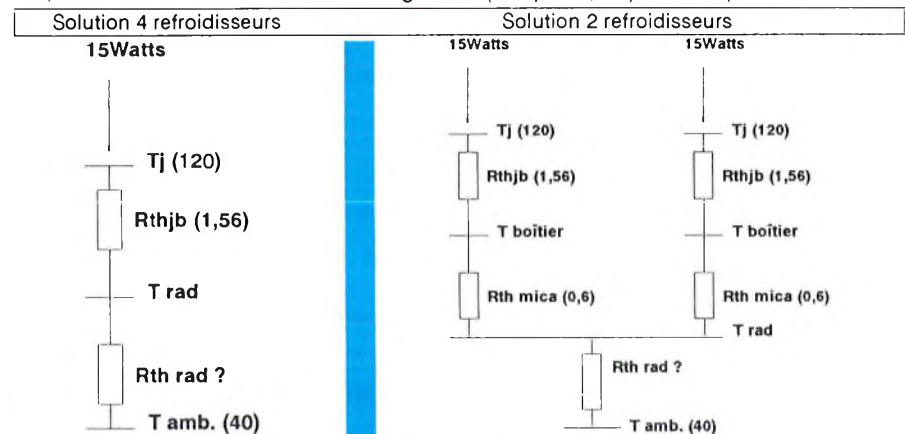
Donnée	Version 4 Ohms	Version 8 Ohms
Tension crête-crête H.P. pour 60 W	44V	62,5V
Gain minimum pour 0 dB en entrée	20	28,4
Gain adopté	23 (27,2 dB) par R9-R10 = 33k	27 (28,6 dB) par R9-R10 = 39k
Intensité crête dans le H.P.	5,5A	3,9A
Limitation déclarée par R51 à R54	8,33A (0,12 Ohms)	5,55A (0,18 Ohms)
Transformateur nécessaire	2x18V 150 à 200VA (pour les 2 voies)	2x25V

## Refroidissement

Nous avons opté pour quatre refroidisseurs indépendants. Cette solution permet de se passer de micas, améliore ainsi la qualité de refroidissement et diminue la taille du radiateur. Les transistors utilisés possèdent les caractéristiques suivantes: Vce max: 100V, Pmax: 80W, IC max: 15A, Béta: 750, Tj max: 150 °C, Rthjb: 1,56°C/W. Chacun des transistors aura à dissiper au maximum 15 Watts.

De ces différentes données, on peut calculer les résistances thermiques des refroidisseurs, sachant que l'on se fixe une température ambiante maxi de 40°C et une température de jonction de 120 °C (marge de sécurité).

Vous trouverez ci-dessous les schémas équivalents pour deux types de refroidissement: le premier avec 4 radiateurs et le second avec 1 radiateur pour deux transistors. Dans ce second cas, les micas d'isolation deviennent obligatoires (compter 0,6°C/W de Rth).



Différence de température jonction-boîtier:

$$D_{jb} = R_{thjb} * P = 1,56 * 15 = 23,4^{\circ}\text{C}$$

Entraîne T radiateur maxi:

$$T_{rad} = T_{jmax} - D_{jb} = 120 - 23,4 = 96,6^{\circ}\text{C}$$

On obtient ainsi la différence due au refroidisseur:

$$D_{rad} = T_{rad} - T_{amb} = 96,6 - 40 = 56,6^{\circ}\text{C}$$

Et donc sa résistance thermique:

$$R_{th rad} = D_{rad} / P = 56,6 / 15 = 3,77^{\circ}\text{C/W maxi.}$$

Pour l'une des deux branches:

Différence de température jonction-boîtier:

$$D_{jb} = R_{thjb} * P = 1,56 * 15 = 23,4^{\circ}\text{C}$$

Différence de température due au mica:

$$D_{mi} = R_{thmica} * P = 0,6 * 15 = 9^{\circ}\text{C}$$

Entraîne T Radiateur maxi:

$$T_{rad} = T_{jmax} - D_{jb} - D_{mi} = 120 - 23,4 - 9 = 87,6^{\circ}\text{C}$$

La différence aux bornes du refroidisseur devra donc être:

$$D_{rad} = T_{rad} - T_{amb} = 87,6 - 40 = 47,6^{\circ}\text{C}$$

La résistance thermique maxi sera de (sachant que le refroidisseur gère 30W pour les 2 transistors):

$$R_{th rad} = D_{rad} / P = 47,6 / 30 = 1,59^{\circ}\text{C/W maxi.}$$



## Réalisation

Les sérigraphies des deux cartes, ci-contre, donnent l'implantation des composants à l'échelle 1.

Vous retrouverez les faces cuivrées dans les pages centrales.

### Carte mère

La réalisation de la carte mère est très simple et ne devrait pas poser de difficultés majeures.

Sur cette carte, les seules observations à faire concernent la résistance R56 qui est montée sous le module de pilotage et le condensateur C57 monté entre deux des radiateurs.

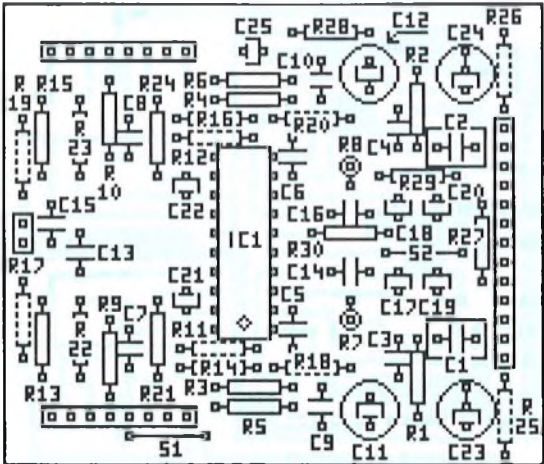
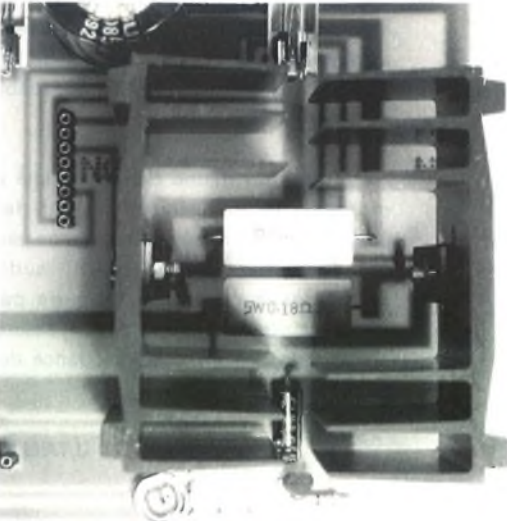
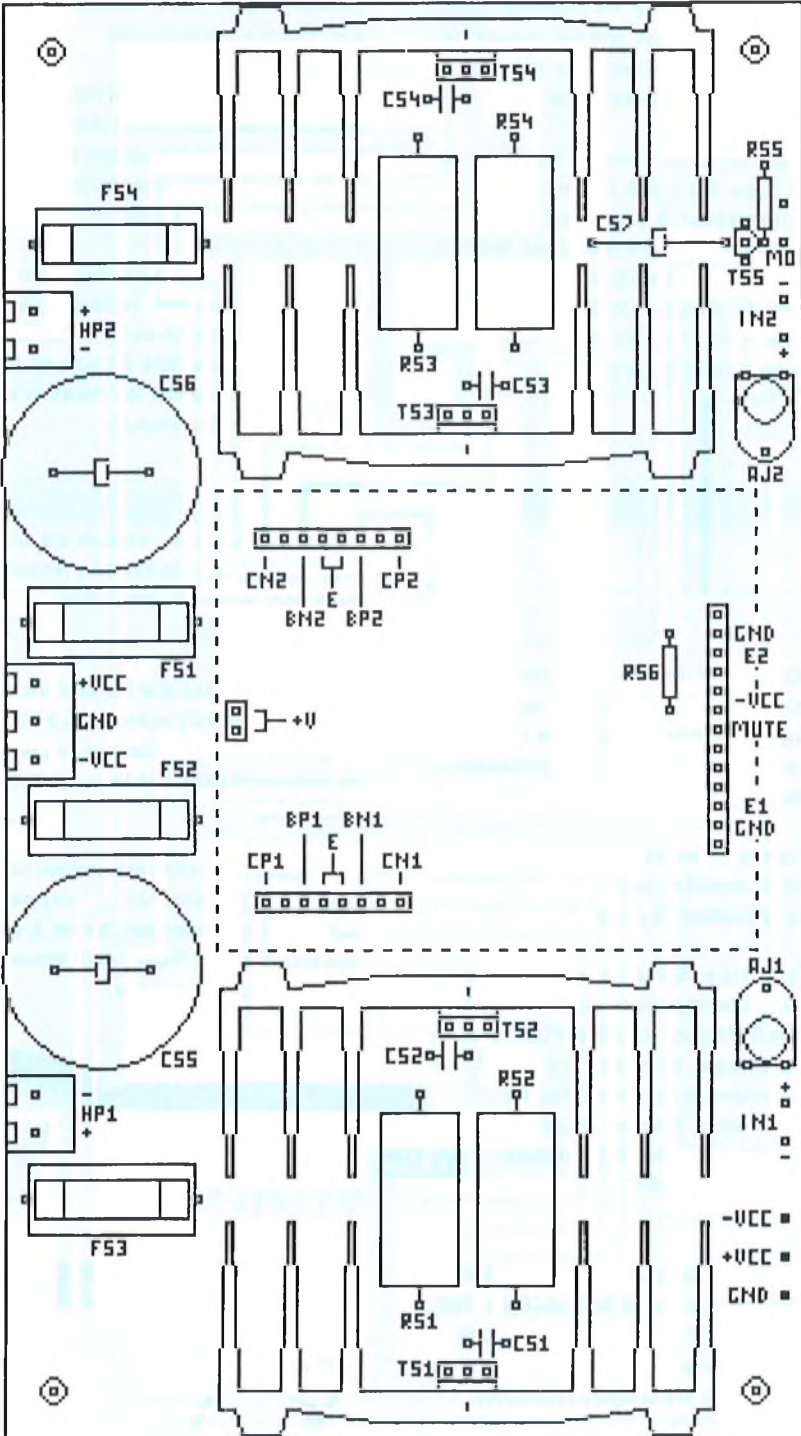
Cette sérigraphie indique également les points principaux de sortie du module afin de permettre une prise de mesure facile.

CP1 signifie collecteur du PNP de la voie 1, BN2 la base du transistor de puissance du NPN de la voie 2 et ainsi de suite.

Des points intermédiaires du connecteur restent non connectés, l'espacement permettant d'isoler plus fortement les plots à potentiels très différents.

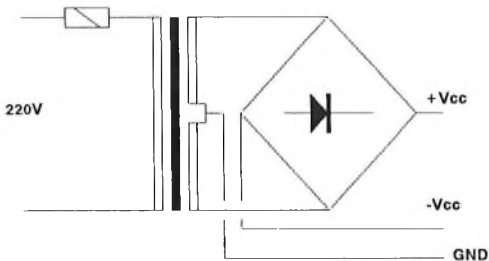
Pour les entrées du module, on trouve GND, E2 pour le signal BF d'entrée voie 2, -Vcc, la commande de fonctionnement MUTE, etc, avec également des plots d'isolation.

Pour la partie puissance, il faudra prendre soin que les refroidisseurs ne puissent se mettre en contact accidentellement, les potentiels qu'on y retrouve étant -Vcc et +Vcc.



Les résistances de mesure sont montés au centre de chaque groupe de deux radiateurs, comme le montre la photographie page précédente.

L'alimentation issue d'un pont de diode (type 3,3 / 5 A 80V moulé) et du transformateur à point milieu (alim symétrique) sera connectée au bornier central en veillant surtout à ne pas faire d'erreur de polarité: Un 4700 uF 63V qui explose: vous en avez pour 15 jours à retrouver du papier partout!...

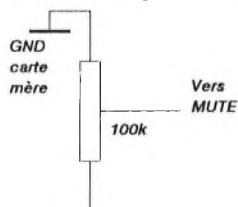


Ces trois points d'alimentations continues sont également reportés à l'avant de la plaque pour une utilisation annexe éventuelle (préamplificateur, correcteur, etc.)

Les entrées et sorties voient leurs polarités repérées par + et - afin d'éviter toute opposition de phase désagréable.

L'entrée SB correspond à une commande manuelle optionnelle des modes STAND-BY, MUTE et PLAY. Si vous laissez ces entrées "en l'air", le fonctionnement est automatique à la mise sous tension (Passage successif et progressif des modes jusqu'au mode PLAY).

Si l'on désire commander les trois modes en manuel, il faut décâbler R55, remplacer C57 par un 0,1 uF 63Volts et câbler un potentiomètre de commande comme le montre la figure ci-dessous.



De -Vcc (carte mère)

Le mode play est obtenu avec le curseur côté masse.

Pour les transistors de sortie, on utilisera évidemment de la graisse thermique, tant qu'à faire...

A noter enfin que le pistage de la face cuivre peut paraître bizarre à certains endroits et, encore une fois, nous ne

pouvons que vous déconseiller d'y apporter des modifications.

Le tracé adopté permet une répartition excellente des courants de circulation et le bruit (ou ronflement) à volume faible ou nul est tout simplement exceptionnel (< 5mV crête-crête à volume nul)

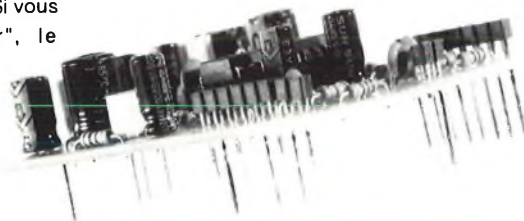
Si vous optez pour des radiateurs différents, où un seul radiateur de taille correcte en fond d'un coffret, vous pouvez déporter les transistors à l'aide de fils en nappe (ne pas oublier les micas et le Rth minimum du refroidisseur).

## Module

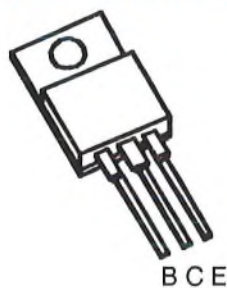
La réalisation du module est un peu plus "serrée", aussi faudra-t-il y regarder en deux fois avant de considérer le travail comme terminé.

N'oublions pas que les tensions sur ce module seront de l'ordre de 50 à 75 Volts, et qu'il ne serait pas bon que ces tensions se retrouvent dans des lieux où on ne les attend pas.

Quand ce module est terminé, on peut y ajouter les broches à wrapper qui serviront de connecteur. Veiller à souder ces broches bien droites pour assurer une insertion facile de la carte.



## Brochages



BDW93C  
BDW94C

BC547B



C B E

## Check-list

Cette check-list correspond à la version 8 Ohms, les deux ajustables de volume à zéro, mode "PLAY" établi.

Un secteur à 237 Volts nous donne pour:

- -Vcc -39,3V
- +Vcc +39,2V

Sur les pattes du TDA 7250:

- 1 -39,3V
- 2 4mV (offset d'entrée)
- 3 -38,1V
- 4 -39,3V
- 5 -32,06V (soit 7,24V au dessus de -Vcc: mode PLAY)
- 6 -35,9V
- 7 -39,3V
- 8 -38V
- 9 4mV (offset d'entrée)
- 10 -39,3V
- 11 2mV (offset contre-réaction)
- 12 -1,25V (base PNP 2)
- 13 1,184V (base NPN 2)
- 14 39,2V
- 15 3mV (offset mute)
- 16 39,2V
- 17 39,2V
- 18 1,18V (base NPN 1)
- 19 -1,258V (base PNP 1)
- 20 0V (offset contre-réaction)
- Tension de sortie sur bornes H.P.: < 10 mV.

Les tensions notées "offset" peuvent varier légèrement d'un circuit à un autre.

## Conclusions

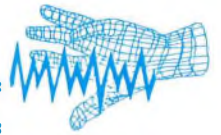
Outre l'excellente qualité sonore finale, le coût de revient de cet amplificateur reste extrêmement réduit. C'est également l'un des avantages du circuit intégré, capable de gérer les deux voies.

A partir du même circuit imprimé et moyennant un nouveau calcul des composants intéressés, la puissance peut être facilement augmentée. Il faudra surtout dans ce cas veiller à ne pas dépasser la tension limite de l'IC et assurer un refroidissement en conséquence des transistors de sortie.

J.TAILLIEZ







# Temporisateur longue durée de précision

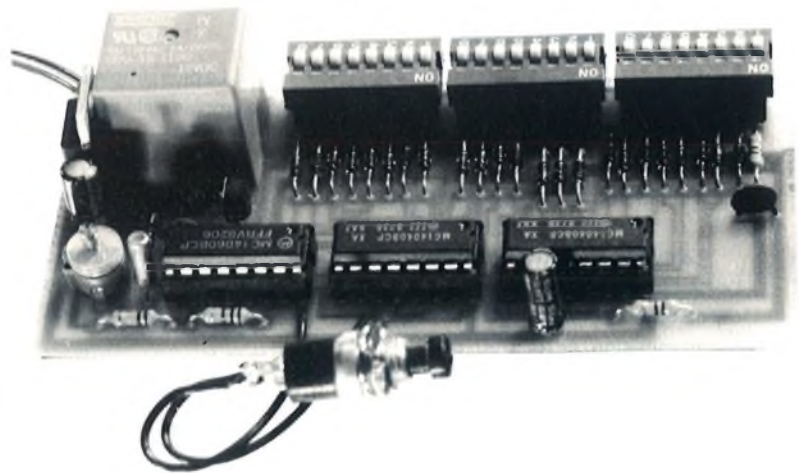
Il est fréquent de devoir temporiser ou programmer un événement avec précision: temporisateur photo, éclairage, posemètre, insolation de CI, etc.

La précision requise, pour être au rendez-vous, ne permet généralement plus le système classique de charge d'un condensateur, celui-ci étant trop aléatoire et lié à trop de paramètres incontrôlables, surtout pour les très longues durées.

Il faut donc alors se tourner vers une solution à base de compteurs et la complexité de la réalisation finale s'en ressent souvent.

Ce n'est pourtant pas le cas du montage que nous allons décrire de suite, bien qu'il permette une temporisation allant de 1 seconde à plus de 48 jours (si, si!) avec une précision de la seconde.

Cette simplicité, comme le montre la photographie ci-contre, est largement due à l'emploi de circuits MOS spécifiques et à quelques tours de main dans le tracé du schéma.



## Finalité

Nous avons déjà donné quelques exemples d'utilisation dans l'introduction. Loin d'être limitatifs, ces exemples indiquent une possibilité d'utilisation aussi bien en basse tension (et éventuellement sans relais) que sur le secteur 220 Volts.

Nous verrons en fin d'article quelques applications d'utilisation, et notamment un système temporisateur directement utilisable sur le secteur et ce sans transformateur. Cette possibilité associera ainsi précision et très faible prix.

Enfin la durée maximale, qui peut paraître excessive au premier abord, pourra être réduite en omettant de câbler quelques composants.

De même, les interrupteurs DIL, si la programmation est figée, pourront être remplacés par des straps ou mieux encore, en soudant les pastilles "Citroën" placées côté cuivre sous les DILs.

Dans cette optique, le coût du montage reste ainsi inférieur à la cinquantaine de Francs.

## Synoptique

L'ensemble du synoptique, page suivante, montre les trois principaux blocs de division.

### Divisions

L'oscillateur de départ est constitué par un quartz et un premier bloc de pré-division. La fréquence à la sortie de ce premier bloc est de deux Hertz, fréquence encore trop élevée pour notre application.

La fréquence qui nous intéresse, à savoir 0,5 Hz, ne sera disponible qu'après une division complémentaire par 4 dans le second bloc.

Cette sortie à 0,5 Hz constitue la première ligne sélectionnable pour la programmation du timer. Comme il s'agit de la première, nous l'appellerons Q0.

Toutes les lignes suivantes, issues à chaque fois d'une division par deux, vont nous intéresser et au fil des deux blocs nous allons disposer ainsi de Q0 à Q22.

Q0 ayant une demi-période égale à 1 seconde, Q22 présentera donc un changement d'état à 2 puissance 22 soit 4 194 304 secondes.

Cette durée correspond à 48 jours, 13 heures, 5 minutes et 4 secondes.... Vive la précision!

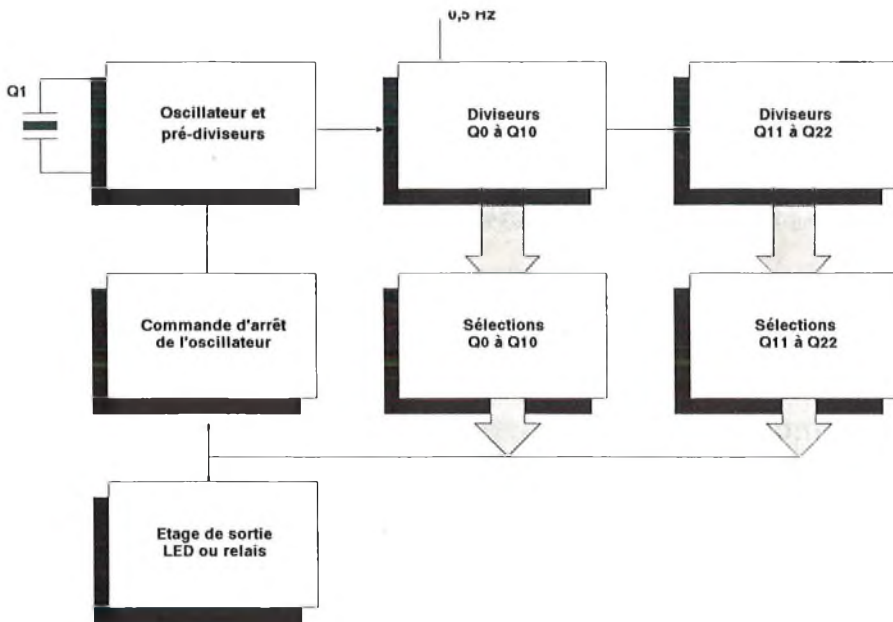
Selon les sélections utilisées, toutes les durées intermédiaires pourront être programmées à l'aide des interrupteurs DIL.

### Sortie

Lorsque la durée sélectionnée est atteinte, elle entraîne l'activation d'une LED ou, plus efficacement, d'un relais.

L'arrivée au terme de la période programmée entraîne également l'arrêt de l'oscillateur à quartz afin de laisser indéfiniment le montage dans le même état stable.





Ici encore, il existe un ensemble d'états qui correspond à cette durée. C'est lorsque Q2 et Q4 sont tous deux à "1".

Ainsi encore, si nous avons désiré 21 secondes, il aurait fallu prendre Q0, Q2 et Q4.

Ce qui est vrai pour ces faibles durées l'est également pour d'autres. Une durée en secondes exactement multiple d'une puissance de deux correspond à la sélection d'un seul inter DIL.

Pour calculer quels interrupteurs il faut basculer pour une durée quelconque, le principe reste le même. De toute évidence, ce n'est pas sur un diagramme tel que l'échantillon ci-dessous que cela pourra se faire.

En effet, tracer l'évolution réelle des 22 sorties sur un papier demanderait l'équivalent d'un listing informatique et l'on se laisserait vite de programmer ce petit montage. L'attribution des sorties (en secondes) est la suivante:

Q0	1
Q1	2
Q2	4
Q3	8
Q4	16
Q5	32
Q6	64 = 1mn 4s
Q7	128 = 2mn 8s
Q8	256 = 4mn 16s
Q9	512 = 8mn 32s
Q10	1024 = 17mn 4s
Q11	2048 = 34mn 8s
Q12	4096 = 1h 8mn 16s
Q13	8192 = 2h 16mn 32s
Q14	16384 = 4h 33mn 4s
Q15	32768 = 9h 6mn 8s
Q16	65536 = 18h 12mn 16s
Q17	131072 = 1j 12h 24mn 32s
Q18	262144 = 3j 0h 49mn 4s
Q19	524288 = 6j 1h 38mn 8s
Q20	1048576 = 12j 3h 16mn 16s
Q21	2097152 = 24j 6h 32mn 32s
Q22	4194304 = 48j 13h 5mn 4s

Pour une durée donnée, il faut donc commencer par la convertir en secondes, puis en retirer toutes les puissances de deux utilisables.

A chaque puissance de deux correcte correspondra la mise à "1" du DIL correspondant, les autres restants à zéro. Ici encore quelques exemples vous montreront que c'est extrêmement simple.

- Programmation 1 heure

On supposera pour commencer que tous les interrupteurs ont été mis sur "OFF".

Je ne vous l'apprendrai pas, 1 heure est égale à 3600 secondes. De cette valeur il

## Programmation

Vu le principe exposé, vous devriez commencer à entrevoir la philosophie de fonctionnement et de programmation.

Le diagramme en bas de page montre l'évolution des sorties Q0 à Q4 et permet de comprendre le fonctionnement d'une programmation de 0 à 20 secondes, le principe restant le même pour des durées plus longues.

On voit sur ce diagramme que toutes les sorties sont au départ à zéro et que c'est le passage de "1" à "0" d'un bit qui fait basculer l'état du suivant.

Nous allons, pour ce fonctionnement, surtout nous intéresser aux états "1".

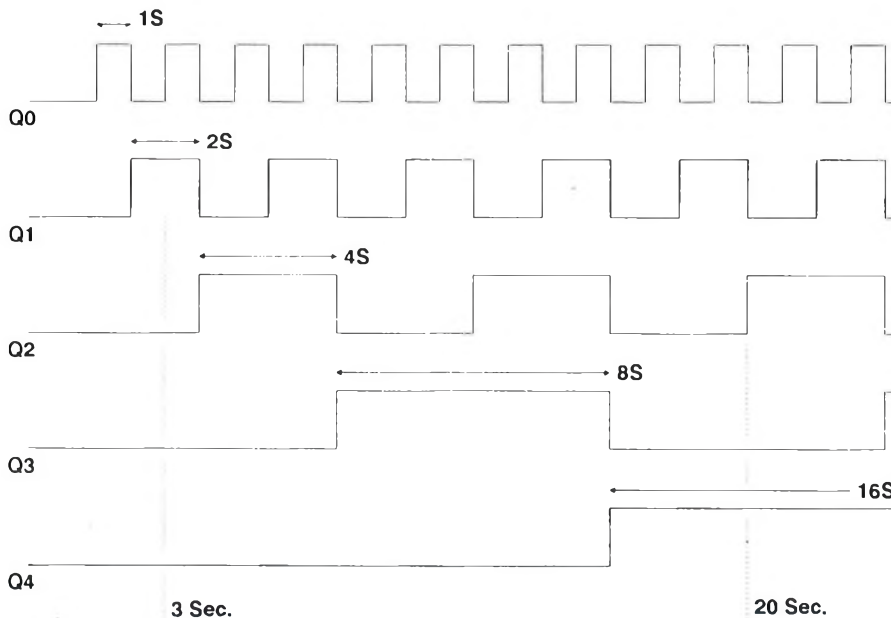
Le plus simple consiste à prendre deux exemples, tels que ceux symbolisés dans ce diagramme.

Si nous avons besoin d'une programmation de trois secondes, qui n'est pas, faut-il le préciser, une puissance exacte de deux, nous allons devoir travailler avec Q0 et Q1.

On s'aperçoit que trois secondes c'est justement l'instant où Q0 et Q1 se retrouvent tous deux à "1".

Il va donc falloir sélectionner ces deux sorties au niveau des inters DIL et accomplir une fonction logique, en l'occurrence un ET, pour obtenir le résultat escompté.

Second exemple de vingt secondes cette fois.





est possible de retirer 2048: Q11 devra donc être à "1" (sur ON).  $3600-2048 = 1552$ .

De 1552, il est possible de retirer 1024 donc Q10 = "1":  $1552-1024 = 528$

De 528 on peut retirer 512 donc Q9 sera mis sur "ON":  $528-512 = 16$

Il reste 16 qui est une puissance de deux exacte, Q8, Q7, Q6 et Q5 restent donc à zéro (OFF) et Q4 sera mis sur "ON".

- Programmation 1 journée exacte

En appliquant le même calcul pour une journée, qui représente 86400 secondes:

86400s entraîne Q16 à "1" reste 20864

20864 entraîne Q14 reste 4480

4480 entraîne Q12 reste 384

384 entraîne Q8 d'où il reste 128 ce qui entraîne Q7 à "1", tous les autres étant restés "OFF".

## Schéma de détail

Le schéma de détail ci-dessous reprend le synoptique dans les grandes lignes.

Seules particularités à voir: le reset de démarrage et la fonction logique "ET" de sélection des sorties.

## Oscillateur

Il est constitué par IC3, MOS4060, tout à fait adapté pour réaliser la cellule de départ avec un minimum de composants.

Q1 est un quartz de 32,768 kHz dont la fréquence pourra être ajustée exactement au fréquencemètre par CV1 et la mesure sur la sortie 9 de l'IC.

La sortie de division la plus élevée de ce diviseur à 14 étages (patte 3) attaque ensuite l'entrée 10 d'un MOS4040.

Ce circuit divise encore la fréquence du quartz par quatre pour obtenir le 0,5 Hertz et les diviseurs suivants (pattes 1 à 7 et 12 à 15) sont les premiers bits de poids faibles pour les sélections.

Un second MOS4040 permet d'étendre les divisions pour obtenir jusqu'à Q22 d'utilisation. Le dernier interrupteur DIL n'est pas utilisé et sert à faire transiter une piste sur le circuit imprimé.

## Reset

Le reset permet d'obtenir le comptage dès la mise sous tension, après avoir mis toutes les sorties des trois compteurs à zéro.

Ce sont C1 et R1 qui, reliés aux pattes de reset des trois circuits intégrés, permettent d'obtenir cette fonction. La durée de ce reset est de l'ordre de 50 milli

secondes et n'intervient pas sur la durée de temporisation.

## Etage de sortie

L'étage de sortie, simple diode LED ou relais, est commandé par T1. La résistance R4 montée entre le plus d'alimentation et la base a naturellement tendance à saturer ce transistor.

C'est notamment le cas si tous les DIL sont ouverts. Dans ce cas, à la mise sous tension le relais "colle" immédiatement puisque la consigne de temporisation est nulle, mais quel intérêt?...

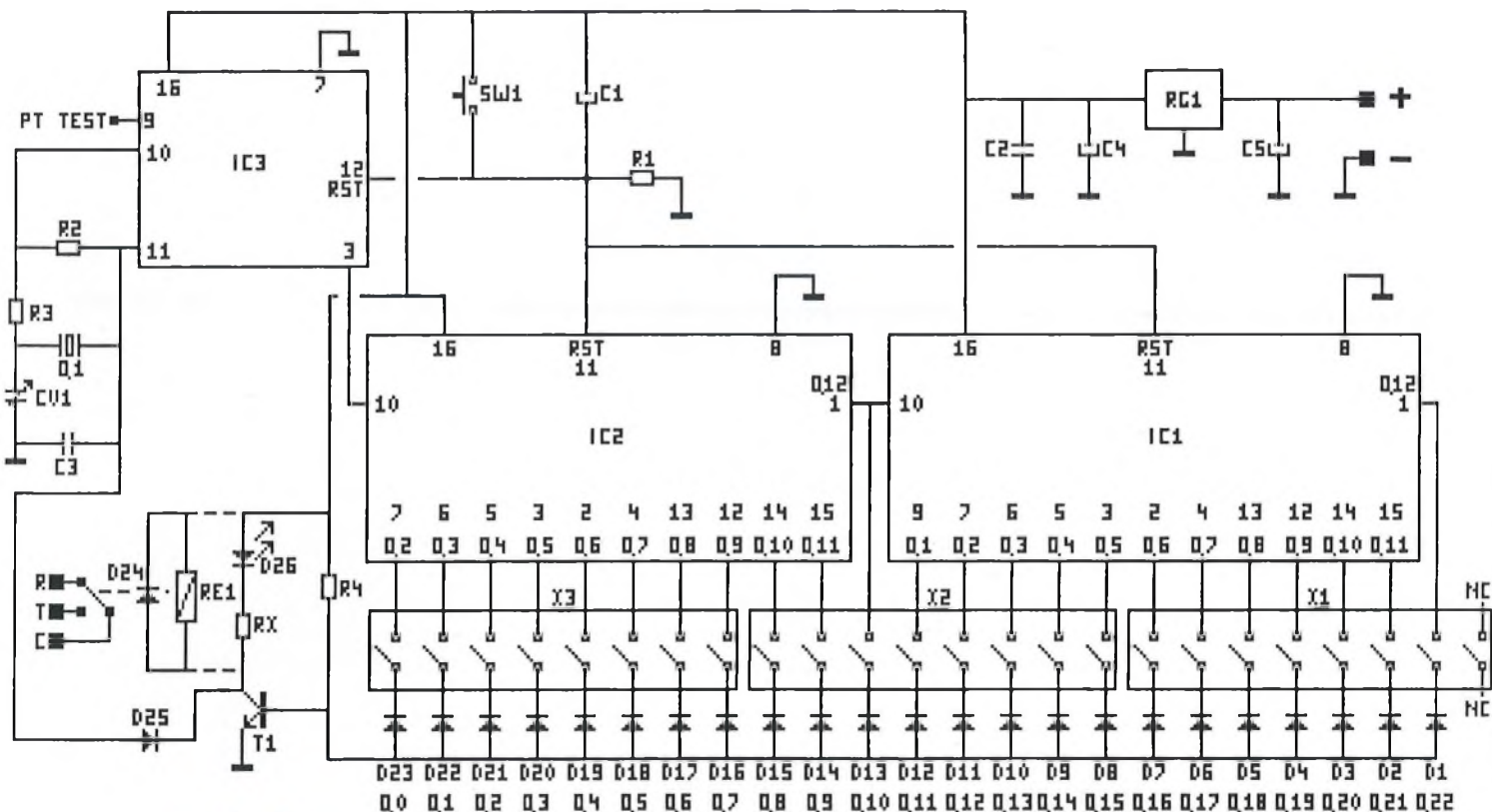
## "ET" logique à diodes

En fait, pour limiter le coût de ce montage et obtenir un circuit imprimé simple, nous avons utilisé un ET en logique câblée à l'aide de diodes.

Nous avons vu que pour les sorties, c'étaient les états "1" qui nous intéressaient.

En effet, compte tenu du principe utilisé, le temps est atteint lorsque toutes les sorties sélectionnées passent à "1". Tant que ce n'est pas le cas, toujours une ou plusieurs sont à "0".

Ce sont ce ou ces zéros qui permettent de conserver le transistor T1 bloqué pendant toute la phase de comptage.



Lorsque toutes les sorties passent à "1", plus aucune diode n'empêche la résistance R4 de saturer le transistor et ainsi de faire coller le relais.

Noter aussi que pour avoir un transistor correctement bloqué par une diode, il faut que celui-ci soit un darlington (1,2 Volts de tension base/émetteur).

### Arrêt d'oscillateur

Enfin D25, lors de la saturation de T1, permet de venir bloquer l'oscillateur de départ et de laisser le montage dans l'état fixe ou il est arrivé (relais collé).

Le bouton poussoir SW1 permet également, au même titre que le réseau de reset, de relancer une temporisation du montage.

### Alimentation

Suivant le but prévu pour le montage, il sera possible de l'alimenter sur une simple pile de 9 Volts ou à l'aide d'une alimentation externe.

Dans ce cas, un régulateur pourra être installé sur le circuit imprimé, son emplacement y étant prévu d'origine.

La tension peut être comprise entre 6 et 15 Volts maximum: avantage des circuits MOS. La tension de 12 Volts en alimentation est toutefois imposée par le relais si celui-ci est monté.

Quant à la consommation, c'est à la limite le relais qui est le plus gourmand avec sa trentaine de mA, le reste étant d'une sobriété exemplaire (2ème avantage du MOS).

### Aménagements

Hormis cet aménagement sur l'alimentation, sont également prévus sur le circuit l'implantation du relais ou de la diode LED.

Côté cuivre, des pastilles soudables permettent de se passer des DILs si le timing est toujours le même. A noter que ces interrupteurs peuvent se monter sur un support de circuit intégré 16 broches.

Enfin le circuit IC1 ne doit pas obligatoirement être monté si vous n'avez besoin que d'une courte temporisation.

Dans ce cas, on dispose en sortie de Q0 à Q10 ce qui représente un temps maximum de 17 minutes et 4 secondes....

## Réalisation

La réalisation est extrêmement simple et ne demande que peu de commentaires sinon que les conseils d'usages sur les diverses polarités de diodes, C1 et chimiques.

A signaler simplement qu'avec l'option relais, la diode LED D26 n'est pas montée et que ses deux pastilles seront soudées ensemble. Les contacts de ce relais sont disponibles en R pour repos, T pour travail et C pour commun.

Dans le cas contraire, si D26 est montée, le relais RE1 et sa diode anti-surtension D24 sont absents et la résistance Rx de 1k sera montée à la place de la bobine du relais.

Pour l'alimentation, si le régulateur est installé, C4 sera un 1uF. Si par contre on alimente par pile, C4 sera un 100 uF 25V, C5 ne sera pas monté et on montera un strap entre entrée et sortie de RG1.

Cette alimentation se fera aux points marqués + et - à côté du relais.

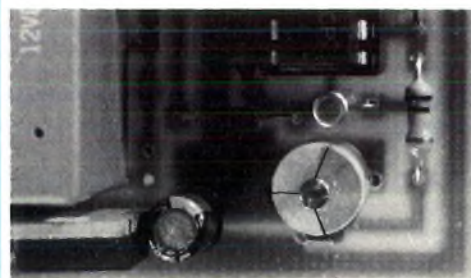
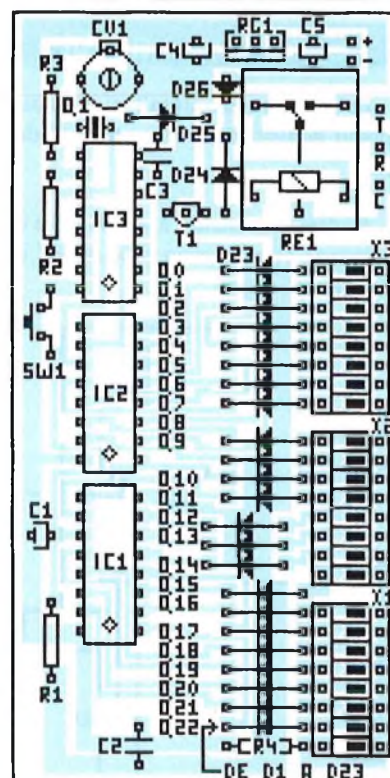
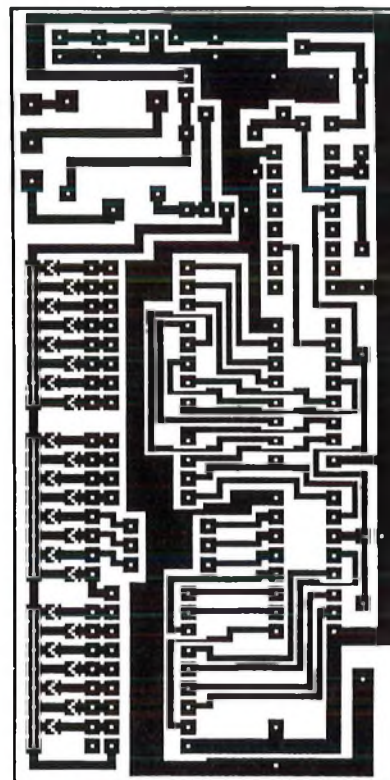
CV1 sera environ à mi-course pour un réglage correct.

## Liste des composants

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

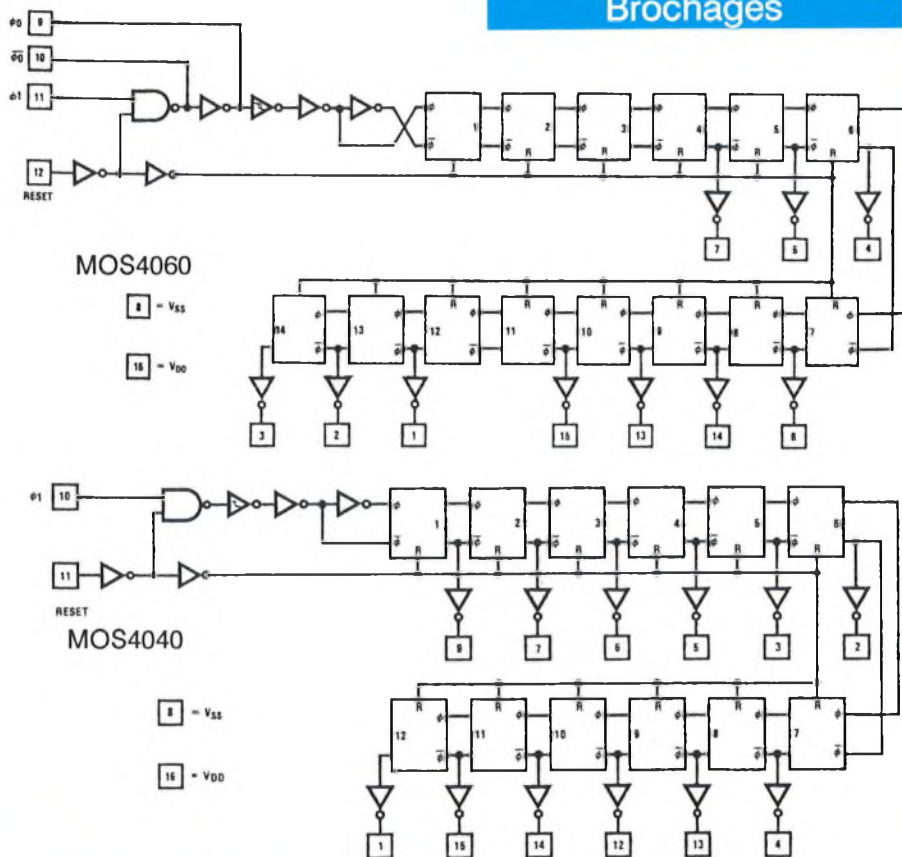
Les composants notés d'une étoile dépendent des options choisies. Voir le texte pour cela.

R1	47 kΩ (jaune violet orange)
R2	10 MΩ (marron noir bleu)
R3	330 kΩ (orange orange jaune)
R4	47 kΩ (jaune violet orange)
Rx*	1 kΩ (marron noir rouge)
C1	1 uF 63V chimique radial
C2	0,1 uF céramique
C3	10 pF céramique
C4*	1 uF ou 100 uF chimique radial
C5*	2,2 uF 63V chimique radial
CV1	cond. ajustable 3-40 pF
D1 à D25	1 N 4148 (voir texte pour D24)
D26*	LED
T1	BC517
IC1, IC2	MOS 4040
IC3	MOS 4060
Q1	Quartz 32 K 768
RG1*	7812 (TO220 ou TO92)
RE1*	Relais 12V 1RT (SRU-SS-112D)
SW1	poussoir momentané repos ouvert
	3 blocs 8 DIL
	3 supports CI 16 broches





## Brochages



## Application 220V

Même s'il s'agit d'un montage "initiation technologie", basé sur les compteurs MOS et la logique, rien n'empêche les applications directes sur le secteur.

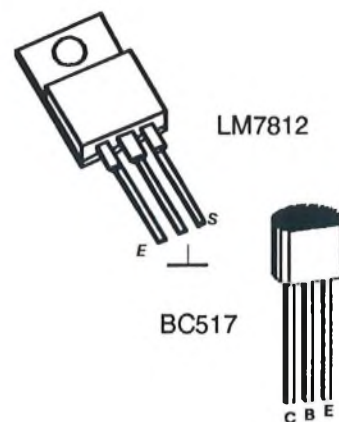
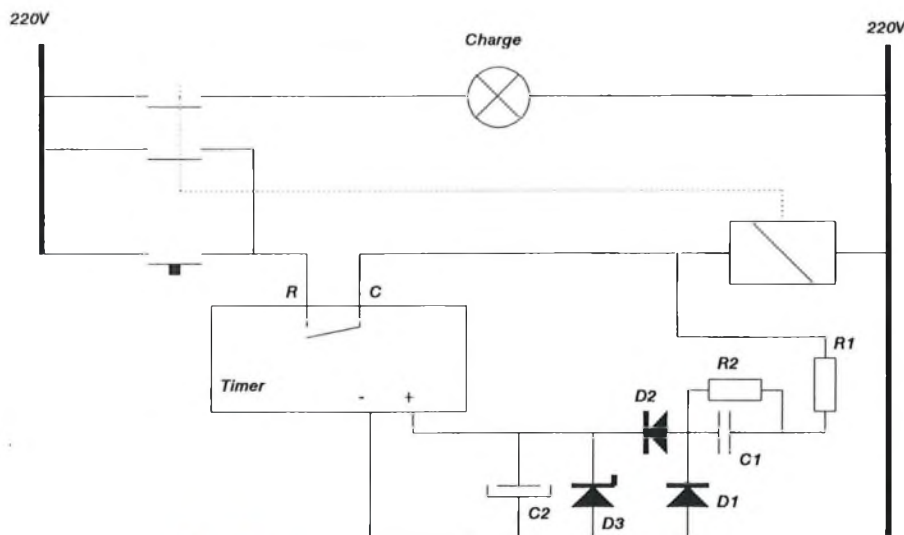
Hormis toutes les précautions d'usage qu'il faudra prendre dans ce cas, c'est la faible consommation du montage qui permet son alimentation directe par condensateur.

La figure ci-dessous montre un tel exemple, à l'aide d'un relais complémentaire 220 Volts, qui autorise le

pilotage d'une charge pendant la durée de temporisation.

Gros avantage de ce schéma, c'est que le montage est hors tension au repos. C'est l'appui sur le poussoir relié à 220 Volts qui met le montage sous tension et initialise la temporisation. Le poussoir du montage SW1 n'est donc pas utilisé ici.

L'un des contacts du relais 220 Volts auto-alimente le montage en passant également au travers du contact repos du relais 12 Volts. Au bout de la durée de temporisation, le relais 12 Volts "colle" en ouvrant l'alimentation du circuit relais de puissance et sa propre alimentation.



L'utilisation d'un second contact du relais pour la puissance évite le passage de l'intensité de la charge dans le poussoir de commande au moment du démarrage.

Dans ce schéma les composants extérieurs au montage ont les valeurs suivantes:

R1	100 Ohms 1/4 Watt
R2	470 kOhms 1/4 Watt
C1	1 uF plastique 400Volts
C2	1000 uF chimique 25 Volts
D1, D2	1N4007
D3	Zener 18 Volts 1 Watt

Le régulateur interne RG1 au montage sera monté afin d'assurer une régulation correcte de l'alimentation.

## Conclusions

De nombreuses variantes à ce montage peuvent être trouvées.

Citons par exemple des éclairages à extinction automatique après la mise en service du tarif nuit (éclairages de vitrines par ex.) ou commande de toute autre charge (économies d'énergie).

Mais c'est évidemment dans les applications où la précision est de rigueur que ce montage excellera.

Nous parlions au début de pose-mètre photo ou pour insolation de CI.

En tant qu'appareil de mesure, ce temporisateur longue durée peut également servir à l'ouverture d'une porte pour un comptage quelconque d'événements. Il suffit dans ce cas de prélever la tension sur le collecteur de T1 et d'automatiser le lancement du timer par une électronique externe....

J.TAILLIEZ

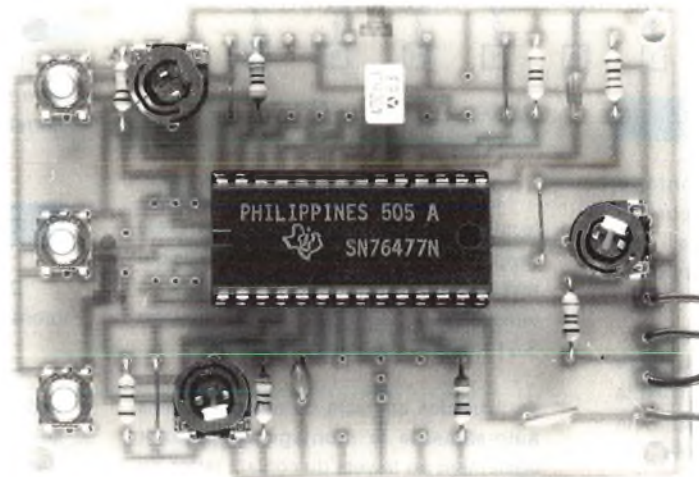
# Un revenant bruyant : le circuit SN 76477 de TEXAS Instruments

Ce circuit intégré, déjà fort ancien, n'en reste pas moins toujours de circonstance. A l'époque où les ordinateurs individuels régnaient en maîtres sur la génération des sons les plus spectaculaires, notre étude peut paraître anachronique : pourtant cette "relique" peut encore vous étonner. Avec un minimum de composants passifs et très bon marché, il est capable de sortir des sonorités extraordinaires, et pour un coût très modique, bien inférieur à celui d'une carte "sound blaster", qui ne peut par ailleurs fonctionner sans son PC.

Il reste disponible en de nombreux exemplaires et, bien que plus fabriqué, il sommeille en divers entrepôts, en attente de votre demande.

Son emploi peut aller de la simple distraction, à la sonorisation de modèles réduits tels que les circuits ferroviaires, ou le trucage de vos films vidéo. Nous vous proposons, à cet effet, un petit circuit imprimé simple, pour évaluation ou montage à application unique.

Il fonctionne sous 9 volts, consomme peu, et peut être directement exploité sur écouteurs.



## PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La figure 1 vous livre la structure interne du circuit. Il est essentiellement constitué de 2 oscillateurs, d'un générateur de bruit blanc et d'un étage mélangeur en sortie, commandé par des états logiques. Sur ses 28 broches viendront se connecter les diverses résistances et capacités de contrôle des oscillateurs, des filtres, du monostable, et de la gestion d'enveloppe.

Voyons donc ce fonctionnement dans le détail :

### l'oscillateur très basse fréquence :

ou VLFO "Very Low Frequency Oscillator"

Le condensateur Cv en broche 21 et la résistance variable en 20 permettent le fonctionnement de 0.01 Hz à 100 Hz d'un oscillateur qui génère 2 types de signaux au rapport cyclique égal à l'unité :

Un signal triangulaire, (disponible en broche 21, à la tête du condensateur), qui attaque un étage logique de sélection pour le contrôle du VCO et un signal carré qui rejoint directement l'étage mélangeur.

### l'oscillateur basses et moyennes fréquences contrôlable en tension :

ou VCO "Voltage Controlled Oscillator"

Le condensateur Cc en broche 17 et la résistance variable Rc en 18 fixent la fréquence centrale d'oscillations, ajustable entre 10 Hz et plus de 20000 Hz. Une

surmodulation en fréquence peut être obtenus de 2 façons :

Soit contrôlée par le VLFO (broche logique 22 à l'état haut).

Soit contrôlée par une tension extérieure en broche 16 ( comprise entre GND et Vreg 5 volts).

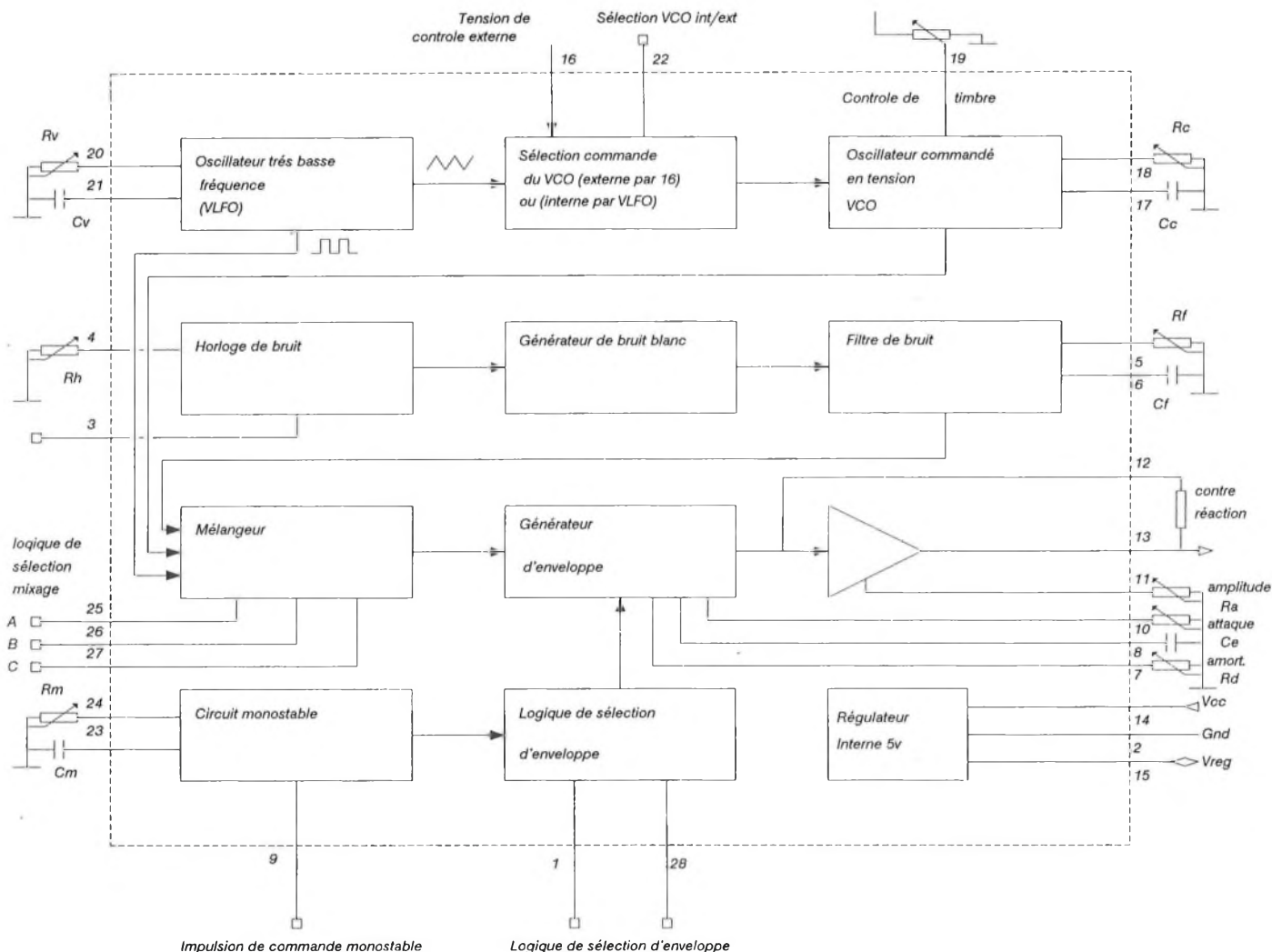
Le signal est disponible en triangulaire en tête du condensateur Cc en broche 17.

La sortie, qui délivre un signal carré, est directement envoyée à l'étage de mixage.

La broche 19 permet d'en contrôler le timbre, en modifiant son rapport cyclique, de 0.5 à 1, par contrôle en tension (toujours entre GND et Vreg).







SYNOPTIQUE INTERNE DU SN 76477

FIGURE 1

### Le générateur de bruit

Ce module délivre un bruit blanc, dont le spectre principal (grave ou aigu) est déterminé par un filtre passe-bas en sortie, contrôlé par le condensateur Cf en broche 6 et la résistance variable en 5. La résistance Rh en broche 4 permet de caler l'horloge du générateur de bruit.

Pour ceux, rare j'espère depuis l'article sur les enceintes, qui ignorent ce qu'est un bruit blanc, précisons qu'il s'agit d'un mélange pseudo-aléatoire de toutes les basses fréquences (entre 10 et 3000 Hz) imitant à merveille les bruits de souffle, de chute d'eau et autres explosions.

Ce signal est également directement envoyé à l'étage mélangeur.

Il est également disponible en tête du condensateur de filtrage en broche 6.

### L'étage mélangeur

Les trois types de signaux, VLFO, VCO et bruit blanc sont donc disponibles à l'entrée de cet étage. Suivant l'état logique des broches de commandes 25, 26, 27, respectivement A, B, C, la sortie unique est un mélange différent de ces 3 bruits. Un tableau, en figure 3, récapitule les différents mélanges obtenus.

Ce signal résultant est alors dirigé vers un générateur d'enveloppe, qui va en contrôler l'amplitude, pour en faire varier encore les effets.

### Le générateur d'enveloppe

Un condensateur unique, Ce, en broche 8, gère les "timings" d'attaque (variation d'amplitude de démarrage) et d'amortissement (variation de fin).

Les résistances variables Ra (en broche 10) et Rd (en broche 7), gèrent

respectivement le temps d'attaque (ATTACK) et d'amortissement (DECAY) de l'amplitude de sortie du signal.

Il n'y a pas d'ajustage de la durée stabilisée du signal (SUSTAIN) sur le générateur d'enveloppe. C'est le monostable qui se charge de la besogne. Nous allons bientôt voir comment.

### Le circuit monostable

Sur ordre, sur le front descendant d'un état haut en broche 9, il délivre une impulsion de commande à la logique de sélection d'enveloppe, dont la durée est fonction de la capacité Cm en broche 23 et de la résistance Rm en 24. Il peut varier de 0 à plus d'une minute suivant les valeurs de ces composants.

Ce créneau de commande est donc à disposition de l'étage de sélection suivant.



Signal sur broche 23

Cmonostable

Signal en broche 8

Cenveloppe

Front descendant sur broche 9 et état haut sur broche 1

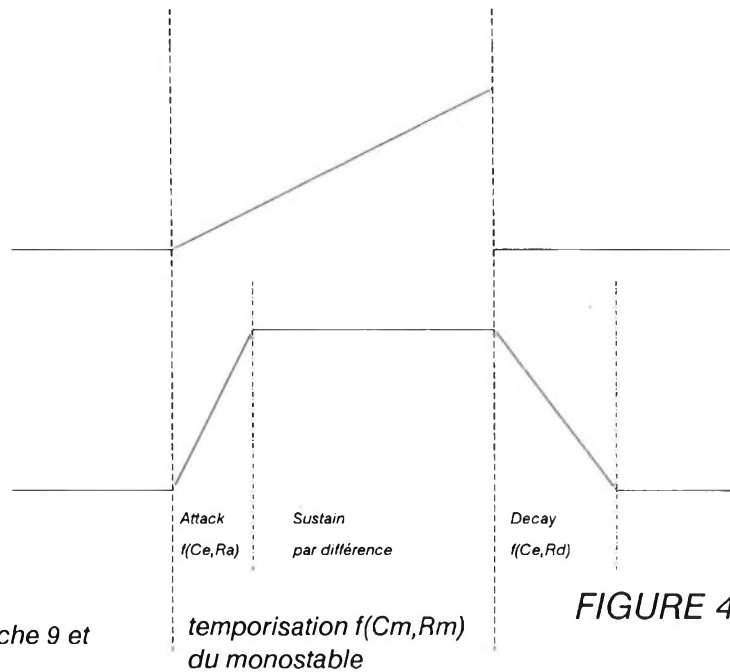


FIGURE 4

### La logique de sélection d'enveloppe

Suivant l'état logique sur les deux broches 1 et 28, ce sélecteur détermine le fonctionnement véritable du générateur d'enveloppe.

Si 1 est à l'état haut, (précisons que toutes les entrées logiques sont naturellement à l'état bas par défaut, et ne passent donc à l'état haut que reliées au Vreg) la logique est celle de l'enveloppe monostable (ou "ONE SHOT").

Le créneau du monostable détermine la durée totale de ATTACK + SUSTAIN, car en fait il autorise la charge de Ce au travers de Ra (pente d'attaque) et le maintien en charge jusqu'à la fin du créneau, ou la décharge brutale de Cm, détermine le

point de départ de la phase amortissement (DECAY) qui est de fait la décharge lente de Ce au travers de Rd.

La figure 4 regroupe les différents états pour une meilleure compréhension.

Le générateur d'enveloppe se comporte, en fait, comme un ampli commandé par la tension en tête de Ce.

Si 28 est à l'état haut, le signal monostable est inactif et le générateur d'enveloppe est constamment à son amplitude maximum, sauf sur l'état haut à la broche 9 qui inhibe sa sortie, et durant la phase de charge de Ce (attaque) qui suit le front descendant de son retour à l'état bas. C'est le mode de fonctionnement permanent du "SYNTHETISEUR".

Il n'est pas prévu de porter simultanément 1 et 28 à l'état haut, mais le faire ne casse rien et peut donner dans un cas des effets cocasses supplémentaires.

Pour cela il faut porter 1 à l'état haut après 28 (sinon le système est inhibé et muet) : on obtient alors une surmodulation lente des signaux et un fonctionnement erratique du mélangeur : à vous de voir.

Et la sortie ?

### L'amplificateur de sortie

Il est prévu pour permettre l'attaque directe d'un casque de plus de 200 ohms d'impédance (en broche 13). Dans ce cas une résistance variable en broche 11 permet d'en ajuster le volume. Mais il est insuffisant pour sortir un son correct d'un

A(25)	B(26)	C(27)	Signaux en sortie
1	1	1	sortie inhibée : aucun signal
1	1	0	VCO et bruit blanc mélangé
1	0	1	VCO haché par VLFO
0	1	1	bruit blanc et VCO, haché par VLFO
0	0	1	Bruit blanc, haché par VLFO
1	0	0	BRUIT BLANC seul
0	1	0	VLFO seul, inaudible si fréquence trop faible
0	0	0	VCO seul, modulé ou non par VLFO suivant broche 22

RECAPITULATIF DES SORTIES en fonction des commandes FIGURE 3





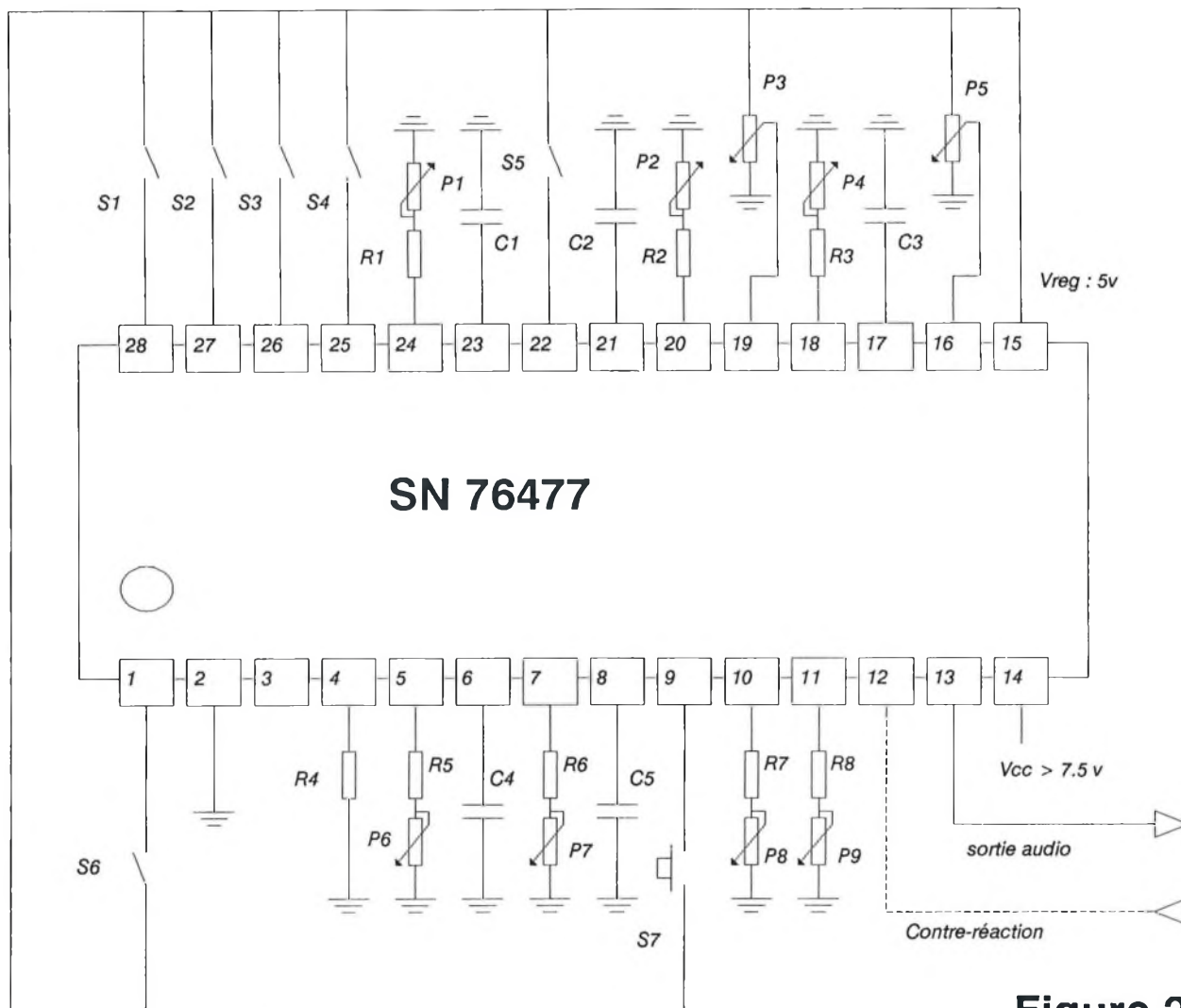


Figure 2

## APPLICATION TYPE du SN76477

petit haut-parleur de 8 ohms. Un ampli externe est conseillé dans ce cas, et la broche 12 permet de placer éventuellement une résistance de contre-réaction si besoin était.

### L'alimentation

Il est bien pensé ce petit circuit. Car il possède son propre régulateur interne, qui délivre une tension régulée de 5 volts en broche 15, qui alimente par ailleurs tout le "pavé". L'entrée peut donc se faire soit en broche 14 (de 7.5 à 10 volts, sur pile 9 volts par exemple), soit directement en broche 15 par du 5 volts déjà régulé, qui distribuera calmement cette tension à tout le circuit. Dans ce dernier cas, le régulateur est bien sur inactif.

Si ce régulateur convient très bien aux applications simples et peu amplifiées, il n'est pas question de lui faire débiter plus de 50 mA, sinon gare à la température.

Dans ce genre de besoin, optez donc plutôt pour un régulateur externe.

### En résumé :

Toutes les entrées logiques en l'air sont de fait à l'état 0.

Les composants inutiles sur un montage donné, peuvent être omis sans risque, ni conséquences sur le bon fonctionnement : si le VLFO n'est pas utilisé dans une application, Rv et Cv peuvent être absents du montage

## L'APPLICATION TYPE

La figure 2 donne le schéma de l'application universelle TYPE de ce produit. Il résume assez bien l'étude que nous venons de faire sur sa structure interne. Les résistances TALONS, au pied des potentiomètres transformés en

résistances variables, sont indispensables, car elles empêchent le blocage des oscillateurs à résistances trop faibles.

Les interrupteurs (ou straps) S1 à S6 permettent de fixer les niveaux logiques de commandes sur les broches correspondantes. Le poussoir S7 actionne le mode impulsif ou ONE-SHOT.

Les résistances variables permettent de faire varier les différents signaux à votre guise :

- P1 pour la durée du monostable (avec C1)
- P2 pour le VLFO (avec C2)
- P4 pour le VCO (avec C3)
- P6 pour le filtre de bruit (avec C4)

- P7 pour la durée d'amortissement et P8 pour la durée d'attaque ( avec C5)

- P9 pour ajuster le volume en sortie

Les potentiomètres P5 et P3 permettent d'ajuster respectivement le timbre du signal VCO et l'excursion de fréquence en mode externe (broche 22 en l'air).

Ce montage nous a par ailleurs inspiré pour la réalisation de notre FUN SOUNDS, un peu plus loin dans ce même numéro : à tout à l'heure, j'en suis sûr.

Voyons à présent les valeurs de composants à utiliser pour en tirer le meilleur parti :

#### LISTE DES COMPOSANTS TYPES

Le choix des couples résistance-Condensateur détermine l'excursion totale en fréquence et en timing pour les enveloppes. Nous donnerons les limites : à vous d'en juger sur expériences en fonction des sons souhaités et de la plage où vous désirez une bonne précision.

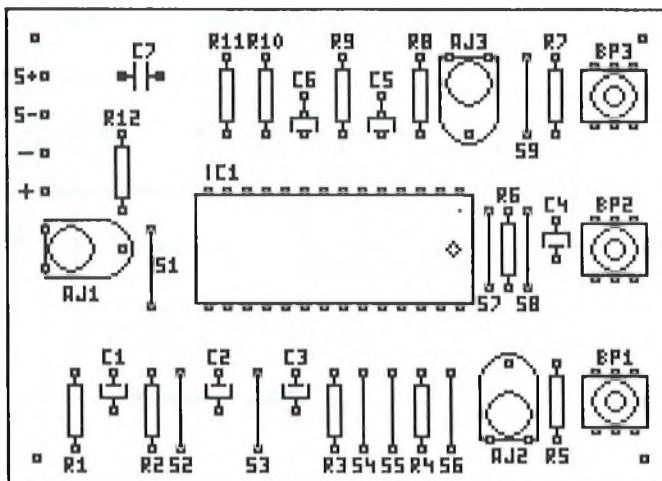
R1	10 kohms
P1	100 k à 1 Meg
C1	1 uF à 47 uF
R2	4,7 kohms
P2	47 k à 1 Meg
C2	10 nF à 10 uF
P3	100 k à 1 Meg
R3	4,7 kohms
P4	100 k à 1 Meg
C3	10 nF à 10 uF
R4	47 kohms
R5	4,7 kohms
P6	47 k à 1 Meg
C4	100 pF à 10 nF
R6	4,7 kohms
P7	100 k à 1 Meg
C5	100 nF à 47 uF
R7	4,7 kohms
P8	100 k à 1 Meg
R8	47 kohms
P9	47 k à 1 Meg

## UN CIRCUIT D'EVALUATION

Nous vous proposons un petit circuit TEST, et quelques réalisations précises à titre d'exemple. Certaines d'entre elles trouveront sûrement leur emploi dans le jeu ou le modélisme.

Nous n'avons pas souhaité compliquer par de trop nombreux ajustables et nous limiterons donc ses possibilités. Vous trouverez, si vous êtes plus gourmand, votre bonheur dans l'article sur le FUNSOUNDS.

Ce circuit imprimé permet la réalisation facile de 6 bruitages variés, pour lesquels nous allons vous fournir les schémas et les



valeurs de composants à mettre en place. Ceux qui ne figurent pas dans la liste pourront être laissés de côté pour l'application choisie, car inutiles (et parfois nuisibles).

La sérigraphie vous aidera à placer vos composants sur le montage, car ils portent bien sur la même référence sur chaque liste, mais peuvent avoir parfois des valeurs différentes suivant les effets recherchés.

L'alimentation se fera sur pile de 9 volts ou toute autre source comprise entre 7,5 et 12 volts.

La sortie est prévue sur casque ou tout amplificateur, mais au travers d'un condensateur, pour isoler la composante continue éventuelle, dans ce cas.

#### Un avion à hélice

Le mode utilisé ici est le bruit blanc haché au rythme du VLFO, mais assez rapide. Les composants sont réduits au strict minimum. AJ2 permet d'ajuster la vitesse de "rotation" en jouant sur la fréquence du VLFO. Le schéma est donné en figure 6.

#### LISTE DES COMPOSANTS FIG 6

R1	strap
S6	strap
S9	strap
R7	10 kohms
R11	100 kohms
R8	47 kohms
C5	1 nF
R5	100 kohms
AJ2	470 kohms
C3	47 nF
C7	470 nF

#### Un train à vapeur qui siffle

Voilà qui devrait ravir les amateurs de modélisme ferroviaire. En effet le résultat est des plus réaliste et en remplaçant AJ2 par une LDR éclairée en fonction de la tension sur les voies, vous ferez varier la fréquence du VLFO en phase avec celle du train miniature : un bruitage automatique et fort réaliste somme toute.

Le principe est identique au montage précédent, mais à vitesse plus lente et un bruit blanc différent. De plus, un appui sur BP1 change le mode en sélectionnant le VCO qui nous "siffle" avec un timbre ajusté par R1 et R12. R2 et C1 ajustent sa fréquence dans les aigus. R4 empêche le court-circuit à l'appui sur BP1, tout en assurant l'état haut de 27 en dehors.

#### LISTE DES COMPOSANTS FIG 7

R1	68 kohms
R4	4,7 kohms
R12	27 kohms
R7	39 kohms
R11	100 kohms
R8	47 kohms
C5	390 pF
R5	100 kohms
AJ2	1 Meg
C3	470 nF
R2	47 kohms
C1	10 nF
S2	strap
S1	strap
S6	strap
S9	strap
BP1	poussoir type KSA
C7	470 nF



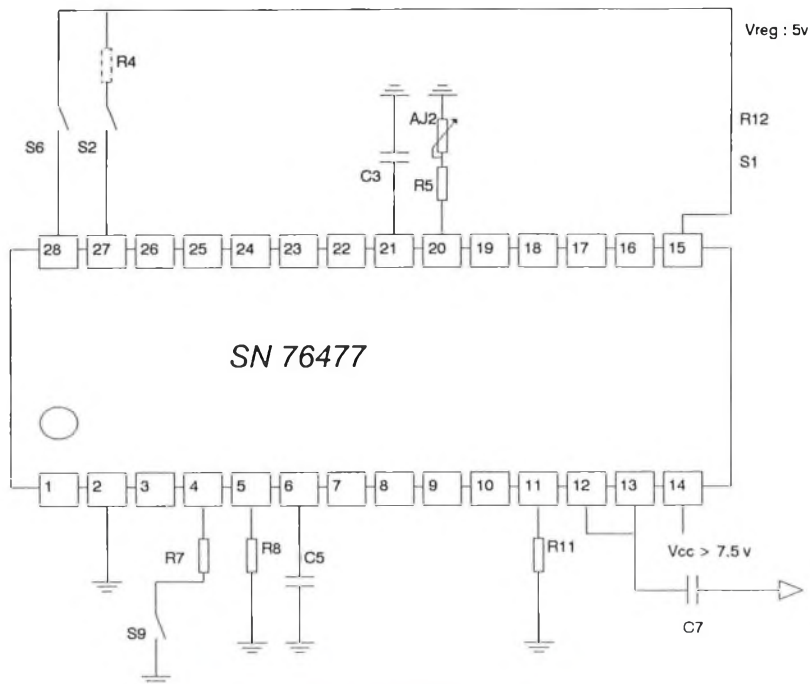


Figure 6 Un avion à hélice

### Crash de voiture de course

Une autre façon d'utiliser ce CI en dehors des sentiers battus. Le schéma est en figure 8. Le VCO est ajusté pour imiter le vrombissement d'une voiture sportive, dont le timbre est réglable par AJ1. A l'appui sur BP2, vous sélectionnez le bruit blanc d'un crash retentissant. Mais vous sélectionnez également le mode ONE-SHOT (broche1) et ce bruit cessera en fonction de R9 et C6 (DECAY). C4 en se chargeant, garde la mémoire de l'événement. Au relâchement de BP2, la voiture repartira dès que C4 sera à nouveau déchargé.

#### LISTE DES COMPOSANTS FIG 8

R1	100 kohms
AJ1	100 kohms
C4	47 uF
S7	strap
S9	strap
R7	47 kohms
R9	100 kohms
C6	10 uF
R10	47 kohms
R11	100 kohms
R8	330 kohms
C5	1 nF
R2	27 kohms
C1	1 uF
BP2	poussoir type KSA
C7	470 nF

### Un gazouillis d'oiseau

On change de rythme : laissons là la mécanique et allons droit aux champs.

Un astucieux mixage de VCO et de bruit et, en externe, une ré-injection de bruit sur la résistance de contrôle du VCO par R6, et on obtient, après un réglage pointu de AJ2, mais surtout d'AJ3, une parfaite imitation et l'on ressent soudain comme une envie d'évasion. La poésie et l'électronique font de fait, parfois, très bon ménage.

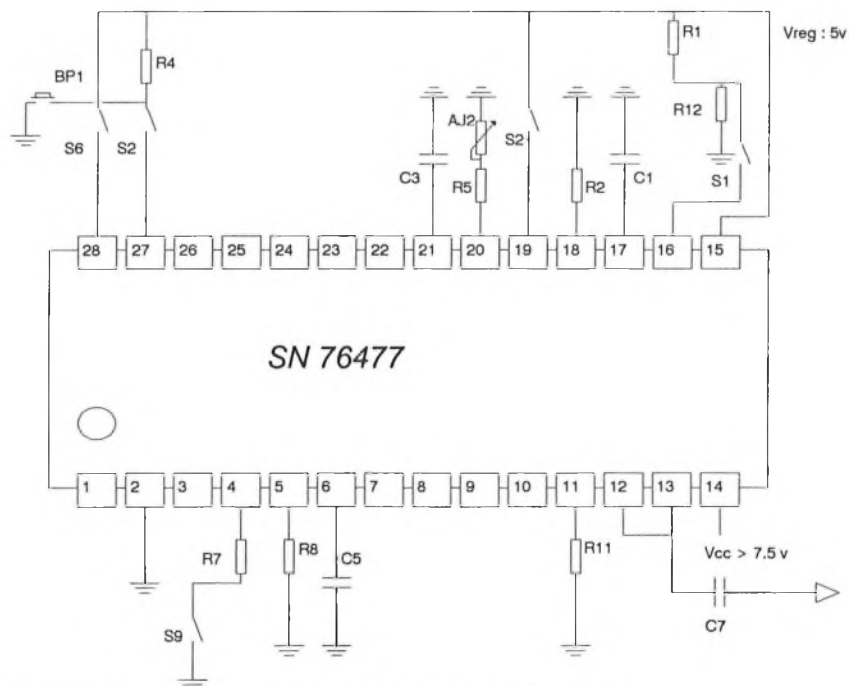


Figure 7 Un train à vapeur avec sifflet (BP1)



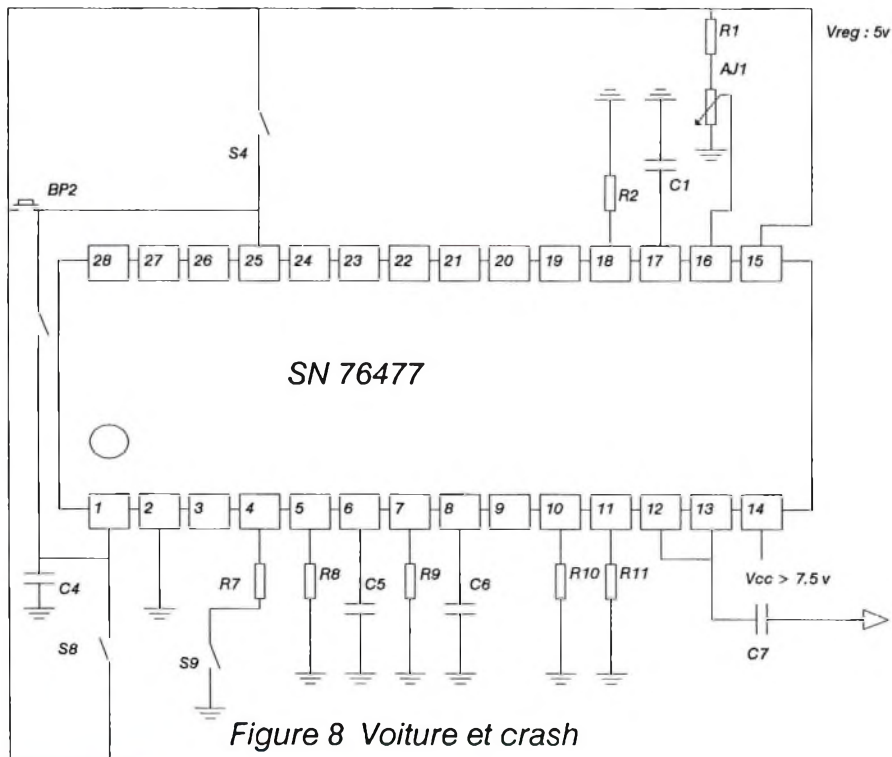


Figure 8 Voiture et crash

LISTE DES COMPOSANTS FIG 9

- R7 1 Meg
- AJ3 4,7 Meg
- R11 100 kohms
- R8 470 kohms
- C5 1 uF
- R6 470 kohms
- R5 100 kohms
- AJ2 1 Meg
- C3 470 nF
- R2 100 kohms
- C1 2,7 nF
- S6 strap
- S5 strap
- S3 strap
- S2 strap
- S8 strap
- C7 470 nF

Et un peu de sirène ?

Ce circuit sait faire cela à merveille et il les imite toutes, même celle qui reste à inventer et qui tiennent de la science fiction.

Ici le VCO modulé en fréquence par le VLFO, est en pleine action. AJ2 permet de choisir la basse fréquence qui vous convient. Mais c'est le seul réglage direct prévu : si ce genre de sonorités vous enthousiasme, alors le FUNSOUNDS est

pour vous, car dans ce domaine, il est le plus fort. La figure 10 vous guide pas à pas.

LISTE DES COMPOSANTS FIG 10

- R11 100 kohms
- R5 10 kohms
- AJ2 220 kohms
- C3 1uF ou plus ...
- R2 2,7 kohms
- C1 100 nF
- S3 strap
- S2 strap
- C7 470 nF

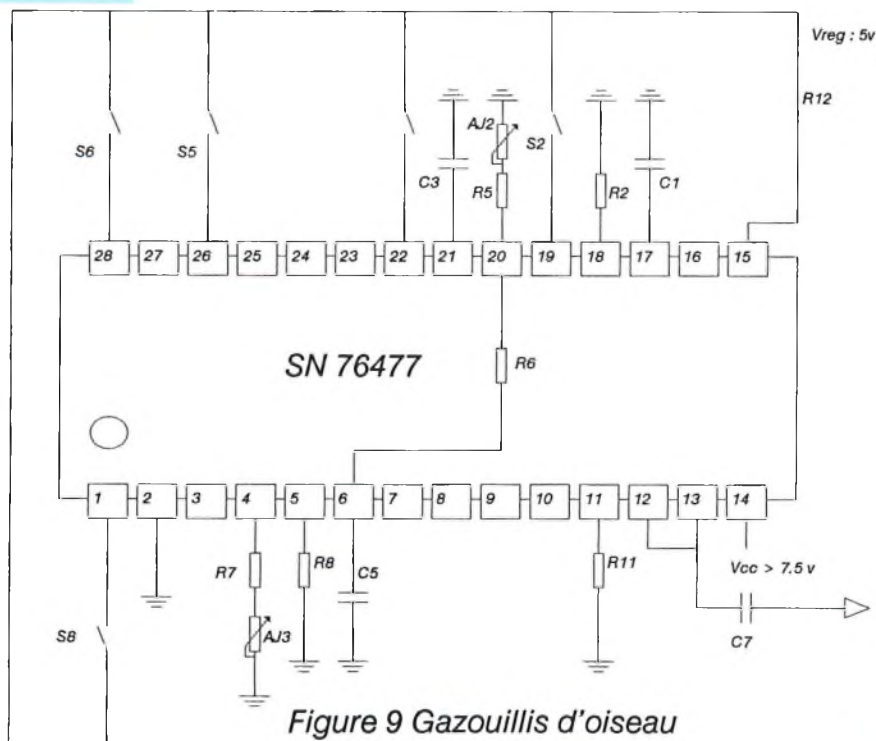


Figure 9 Gazouillis d'oiseau



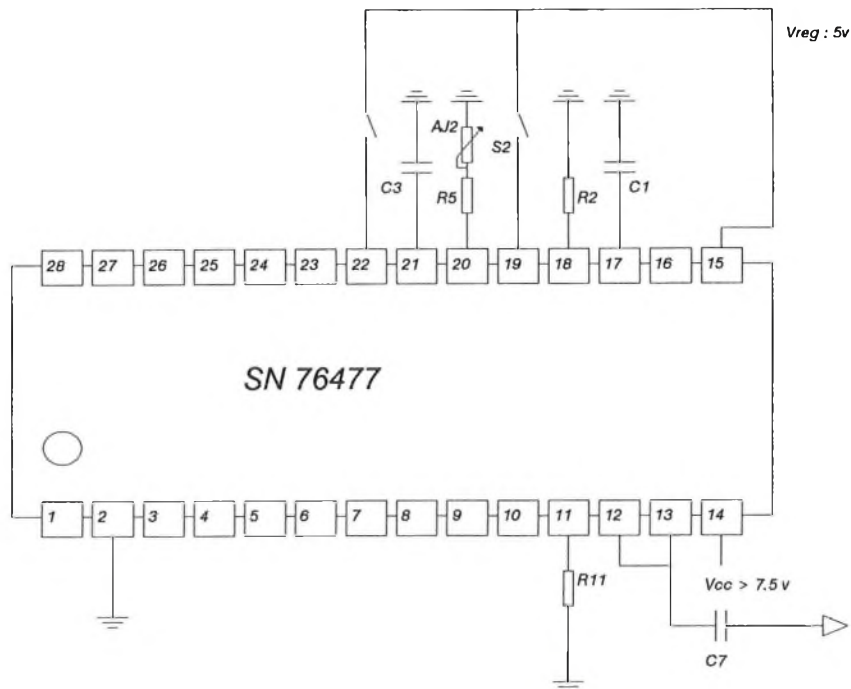


Figure 10 Sirène ou vaisseau spatial

### Les coups de feu

On ne pouvait pas se quitter sans en tirer quelques uns. De plus, c'est une excellente application du mode ONE-SHOT, provoqué par la mise à l'état haut de la broche 1.

Un appui sur BP3 actionne le monostable et déclenche la séquence ATTACK (R10 et C6), SUSTAIN (le reste du monostable (R3 et C2) pour finir en DECAY (R9 et C6). Cette enveloppe est remplie de bruit blanc par la mise à l'état haut de la broche 25 et le tour est joué.

#### LISTE DES COMPOSANTS FIG 11

R7	47 kohms
R9	680 kohms
C6	680 nF
R10	2,7 kohms
R11	100 kohms
R3	330 kohms
C2	10 nF
R8	82 kohms
C5	1 nF
S9	strap
S4	strap
S8	strap
BP3	poussoir type KSA
C7	470 nF

En modifiant la valeur de quelques composants, on peut transformer ce bruit sec en une longue et violente explosion :

R8 devient 220 kohms, C6 passe à 2,2uF et C2 à 1uF.

Bien que cette petite plaquette ne soit pas prévue pour, rien ne vous empêche de câbler en externe quelques potentiomètres en résistances variables et quelques rotacteurs 1Commun, 12 Positions qui viendraient commuter une panoplie de condensateurs. Vous obtiendriez ainsi un

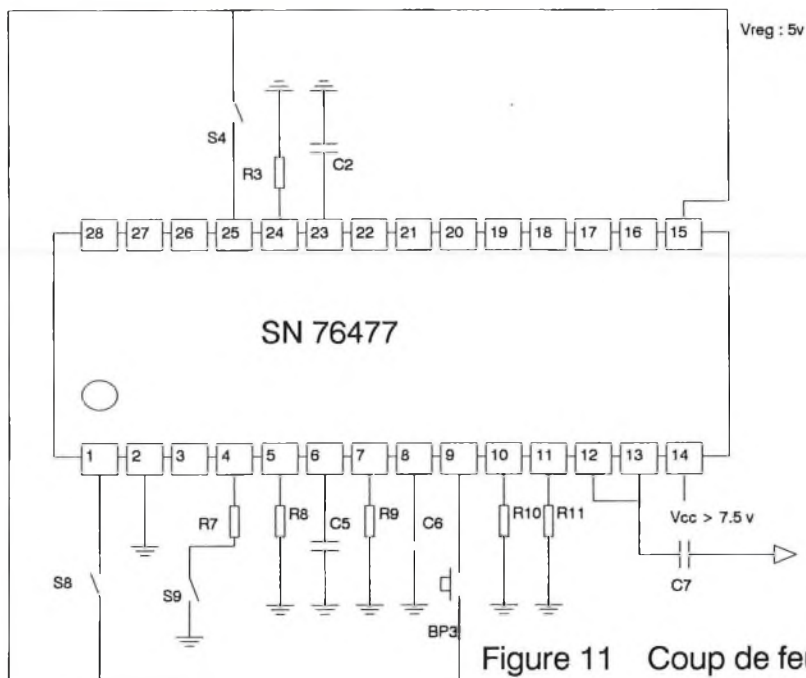


Figure 11 Coup de feu  
ou explosion



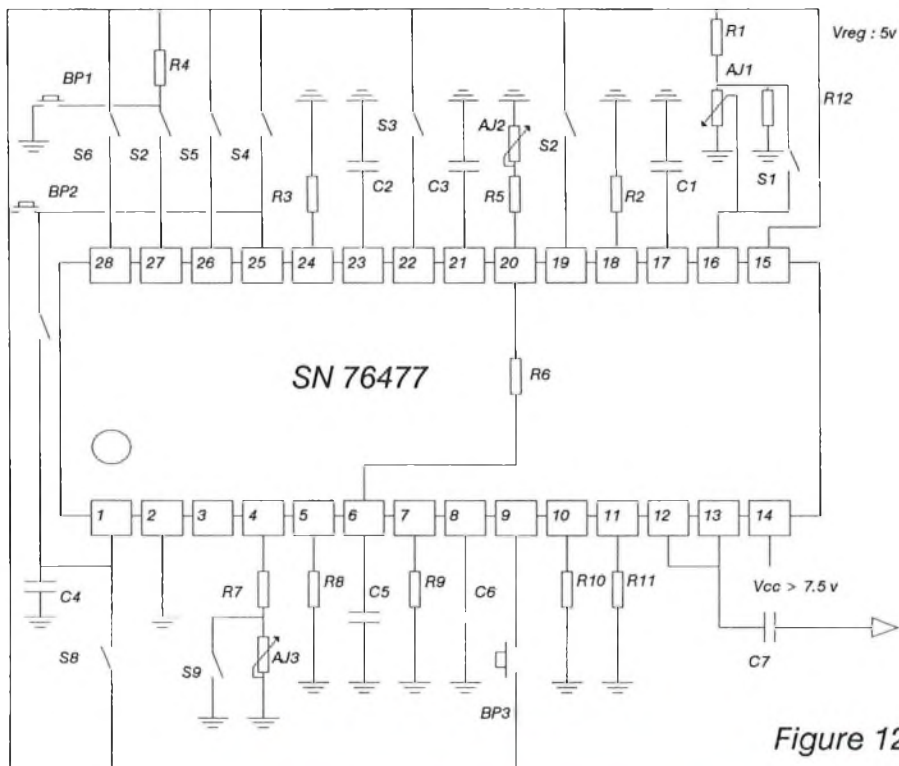


Figure 12

montage d'essai, pas trop cher, pour la mise au point de vos applications à vocation précise.

Nous avons déjà traité de nombreux modèles d'amplificateurs, dont un de 60 watts dans ce même numéro, sur lesquels vous pouvez connecter ces montages pour faire encore plus de bruit.

Enfin, vous trouverez, en figure 12, le schéma complet du circuit d'évaluation, avec tous les composants qu'il est possible d'implanter. Ceci pour récapituler et vous permettre de mieux appréhender la sérigraphie. Je vous rapelle qu'à part les poussoirs, les autres composants ne sont pas toujours souhaitables pour un effet donné, surtout les STRAPS.

## DIGRESSION

Il est une broche assez mal exploitée, en général, c'est l'entrée de modulation externe du VCO (patte 16).

Elle commande la modulation en fréquence du VCO par une tension comprise entre 0 et 5 volts. Cela pourrait être un autre générateur de fonction, plutôt qu'un potentiomètre statique, et pourquoi pas la sortie d'un autre SN76477 ?

On peut facilement rêver aux effets obtenus ainsi.

## Conclusions

Certes il revient de loin, mais on continue à éprouver du plaisir à l'écouter et à le mettre en oeuvre. Lorsqu'on le possède bien, on peut, en y ajoutant quelque montage externe, se monter un instrument fantastique.

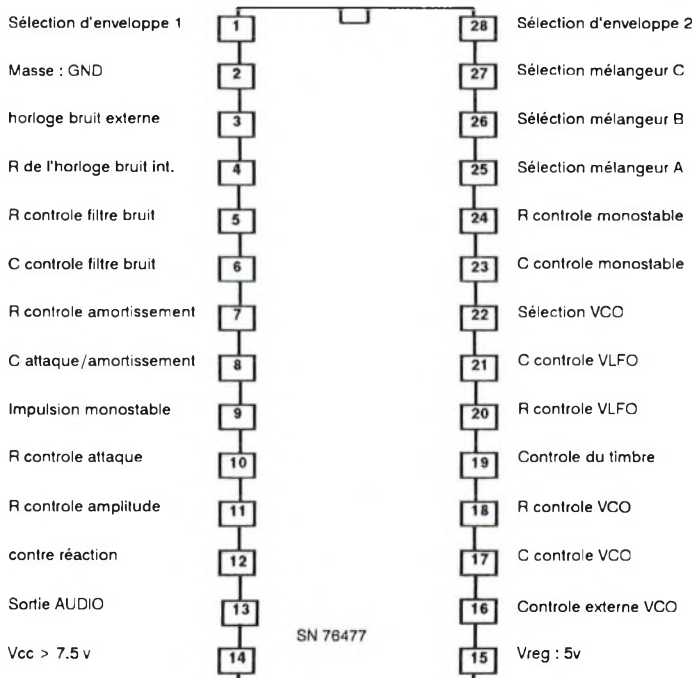
Si vous avez quelques difficultés à vous procurer ce composant, vous pouvez faire appel à notre revue, qui se fera un plaisir de vous l'expédier, moyennant la modique somme de 90 frs TTC, port compris .

Sachez toutefois qu'il est encore disponible sur de nombreux points de ventes, dont toute la liste des boutiques HBN (voir en dernière de couverture la liste complète).

Et n'oubliez pas notre rendez-vous sur le FUNSOUNDS en page 31.

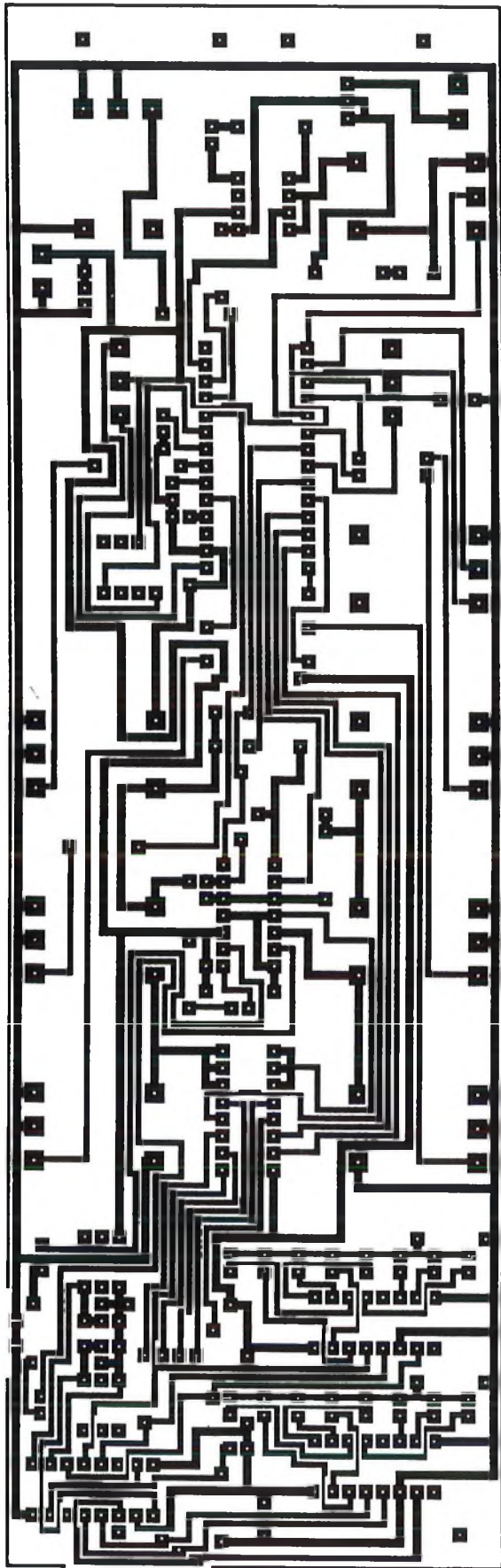
A bientôt

LE FUTE

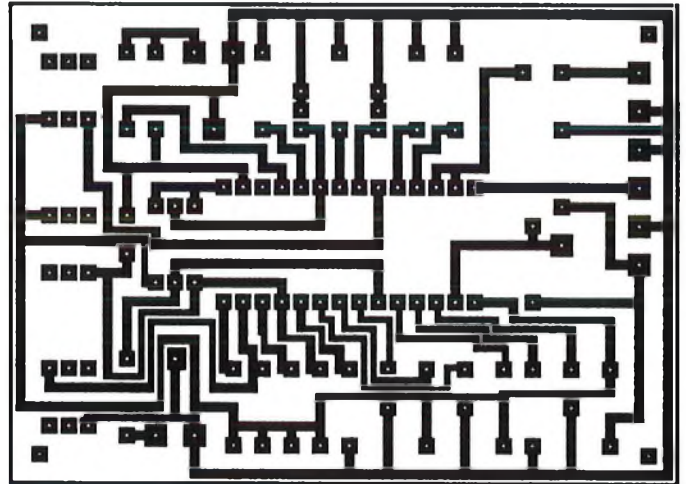




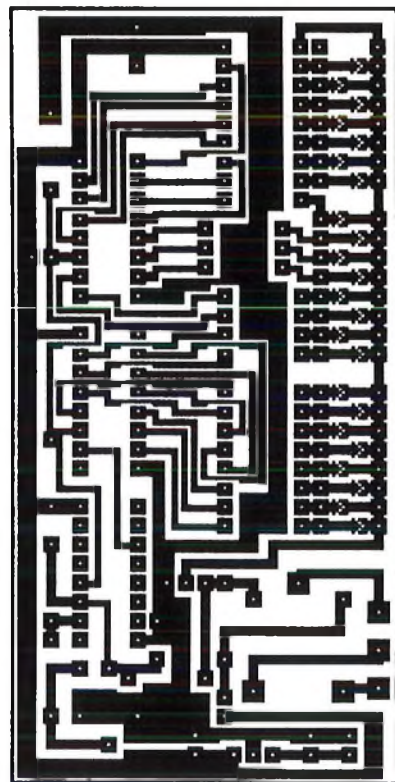




FUNSOUND



CIRCUIT SN 76477

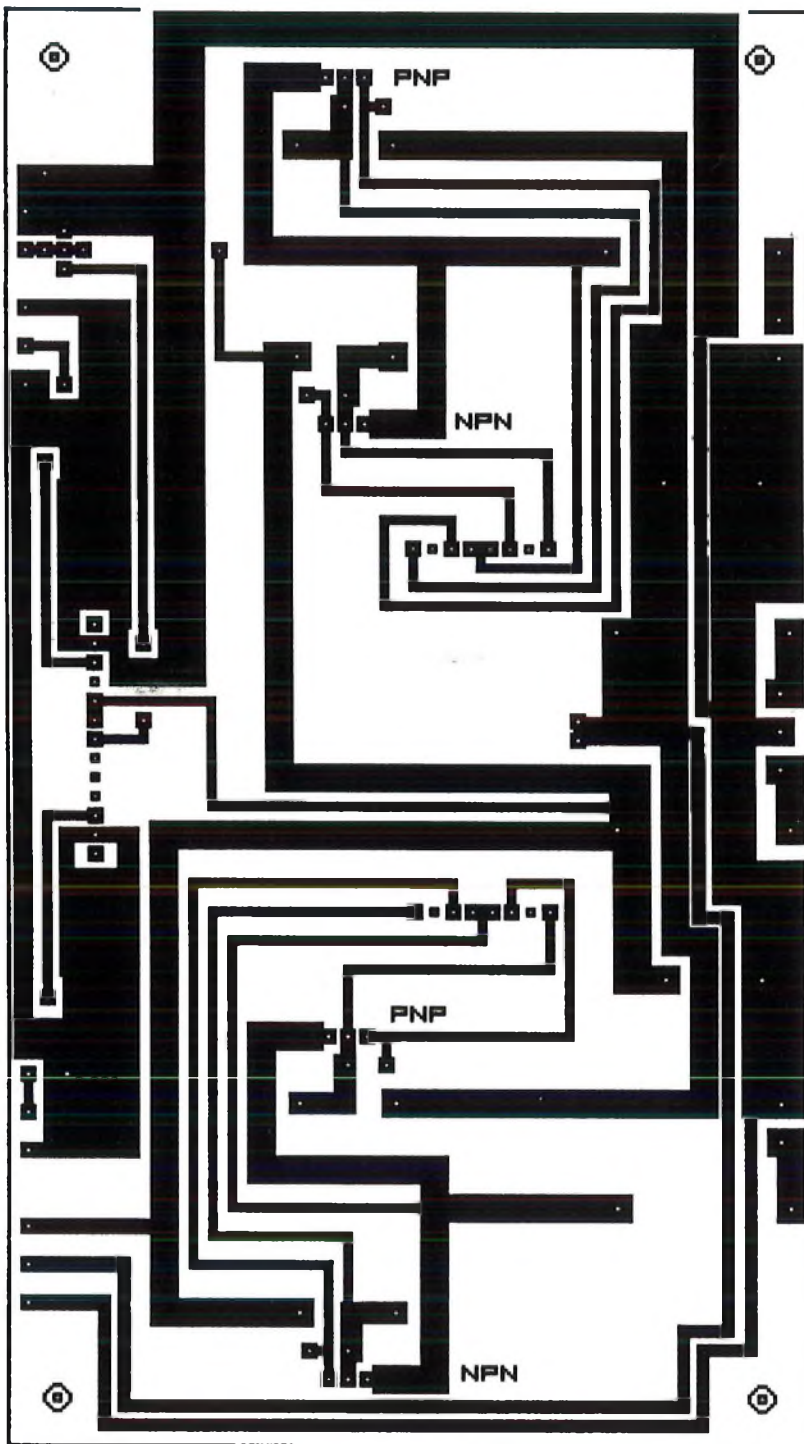


TEMPORISATION  
LONGUE DUREE DE PRECISION

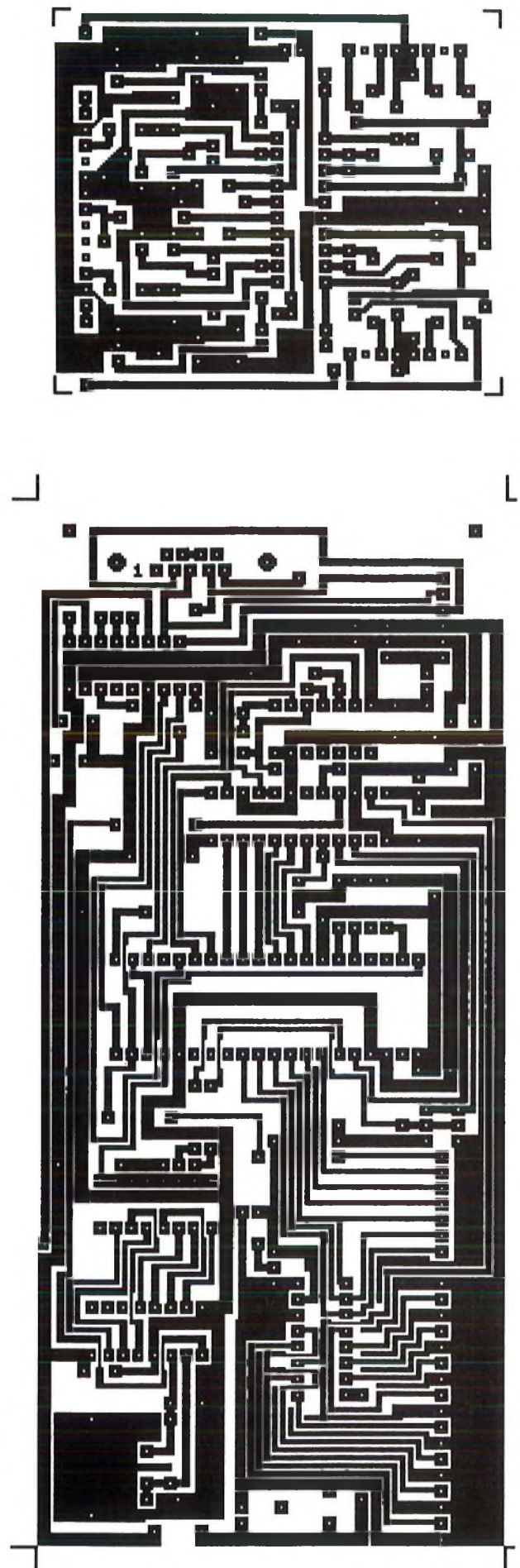




AMPLIFICATEUR 60W - CARTE MERE



AMPLIFICATEUR 60W - MODULE



UNE UNITE  
D'ACQUISITION DE DONNEES



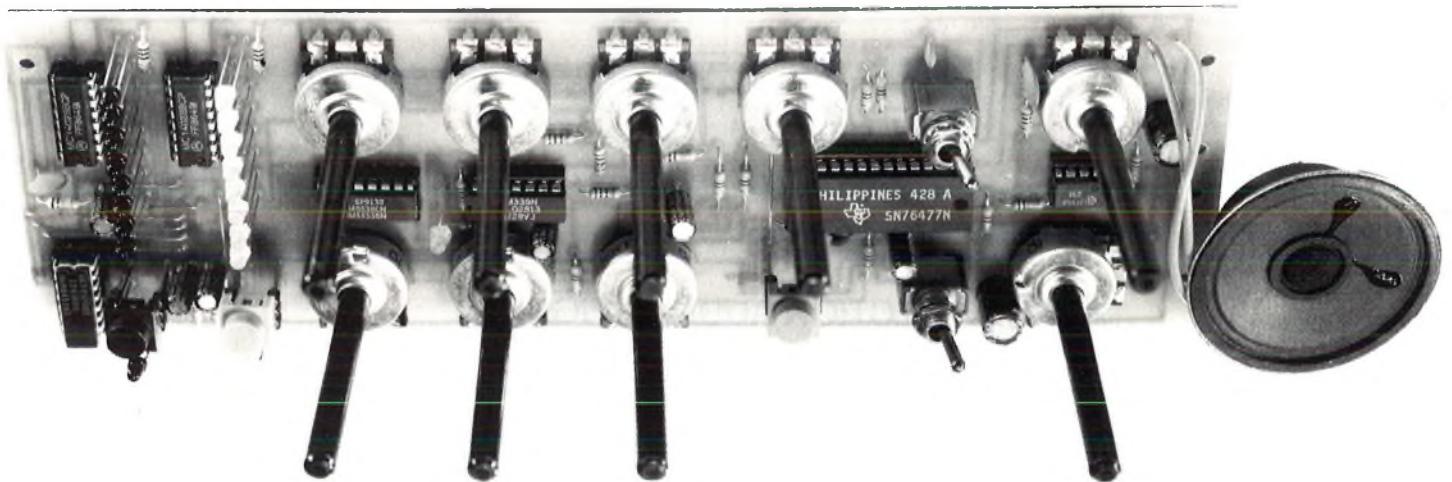




## LE "FUN SOUNDS" : Une application sophistiquée du SN 76477 en générateur d'effets spéciaux

Suite logique de la HOBBYTHEQUE de ce circuit, voici l'application "produit fini" qui s'impose. Elle permet de découvrir la totalité des bruitages disponibles, d'en déduire la valeur des composants à reporter sur un circuit plus modeste pour un application figée, de sonoriser vos films vidéo, d'animer une soirée en temps que boîte à "JINGLES", que sais-je encore ?

De plus l'étude de la logique annexe ne manque pas d'un certain intérêt : allons-y !



### PRESENTATION

Nous nous sommes fixés le cahier des charges suivant :

- Un seul circuit imprimé et toutes les commandes accessibles.
- Un format adapté à sa mise en coffret RACK.
- Une sortie sur haut-parleur directe à puissance raisonnable.
- Un façade pensée pour un produit fini esthétique et pratique.

Et nous y avons rajouté un MUST : la sélection de mode digitale et la formule bi-son dans une même séquence !

Déjà je vous sens curieux d'en savoir plus.

Ayant traité le circuit dans son ensemble dans la HOBBYTHEQUE correspondante, je supposerai connues un certain nombre de données fondamentales. Vous vous reporterez sur les pages correspondantes en cas d'oubli.

Le montage sera alimenté sous 5 volts régulés de l'extérieur, car la sortie audio sur haut-parleur, la logique câblée et les LEDs de l'affichage auraient eu raison du régulateur interne. De plus, moins il chauffe, plus la qualité sonore sera bonne longtemps.

Voyons-en à présent les détails en séparant la section audio de la section de commande logique.

### LA SECTION AUDIO

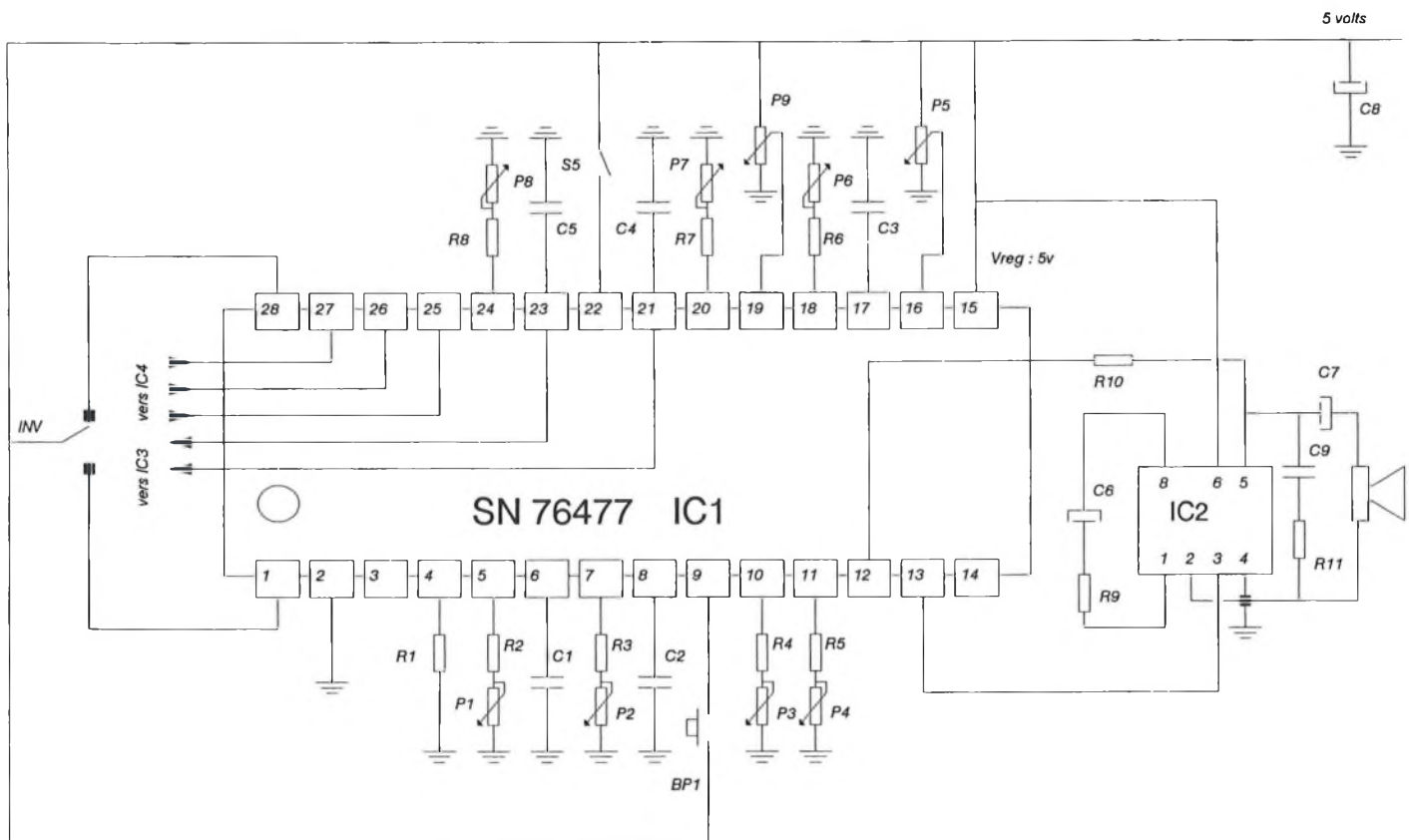
La figure 1 vous en résume le dispositif.

C'est l'application type avec une sortie amplifiée par IC2. On notera toutefois le départ, vers la section logique des lignes 21 et 23 et l'arrivée des commandes sur les broches 25,26 et 27.

Un inverseur permet d'opter pour la sélection d'enveloppe de votre choix et un poussoir BP1 assure l'impulsion en broche 9. Enfin, un inverseur utilisé en inter simple, permet de sélectionner le contrôle du VCO, en mode interne (modulation VLFO) ou externe (tension en broche 16 par P5).

La section amplification mérite un point d'arrêt. Elle utilise un classique de l'amplification BF : Le LM 386.





SCHEMA SECTION AUDIO FIGURE 1

Le signal issu de la broche 13 de IC1, attaque l'entrée 3 de IC2 au travers du condensateur C8, afin d'isoler toute composante continue. R9 et C6 assurent à cet étage un gain de l'ordre de 30.

En sortie, C9 et R11 empêchent les sur-oscillations et C7 assure le couplage capacitif vers le HP de 8 ohms.

Enfin R10 est montée en contre-réaction vers la broche 12 de IC1.

## LA SECTION LOGIQUE de COMMANDE

La figure 2 en délivre les secrets.

IC3, désormais célèbre quadruple comparateur est le décideur : la rampe de charge du condensateur de monostable, disponible en broche 23 de IC1, attaque une entrée +, alors que sur l'autre un diviseur à résistance fixe la référence à

$V/100$ , soit 0,05 volts. Au repos, la sortie de cette porte est donc à 0. Elle basculera à 1 à chaque charge de C5, soit à chaque impulsion sur BP1 (broche 9). Elle recopie en fait la phase active du monostable : Attack + Sustain. La résistance R18 sert de pull-up au plus, les sorties étant à collecteur ouvert.

Cet état est distribué en 3 points :

Tout d'abord sur 2 autres portes du même comparateur, montées en opposition, et réitérées à  $V/2$  par R16 et R17. La led D3 sera donc allumée au travers de R20 pour la phase inactive et laissera ce rôle à D2 pour la phase active du monostable. Elles nous serviront donc de repères durant l'utilisation du montage.

Ensuite vers les broches 9,10,11 de IC4, un circuit MOS 4053, multiplexeur 3 voies de 2 directions vers 1, soit Ax,Ay,Bx,By,Cx et Cy à diriger vers A,B et C. Ces broches sont les pattes de commandes des changements de

direction : à 0, tous les x vont vers la sortie, et bien sûr, à 1 ce seront les y. Vous l'avez sans doute déjà deviné : ces 3 voies, A,B et C seront les commandes de l'étage mélangeur de IC1, aussi ne serez vous pas étonnés de voir les sorties de IC4 reliées aux broches 25,26 et 27 de IC1.

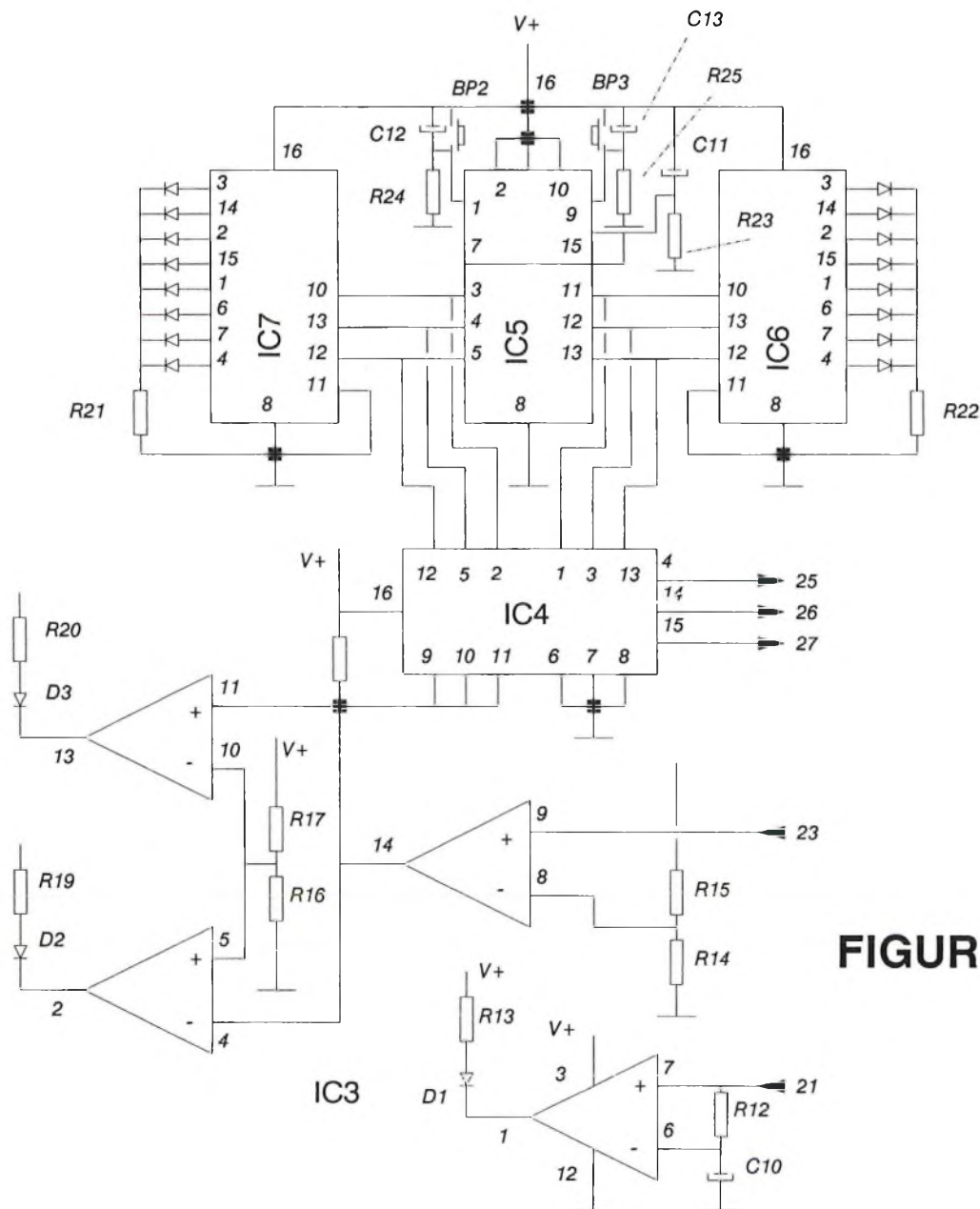
Quid des entrées ?

Un compteur à sortie ABCD serait le bienvenu. IC5 en contient 2 : c'est parfait, il y en a un pour chaque phase, que nous appellerons désormais X pour le repos du monostable et Y durant sa phase active.

IC5 est un MOS 4520, et chacun de ses flancs abrite donc un compteur. Les broches 7 et 15 sont reliées au couple C11 et R23 qui assurent un RESET parfait à la mise sous tension (état haut jusqu'à la charge de C11 par R23)

Les broches 2 et 10 sont reliées à GND pour permettre le comptage (ENABLE).





**FIGURE 2**

## SCHEMA SECTION LOGIQUE de COMMANDE

Le reste du schéma est symétrique pour X et Y : C12 et R24 assurent l'anti-rebond pour BP2 (coté X) et C13, R25 pour BP3, coté Y. Chaque impulsion fera changer l'état des sorties X (3,4,5) par BP2, ou des sorties Y (11,12,13), par BP3. Ces sorties sont directement reliées aux entrées X et Y de notre multiplexeur IC4 : les poussoirs commandent la logique en binaire.

Il nous restait à visualiser ces états, mais en une langue compréhensible : le décimal. IC6 et IC7 vont s'en charger. Ce sont deux circuits identiques, des MOS 4028, soit de parfait décodeurs BCD/décimal. Les entrées ABC sont donc reliées en parallèle sur les sorties de IC5.

L'entrée D inutilisée sera fixée à la masse : sage précaution, car une entrée non fixée sur un circuit MOS peut semer un sacré chantier, et par expérience, c'est ici le cas.

Les sorties, à l'état bas au repos, passent une par une à l'état haut suivant la logique ABC (binaire) vers décimal : seule 8 broches seront utilisées, pour attaquer 8 LEDs, mais toujours une à la fois, et voilà notre recopie des 8 cas possibles sur les 2 voies, X par IC7 et Y par IC6.

Une seule résistance suffit pour alimenter toutes ces LEDs vers la masse, car une seule pourra être sollicitée dans le même instant : R21 pour X (D4 à D11) et R22 pour Y (D12 à D19).

Le reste des pistes termine de câbler les alimentations respectives des circuits intégrés.

### EN RESUME

Un rapide point s'impose pour fixer le rôle de chacun des composants importants et des commandes à votre disposition.

- IC6 et IC7 assurent l'affichage décimal sur 8 LEDs, de l'état binaire des 2 compteurs contenus dans IC5 et actionnés par les poussoirs BP2 (X) et BP3 (Y).

Ces états, sur 3 broches pour chaque voie, sont transmis au multiplexeur IC4, lui-même commandé par IC3, en fonction



de la tension en broche 23 de IC1 (monostable). Les diodes D2 (X) et D3 (Y) recopient la voie sélectionnée, qui est sensée commander la logique de mélange sur IC1 en broche 25,26 et 27.

## LA REALISATION

### Le circuit imprimé

Ses dimensions ont été retenues pour sa mise en place dans un coffret du type RACK en 2U, et en façade. Sa largeur le destine également à prendre place dans un coffret métallique moins onéreux.

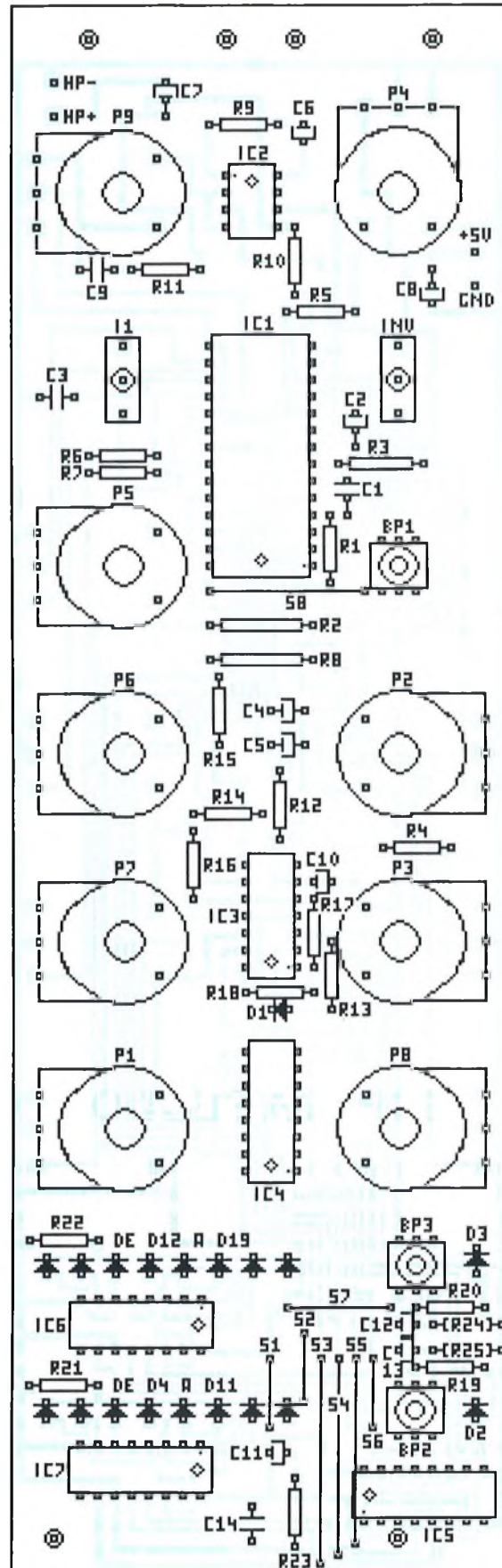
La densité de composants est importante dans la section logique de commande, à gauche, vu du coté composants.

Dans ces conditions, nous n'avons pu éviter 8 straps, et c'est déjà un exploit.

### LA LISTE DES COMPOSANTS

Toutes les résistances sont des 1/4w 5%  
Tous les chimiques sont radiaux 16 / 25 v

R1	47 kohms
R2 à R4	4,7 kohms
R5	47 kohms
R6 à R8	4,7 kohms
R9,R10	100 kohms
R11	10 ohms
R12	1 kohms
R13	2,2 kohms
R14	1 kohms
R15	100 kohms
R16,R17	100 kohms
R19,R20	2,2 kohms
R21,R22	2,2 kohms
R23	100 kohms
R24,R25	4,7 kohms
P1 à P9	EP20C 1 Meg
C1	1 nF
C2	10 à 47 uF
C3	10 nF
C4	10 uF
C5	10 à 47 uF
C6	10 uF
C7	220 uF
C8	100 uF
C9	47 nF
C10	1 uF
C11	10 uF
C12,C13	1 uF
C14	100 nF
D1	LED 3 ou 5 mm orange
D2	LED 3 ou 5 mm verte
D3	LED 3 ou 5 mm rouge
D4 à D11	LED 3 ou 5 mm vertes
D12 à D19	LED 3 ou 5 mm rouges
IC1	SN76477
IC2	LM 386
IC3	LM 339
IC4	MOS 4053
IC5	MOS 4520
IC6,IC7	MOS 4028
I1,IV1	inverseur 2 positions CI
BP1 à BP3	poussoirs type KSA
divers supports CI (facultatifs)	
1	HP 8 ohms
1	source 5 volts régulés





## Le montage

On optera pour la pose de supports de CI. Ils ne sont pas indispensables, mais leur faible prix justifie cette sage précaution vis à vis du SAV ou de la récupération ultérieure.

Les 8 straps seront soigneusement placés, en premier et bien alignés : pas touche. Viendront ensuite les résistances, les condensateurs.

Si vous comptez placer ce montage en coffret, vous calerez les LEDs avec un carton guide avant de les souder, dans le bon sens SVP.

Les poussoirs seront, pour la même raison, placés sur support à wrapper sécable, calés à la bonne hauteur.

Vous n'aurez plus alors qu'à mettre en place les 2 inverseurs et les 9 potentiomètres. Puis 2 fils pour l'alimentation et 2 pour le HP et le tour est joué. Une dernière vérification des soudures et des ponts éventuels, et la mise en place des circuits intégrés est autorisée.

## La mise sous tension

Ce sera un moment tant attendu : pourvu que la surprise soit bonne !

Ne soyez pas trop inquiet si le montage ne donne aucun son : si la LED verte D2 de sélection de voie (X) et la première des 8 de chaque voie sont allumées, une première et importante étape est franchie.

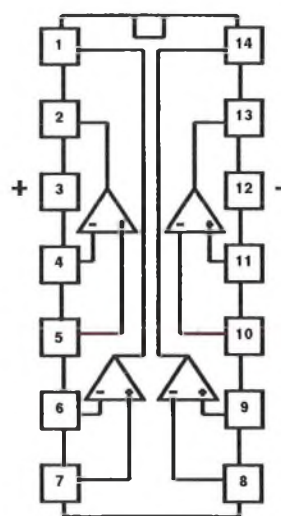
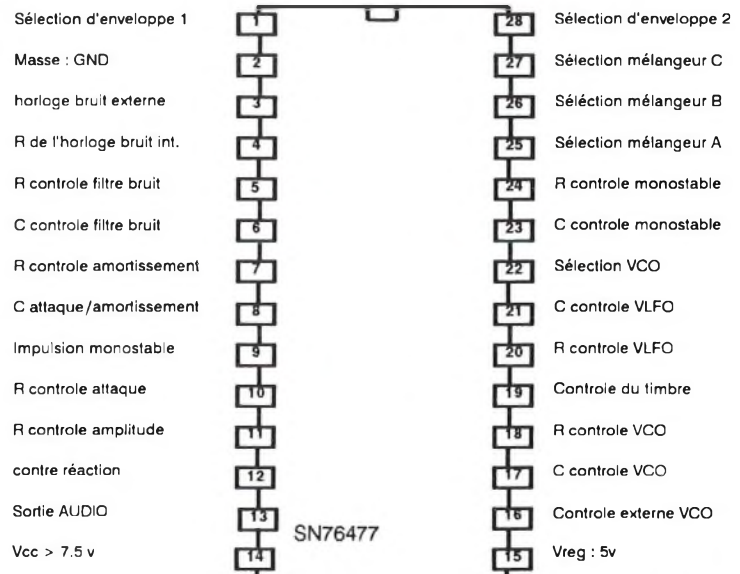
On peut vérifier que chaque impulsion sur le poussoir correspondant, incrémente d'une LED vers le haut, et sur chacune des voies. Et remplacez les 2 voies sur la première LED du bas qui correspond au VCO seul.

Placer I1 sur la droite ( commande externe) et INV aussi ( broche 28 à V+, fonctionnement permanent). Le VCO doit se faire entendre, monocrorde ! Dans le cas contraire, placez P6 ( fréquence centrale VCO) et P5 (commande en tension) en position médiane : cela doit "siffler".

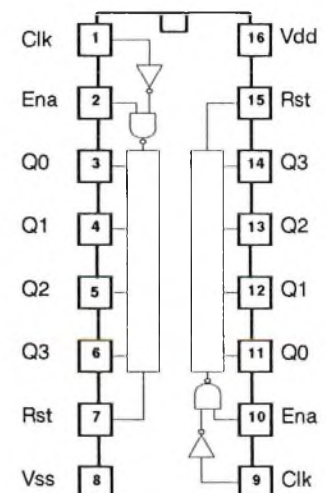
En désespoir de cause, placez tous les potentiomètre en position médiane ( Un talon peut être trop faible vis à vis du condensateur sélectionné, surtout sur C5 et C2.

Dans le pire des cas, coupez l'alimentation et revérifiez votre montage.

Mais soyons optimiste ! il fonctionne sûrement ! Mais comment ça marche ?

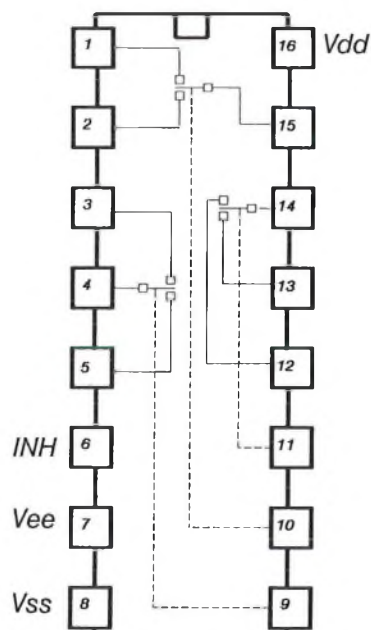


LM 339

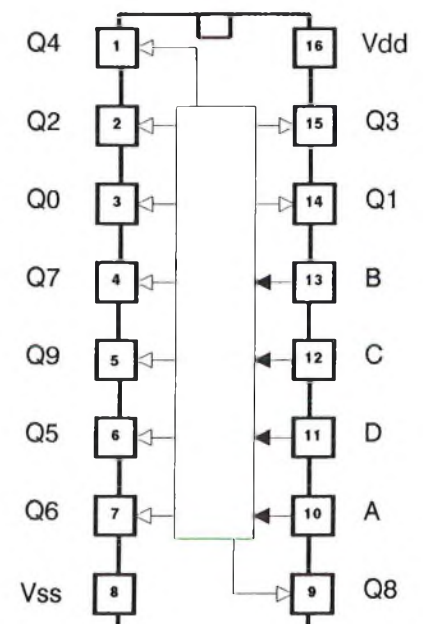


MOS 4520

Double compteur BCD



MOS 4053  
Multiplexeur 3 voies



MOS 4028  
Décodeur BCD/décimal



Si le bruit énerve votre entourage, baissez P4, qui contrôle le volume en broche 11.

La figure 3, en vis à vis, vous offre le décodage des commandes des voies, que vous avez peut-être déjà réalisé vous-même, aux vues des enseignements de la HOBBYTHEQUE ... Cela peut être aussi l'ébauche d'une sérigraphie de façade, destinée à vous guider dans l'usage de cette boîte à musique.

Voyons comment en tirer le meilleur parti.

## Le fonctionnement

Plaçons-nous en mode permanent: INV sur la droite (broche 28 à V+).

Il vous sera très facile de vous faire au rôle des potentiomètres de bruit (P1), de VLFO (P7). La commande est directe, et le résultat se retrouve à l'oreille sur les fonctions bruit seul (No 5) ou VLFO seul (No 2). Bien que ce dernier ne soit pas très significatif lorsqu'il est seul, et à très basse fréquence. Le VCO est un peu plus complexe à saisir, car il possède un mode supplémentaire aux autres : la modulation de fréquence par le VLFO lorsque l'inter I1 est sur la gauche (broche 22 à V+). Si vous le voulez seul, il faut placer I1 sur la droite. Alors P6 gère la fréquence nominale, que vous pouvez faire varier manuellement à l'aide de P5, qui le commande en tension. En remplaçant le curseur de P5 par une source externe ... mais cela est une autre histoire.

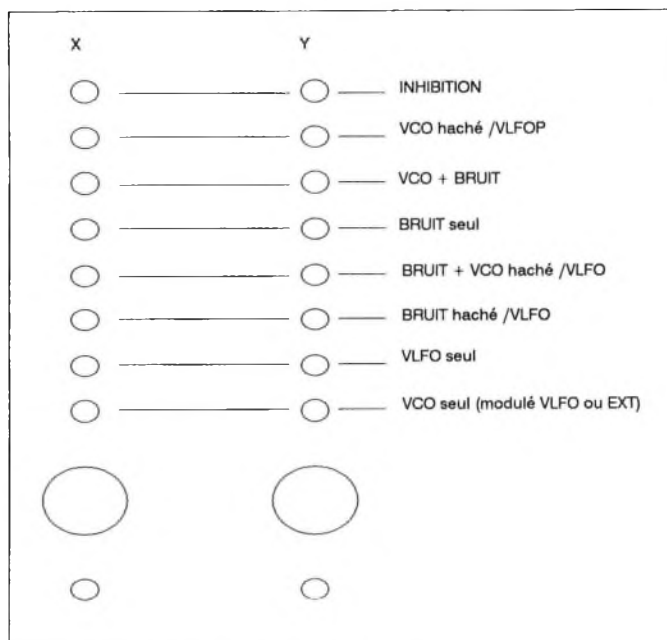
En donnant des impulsions sur BP1 (broche 9 de IC1 à V+), prenons en main le mode de fonctionnement du monostable et le basculement des voies X et Y. Ajustons P5 pour la durée du monostable : voie Y active et varions les choix sur chacune des voies. Cela devient amusant, n'est-ce pas ?

Observons également le comportement de la LED orange de recopie du VLFO : lorsqu'elle est allumée, la modulation du VCO croit (pente ascendante du triangle) et inversement.

Apprenons à synchroniser le rythme du VLFO (avec cette LED) et la durée du monostable. Nous pourrions bientôt en avoir besoin.

Vous aurez remarqué que l'appui sur BP1 stoppe le signal, et qu'il revient d'autant plus lentement que P6, qui gère la pente d'attaque, est engagé dans le sens horaire.

Vous commencez à être "branché" sur FUNSOUNDS, nous pouvons passer à la phase ONE-SHOT.



Exemple de légende de façade figure 3

Plaçons INV sur la gauche : le signal s'estompe d'autant plus vite que P1, qui gère le DECAY (amortissement) est proche du zéro.

Nous avons vu à présent le rôle de chacun des organes de commandes.

Essayons la fonction ONE-SHOT pour reproduire la chute d'une bombe et son explosion.

Synchronisons le VLFO avec le monostable (en durée de demi-période).

Sélectionnons le VCO seul sur la voie Y et I1 à gauche pour la modulation interne.

Sélectionnons le bruit seul sur X et actionnons BP1 à l'extinction de la LED orange du VLFO : nous devons obtenir le bruit croissant (P7) de la bombe qui chute avec la fréquence du VCO qui décroît. Si la synchro est bonne, avant le réallumage de la LED orange et la remontée de fréquence du VCO, on doit basculer sur X (fin du monostable) et sur un bruit blanc d'explosion qui va en décroissant, en fonction du réglage de P1.

Si nous sommes parvenus à ce résultat, tout est maintenant possible, car nous avons compris l'ensemble du fonctionnement de cette petite merveille.

Sinon, il faudra reprendre l'étude au début et persévérer.

Vous retrouverez, bien sûr, ici, les mêmes effets que ceux abordés dans la HOBBYTHEQUE. Un excellent exercice serait de les retrouver, sans consulter le mode d'emploi, mais en recherchant les

sonorités avec méthode : et ce n'est pas si difficile.

## CONCLUSIONS

Nous vous avons proposé ce petit produit, car nous pensons qu'il trouvera sa place dans vos passe-temps, tel que l'animation de soirée (JINGLE) ou la sonorisation de cassette vidéo (avant de les envoyer à TF1 pour vidéo GAGs).

Pour un coût modique (inférieur à 200 frs sans coffret), il vous enchantera et étonnera vos connaissances.

Nous vous rappelons que si vous avez du mal à trouver le circuit principal (SN76477), nous pouvons vous le procurer pour 90 frs TTC (port inclus).

Je vous souhaite de nombreux bruitages réussis.

"FUNEMENT" votre

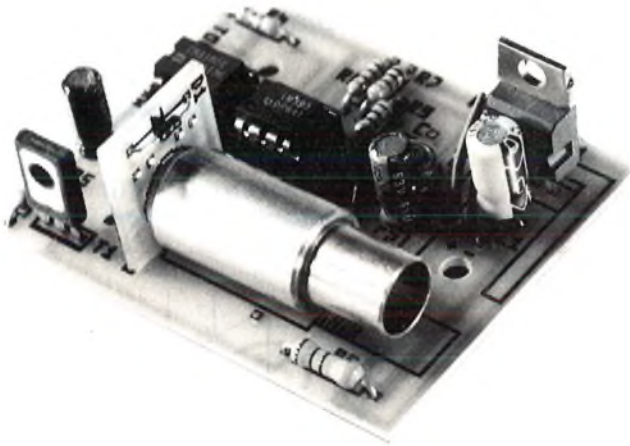
LE FUTE







NOUVEAU  
★ KITS ★  
NOUVEAU



### KIT 6024 LASER Collimaté Asservi

Circuit de commande et d'asservissement pour Diode Laser de tous types.

Alimentation : continu de 8 à 15 Volts.

Fonctionne sur pile 9 Volts.

Collimateur universel à focale réglable par rotation.

Coffret Diptal 962 fourni.

Livré bridé à 1mW par sécurité (pour la diode)  
puissance optique ajustable de 0 à plus 20 mW.

### KIT 6022 + 23 Commande de moteur pas à pas.

Circuit de commande pour moteur pas à pas unipolaire.

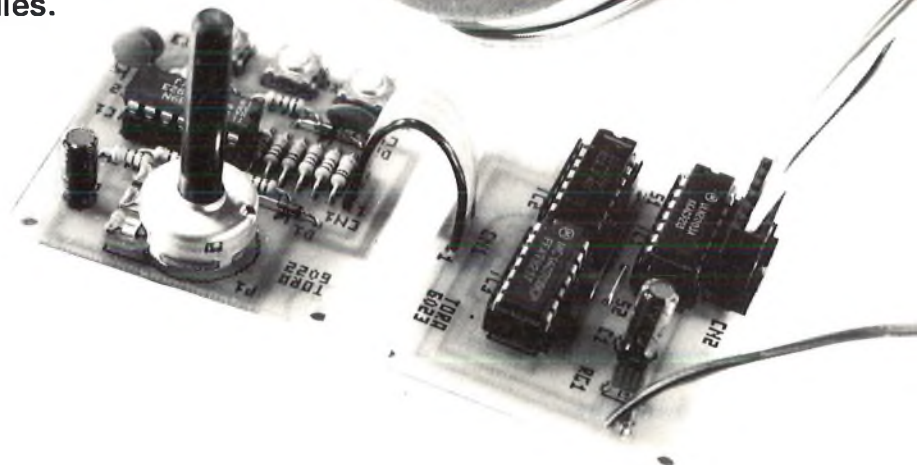
Commande d'inversion de sens de rotation.

Avance pas à pas par impulsions.

Avance automatique à fréquence ajustable.

Livré avec moteur 48 pas par tour.

Alimentation : 12 Volts continus régulés.



**TORA**  
ELECTRONIQUE



# Le LM386: un amplificateur audio de puissance basse tension

Pour des applications portables, il existe des composants intégrés qui viennent jouer les amplificateurs de sortie.

Sans aller jusqu'à prétendre "petit mais costaud", le LM386 tient sa place pour assurer ce rôle ingrat.

## Description générale

Le LM386 est un amplificateur de puissance spécialement conçu pour l'utilisation dans les applications grand public alimentés en basse tension. Le gain est fixé en interne à 20 pour réduire le nombre de composants périphériques. Mais l'adjonction d'une résistance et d'un condensateur à l'extérieur entre les pattes 1 et 8 permettra d'augmenter le gain jusqu'à une valeur de 200.

Les entrées sont référencées par rapport à la masse alors que la sortie est polarisée automatiquement au milieu de la tension d'alimentation. La puissance consommée est uniquement de 24mW quand il est alimenté sous une tension de 6V le rendant idéal pour fonctionner sur batterie.

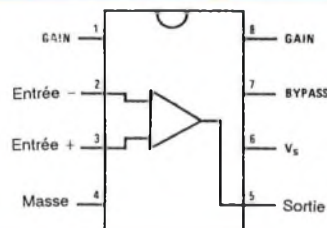
## Présentation

- Fonctionnement sur batterie
- Nombre de composants extérieurs réduits
- Large plage de tension d'alimentation: de 4 à 12V (ou de 5 à 18V)
- Faible consommation: 4mA
- Gain en tension de 20 à 200
- Entrée référencée à la masse.
- Tension de sortie automatiquement centrée
- Faible distorsion
- Boîtier 8 broches

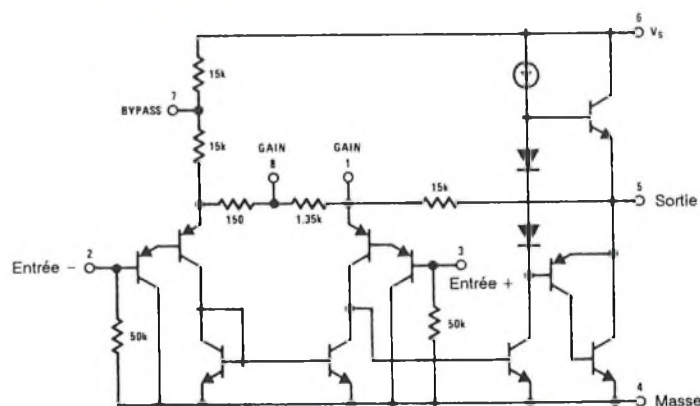
## Applications

- Amplificateurs radio AM/FM
- Amplificateur pour magnétophone portable
- Intercoms
- Système son TV
- Pilote de ligne
- Pilote pour ultrasons
- Pilote de petits servo moteurs
- Convertisseur de puissance

## Brochage

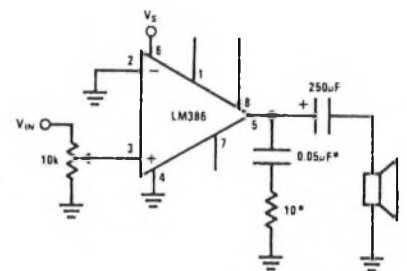


## Schéma équivalent

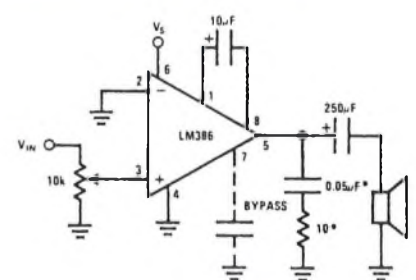


## Applications typiques

### Amplificateur à gain de 20 (composants minimum)



### Amplificateur à gain de 200



\* Nécessaire pour le LM386-4 uniquement.



## CARACTERISTIQUES ABSOLUES

Tension d'alimentation (LM386-1, -3, LM386M-1)	15V
Tension d'alimentation (LM386N-4)	22V
Dissipation du boîtier (Note 1)	
- LM386N	1,25W
- LM386M	0,73W
Tension d'entrée	±0,4V

Température de jonction	+150°C
Température de soudage	
- Soudure (10S)	+260°C
- Phase vapeur (60S)	+215°C
- Infrarouge (15S)	+220°C
Température de stockage	-65°C à +150°C
Température d'utilisation	0°C à +70°C

Note 1: Pour une utilisation à la température ambiante de 25°C, le composant doit être considéré comme fonctionnant avec une température de jonction maximum de 150°C et une résistance thermique jonction/ambiant de 80°C/W pour un boîtier DIL et 170°C/W pour un boîtier CMS.

## CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES Ta = 25°C

Paramètre	Symbole	Conditions	min	Typ	max	Unités
Tension d'alimentation	Vs					
LM386N-1, -3, LM386M-1			4	-	12	V
LM386N-4			5	-	18	V
Courant d'alimentation	Iq	Vs = 6V, Vin = 0	-	4	8	mA
Puissance de sortie	Pout					
LM386N-1, LM386M-1		Vs = 6V, RI = 8 ohms, THD = 10%	250	325	-	mW
LM386N-3		Vs = 9V, RI = 8 ohms, THD = 10%	500	700	-	mW
LM386N-4		Vs = 16V, RI = 32 ohms, THD = 10%	700	1000	-	mW
Gain en tension	Av	Vs = 6V, f = 1 kHz	-	26	-	dB
		10uF entre 1 et 8	-	46	-	dB
Bande passante	BW	Vs = 6V, 1 et 8 non reliées	-	300	-	kHz
Distorsion harmonique totale	THD	Vs = 6V, RI = 8 ohms, Pout = 125mW	-	0,2	-	%
		f = 1 kHz, 1 et 8 non reliées				
Réjection / alimentation	PSRR	Vs = 6V, f = 1 kHz, Cbypass = 10uF	-	50	-	dB
		1 et 8 non reliées				
Résistance d'entrée	Rin		-	50	-	kohm
Courant de polarisation	Ibias	Vs = 6V, 2 et 3 non câblées	-	250	-	nA

## Conseils d'utilisation

### Contrôle du gain

Pour rendre le LM386 en amplificateur universel, deux pattes (1 et 8) sont disponibles pour contrôler le gain. Avec les pattes 1 et 8 non câblées, la résistance de 1,35 kohms positionne le gain à 20 (26dB). Si un condensateur est placé entre les pattes 1 et 8, court-circuitant cette résistance, le gain est porté à 200 (46dB). Si une résistance est placée en série avec le condensateur, le gain pourra être choisi de n'importe quelle valeur entre 20 et 200. Le contrôle du gain peut aussi être obtenu en connectant capacitivement une résistance (ou un FET) entre la patte 1 et la masse.

Des composants externes supplémentaires peuvent être placés en parallèle avec les résistances internes de contre réaction pour corriger le gain ou la réponse en fréquence pour des applications particulières. Par exemple, on peut compenser la faible réponse dans les graves des petits haut parleurs en corrigeant en fréquence la boucle de contre réaction. Cela se fait avec un réseau série RC entre les pattes 1 et 5 (en parallèle

sur la résistance interne de 15Kohms). Pour une suraccentuation de 6 dB pour les graves, R doit être choisi de l'ordre de 15kohms. La valeur la plus faible pour un fonctionnement stable est de 10 kohms si la patte 8 n'est pas câblée. Si les pattes 1 et 8 sont couplées, alors la résistance R peut descendre jusqu'à 2kohms. Cette restriction est due au fait que l'amplificateur n'est seulement compensé que pour les gains en boucle fermée supérieurs à 9.

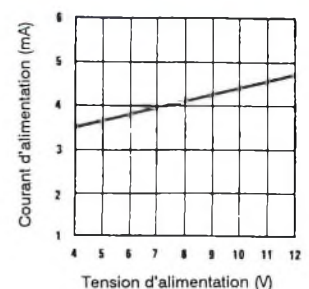
### Polarisation d'entrée

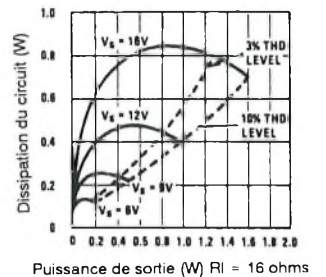
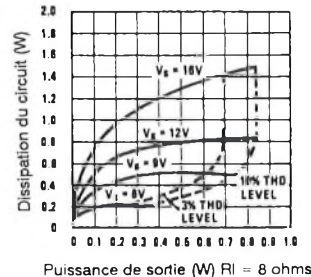
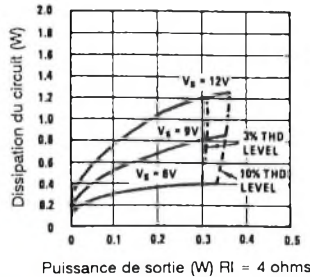
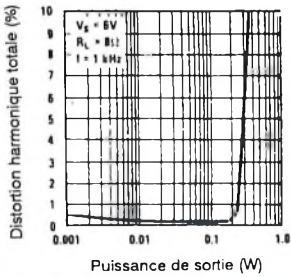
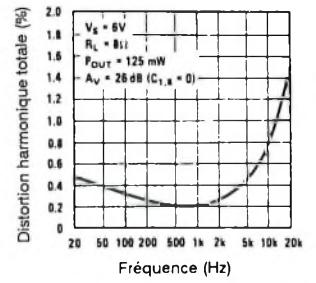
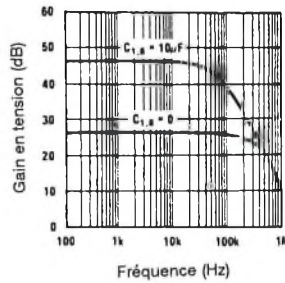
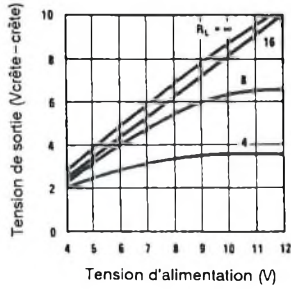
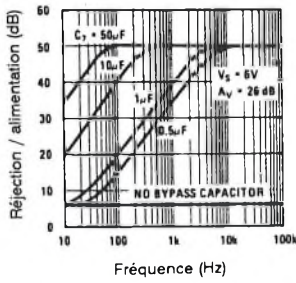
Le schéma interne montre que les deux entrées sont polarisées par rapport à la masse par une résistance de 50 kohms. Le courant de base sur le transistor d'entrée est de l'ordre de 250 nA, si bien que les entrées sont aux alentours de 12,5mV si elles sont laissées en l'air. Si la résistance de la source continue qui pilote le LM386 est supérieure à 250 kohms, cela introduira une tension de décalage supplémentaire (de l'ordre de 2,5 mV en entrée, de l'ordre de 50mV en sortie). Si la résistance de la source continue est inférieure à 10 kohms, alors le fait de relier l'entrée inutilisée à la masse réduira l'effet du décalage. Pour une résistance de la source continue comprise entre ces deux valeurs, l'effet du décalage peut être minimisé en plaçant une résistance de même valeur en série par

rapport à la masse sur l'entrée inutilisée. Naturellement, tous les problèmes de tension de décalage sont supprimés si la liaison d'entrée s'effectue de manière capacitive.

Quand le LM386 est utilisé avec des gains élevés, (pattes 1 et 8 couplées), il est nécessaire de filtrer l'entrée inutilisée afin d'empêcher la dégradation du gain et une éventuelle instabilité. Cela s'obtient avec un condensateur de 100 nF ou une liaison directe à la masse en fonction de la résistance de la source continue sur l'entrée pilotée.

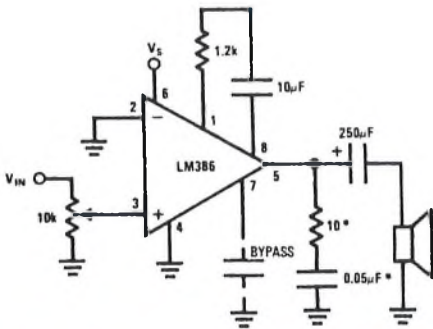
## Courbes de caractéristiques



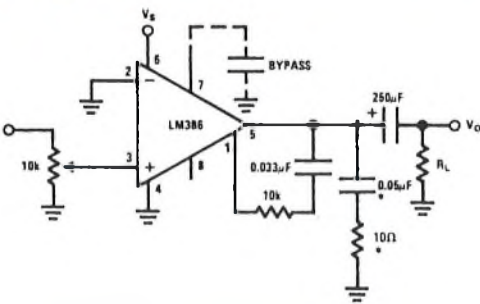


## Applications typiques

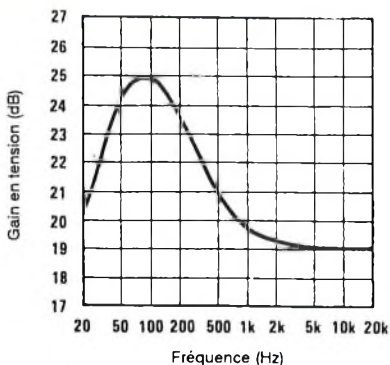
### Amplificateur avec un gain de 50



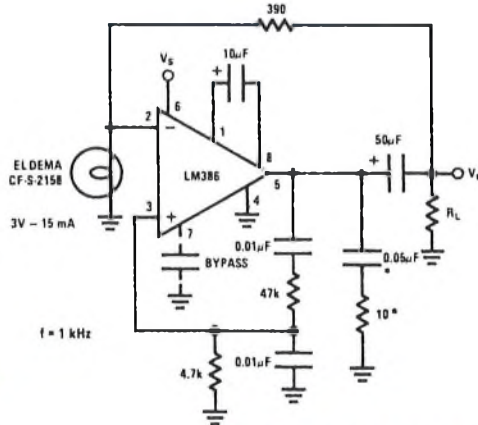
### Amplificateur avec suraccentuation des graves



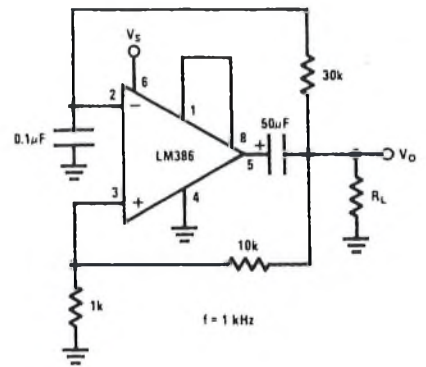
### Réponse en fréquence avec la suraccentuation



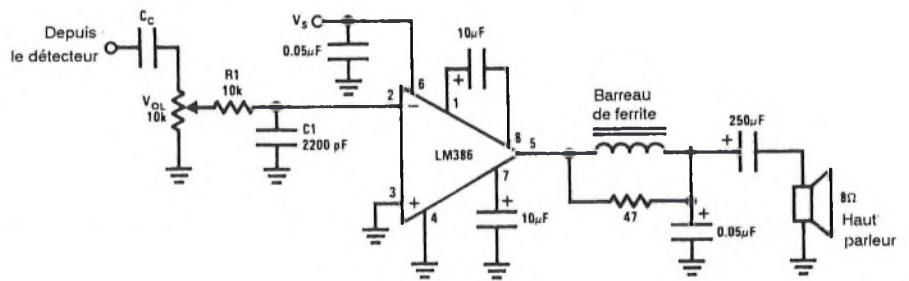
### Oscillateur à pont de Wien



### Oscillateur carré



### Amplificateur pour récepteur AM



Note 1: Torsader fortement les câbles d'alimentation entre eux

Note 2: Torsader fortement les câbles du haut parleur

Note 3: Le barreau de ferrite est du type ferroxcube K5-001-001/3B avec trois spires de fil

Note 4: R1C1 limitent la bande passante du signal d'entrée.

Note 5: Tous les composants doivent être placés le plus près possible du circuit intégré.



# L'AY3-1015: un émetteur / récepteur asynchrone universel

Dans le monde de la transmission d'informations, la liaison série désignée sous le titre peu encourageant de RS232 ou V24 est de loin la plus utilisée. Facile de mise en oeuvre grâce à des contrôleurs spécialisés simples, elle est séduisante à plus d'un titre.

Si du point de vue électronique, elle est facile à réaliser, le marasme surgit dès que l'on aborde le coté logiciel. Nombreux sont les protocoles de communication utilisés et il n'est pas toujours aisé de choisir le bon. Mais cela est un autre problème qui dépasse largement le cadre de cette revue.

Les contrôleurs de liaisons séries sont très nombreux et imposent quasiment tous d'utiliser un microprocesseur pour pouvoir les gérer.

L'AY3-1015, dont les caractéristiques vont être données dans ces quelques pages, échappe à cette contrainte et permet ainsi de mettre en oeuvre un système de transmission série sur des montages qui ne comportent pas "d'artillerie lourde".

## Description

L'émetteur/récepteur asynchrone universel (UART) est un sous-système LSI qui accepte des caractères binaires d'un terminal ou d'un ordinateur.

Il est capable d'émettre et de recevoir ces caractères en gérant les bits de contrôle et de détection d'erreurs.

Tous les caractères comportent un bit de démarrage (Start bit), de 5 à 8 bits de données, 1 (1,5 ou 2) bit de fin (Stop bit) et éventuellement un bit de parité paire ou impaire.

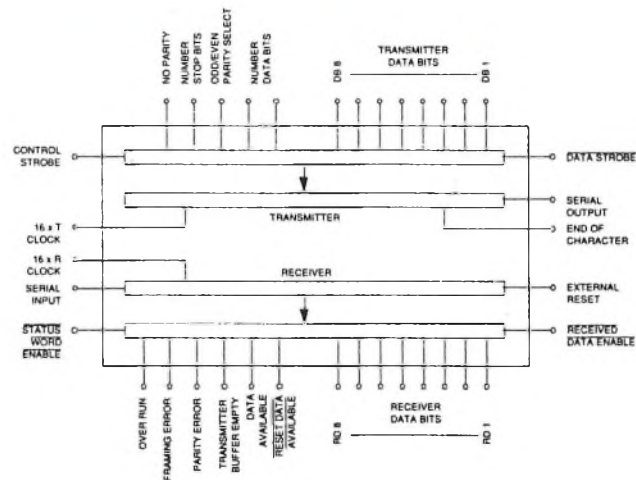
Pour que cet UART soit universel, le débit, la longueur de la donnée, le type de parité et le nombre de bits d'arrêt sont sélectables à l'extérieur du circuit.

Le circuit est construit sur une puce unique monolithique.

Toutes les entrées / sorties sont compatibles avec les logiques TTL/DTL/CMOS sans avoir besoin de composants d'interface.

Toutes les sorties mémorisées sont équipées d'une logique trois états.

## Bloc diagramme



## Caractéristiques

- Compatible DTL et TTL - Aucun circuit d'interface nécessaire - Pilote une charge TTL.

- Double bufferisation - Supprime les besoins en systèmes de synchronisation, facilite les fonctionnements à hautes vitesses.

- Fonctionnement en mode Full Duplex - peut supporter des débits

multiples (émission - réception) simultanément.

- Vérification du bit de départ - Diminue le taux d'erreur grâce à un échantillonnage centré.

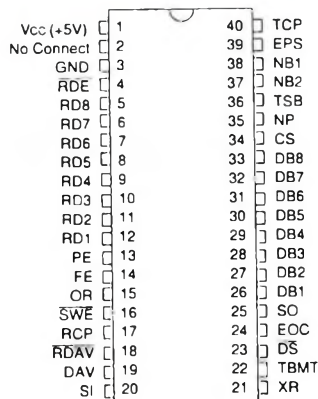
- le récepteur centre l'échantillonnage de l'entrée série; 46% d'immunité à la distorsion.

- Fonctionnement à vitesse élevée.



- Sortie trois états - possibilité de structures de type bus.
- Faible consommation - puissance requise minimum.
- Entrées protégées - élimine les problèmes liés au transport.
- Tension d'alimentation unique: +4,75 à +5,25 V.
- Mode 1,5 bit d'arrêt.
- Reset externe de tous les registres à l'exception des bits de contrôle.
- De 0 à 25K bauds.
- Résistances de tirage au + sur toutes les entrées.

## Brochage



## Détail des broches

- 1 : Vcc - Tension d'alimentation positive +5V.
- 2 : NC - Non connecté
- 3 : Ground - Masse
- 4 : RDE - Received Data Enable: Un état logique "0" sur cette entrée place la donnée reçue sur les lignes de sortie (RD1 à RD8).
- 5-12 : RD8..RD1 - Received Data Bits: Ce sont les huit lignes de sorties. Les caractères reçus sont justifiés à droite: le LSB apparait toujours sur RD1. Ces lignes ont des sorties trois-états; c'est à dire qu'elles ont des caractéristiques normales de sortie TTL quand RDE est à l'état "0" et un état de haute impédance quand RDE est

à l'état "1". Cette caractéristique permet l'utilisation de l'UART sur une structure de Bus.

13 : PE - Parity Error: Cette ligne passe à l'état "1" si la parité du caractère reçu ne correspond pas à celle sélectionnée (tri-state quand SWE est à l'état "1").

14 : FE - Framing Error. Cette ligne passe à l'état "1" si le caractère reçu n'a pas un stop bit correct (tri-state quand SWE est à l'état "1").

15 : OR - Over-Run: Cette ligne passe à l'état "1" si le caractère reçu précédemment n'a pas été lu (Ligne DAV non remise à zéro) avant le transfert de la donnée courante dans le registre de réception (tri-state quand SWE est à l'état "1").

16 : SWE - Status Word Enable : Un état "0" sur cette ligne place les bits du mot d'état (PE, FE, OR, DAV, TBMT) sur les lignes de sortie. Un état logique "1" place ces mêmes sorties en état de haute impédance.

17 : RCP - Receive Clock: Cette entrée demande une horloge dont la fréquence est 16 fois le débit de réception désiré.

18 : RDAV - Reset Data Available: Un état logique "0" sur cette ligne libère la ligne DAV. Seul le flag DAV est touché.

19 : DAV - Data Available: Cette ligne passe un état logique "1" quand un caractère complet a été reçu et placé dans le registre de réception (tri-state quand SWE est à l'état "1").

20 : SI - Serial Input: Cette ligne reçoit le flot sériel d'entrée. Une transition d'un état MARK (état logique 1) à un état SPACE (état logique 0) est nécessaire pour lancer la réception de données.

21 : XR - External Reset: Efface tous les registres, place SO, EOC, et TBMT à l'état 1, DAV et les flags d'erreur à l'état "0". Efface le buffer d'entrée de donnée. Doit être maintenu à l'état "0" s'il n'est pas utilisé.

22 : TBMT - Transmitter Buffer Empty: Le flag de buffer de transmission vide passe à l'état logique "1" quand le registre d'émission peut être chargé avec un autre caractère (tri-state quand SWE est à l'état "1").

23 : DS - Data Strobe: Une impulsion sur cette ligne placera la donnée dans le registre d'émission. La transmission est lancée sur le front montant de DS. La donnée doit être stable pendant toute la durée de l'impulsion.

24 : EOC - End of caractère: Cette ligne passe à l'état logique "1" chaque fois qu'un caractère complet a été transmis. Il reste dans cet état jusqu'au départ de la transmission du caractère suivant.

25 : SO - Serial Output: Cette ligne permettra la transmission sérielle du caractère complet. Elle restera à l'état "1" quand aucune donnée n'est à transmettre.

21-33 : DB1..DB8 - Entrée de Données: Ce sont les huit lignes d'entrée de données disponibles.

34 : CS - Control Strobe: Un état logique "1" sur cette patte placera les bits de contrôle (EPS, NB1, NB2, TSB, NP) dans le registre de contrôle. Cette ligne peut être commandée ou câblée en permanence à un état logique "1".

35 : NP - No Parity: Un état logique "1" sur cette patte supprimera la transmission et la réception du bit de parité sur le caractère envoyé (pas d'indication PE). Le ou les bits d'arrêt suivront immédiatement le dernier bit de donnée. Si elle n'est pas utilisée, cette patte doit être reliée à un état bas.

36 : TSB - Number of Stop Bits: Cette patte sélectionnera le nombre de stop bits (1 ou 2) qui viendront immédiatement après le bit de parité. Un état "0" insérera 1 bit d'arrêt et un état "1" en insérera 2. La combinaison 2 stop bits et 5 bits de données produira 1,5 stop bits.

37-38 : NB2, NB1 - Nombre de bits par caractères: Ces deux broches permettent de définir la longueur de la donnée échangée:

NB2	NB1	Bits/caractères
0	0	5
0	1	6
1	0	7
1	1	8

39 : EPS - Od/Even Parity Select: L'état logique de cette patte sélectionne le type de parité qui viendra aussitôt après le dernier bit de donnée. Il détermine également le type de parité qui doit être analysé par le récepteur. Un état logique "0" générera une parité impaire et un état logique "1" une parité paire.

40 : TCP - Transmitter Clock: Cette entrée demande une horloge dont la fréquence est 16 fois le débit d'émission désiré.





# Caractéristiques électriques

## Conditions limites \*

Vcc (par rapport à la masse) . . . . . -0,3 à +16V  
 Température de stockage . . . . . -65 à +150°C  
 Température de soudage (10s) . . . . . +330°C

\* Dépasser ces valeurs peut provoquer des dommages permanents au circuit.

Ce sont des valeurs limites et le parfait fonctionnement du circuit à ces conditions n'est pas garanti. La plage de fonctionnement est donnée par les conditions standard. S'approcher des conditions limites pendant un temps prolongé peut réduire la durée de vie du produit.

## Conditions Standard

Vcc . . . . . +4,75 à 5,25V  
 Température de fonctionnement . . . . . 0 à +70°C

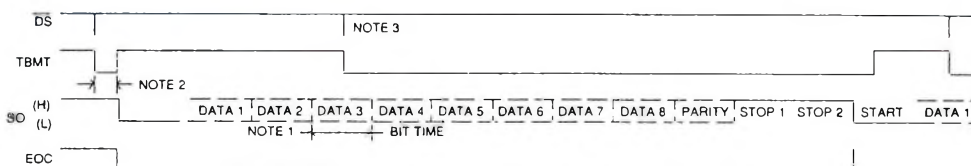
## Caractéristiques statiques

Caractéristiques	Min	Typ	Max	Unités	Remarques
Niveaux d'entrée logique					
Etat "0"	0	-	0,8	Volts	
Etat "1"	2,0	-	Vcc + 0,3	Volts	Résistance interne de Pull Up à Vcc
Capacité d'entrée					
Toutes les entrées	-	-	20	pF	0 volts de polarisation, f = 1MHz
Impédance de sortie					
Etat tri-state	1,0	-	-	MOhm	
Niveaux de sorties					
Etat "0"	-	-	0,8	Volts	Iol = 1,6 mA (Consommé)
Etat "1"	2,4	-	-	Volts	Iol = 40 uA (fourni)
Capacité de sortie					
	-	10	15	pF	
Consommation					
Icc à Vcc = 5V	-	10	15	mA	

## Caractéristiques dynamiques

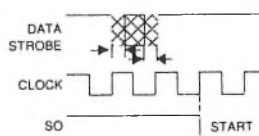
Caractéristiques	Min	Typ	Max	Unités	Remarques
Fréquence d'horloge	DC	-	400	kHz	Vcc = 4,75V
Baud	0	-	25	kbaud	Vcc = 4,74V
Largeur d'impulsions					Les conditions de mesures des caractéristiques dynamiques sont données pour:
Hologe	1,0	-	-	us	- Vih = 2,4V
CS	200	-	-	ns	- Vil = 0,8V
DS	200	-	-	ns	- Voh = 2,0V
XR	500	-	-	ns	- Vol = 0,8V
SWE	500	-	-	ns	
RDAV	500	-	-	ns	
RDE	500	-	-	ns	
Etablissement et maintien					
Entrée bit de donnée	20	-	-	ns	
Entrée bit de contrôle	20	-	-	ns	
Temps de propagation en sortie					
TPD0	-	-	500	ns	
TPD1	-	-	500	ns	

## Timing de transmission



L'émetteur est supposé initialement au repos. La transmission est donnée pour 8 bits, parité et 2 stop bits.

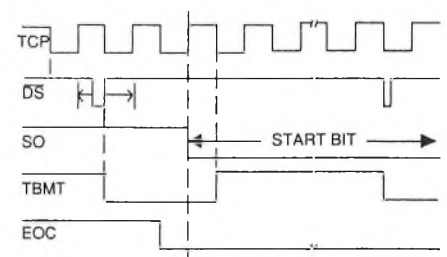
- Note 1: La durée d'un bit est 16 fois un cycle d'horloge.
- Note 2: si l'émetteur est au repos, l'impulsion de départ apparaîtra sur la ligne de 1 à 2 coups d'horloge après l'impulsion DS.
- Note 3: Comme l'émetteur a une double bufferisation, un autre ordre d'envoi de donnée peut se produire lors de l'envoi du caractère courant après que TBMT soit repassé à l'état "1".



Détail note 2:

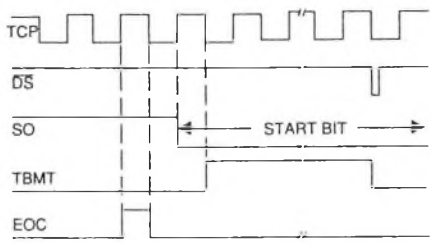
## Start bit: émetteur au repos

Buffer de transmission chargé avec EOC à l'état haut

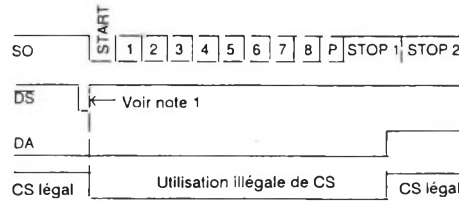


### Start bit: émetteur en transmission

Buffer de transmission chargé avec EOC à l'état bas



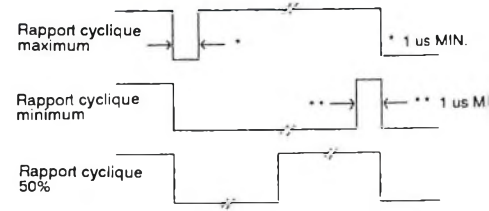
### Points de fonctionnement légaux



Note 1: DS et CS peuvent apparaître simultanément quand l'émetteur est au repos

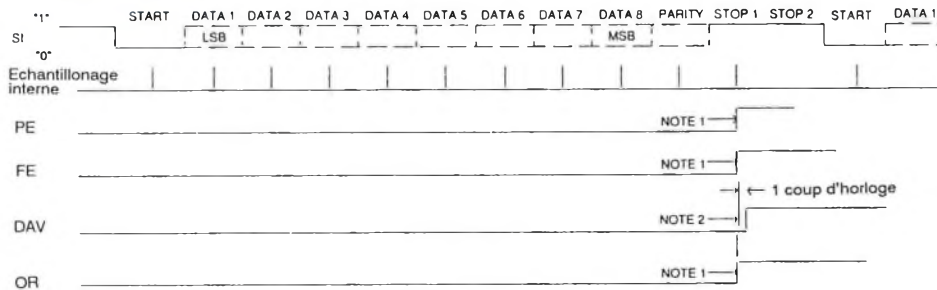
Note 2: Si CS est relié au +, alors les bits de contrôle doivent être stables pendant la durée du CS illégal.

### Signaux d'horloge valides



Tous les signaux d'horloge s'intégrant entre ces deux critères minimum et maximum sont acceptables

### Timing récepteur



Note 1: C'est le point où la condition d'erreur apparaît en cas d'erreur détectée.

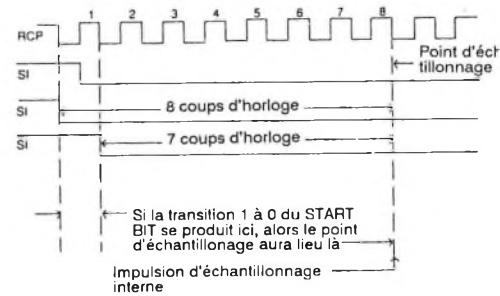
Note 2: DAV est positionné seulement quand la donnée reçue, PE, FE et OR ont été transférés dans le registre de réception.

Note 3: Toutes les données restent valides jusqu'à ce que DAV repasse à l'état "1" pour la donnée suivante.

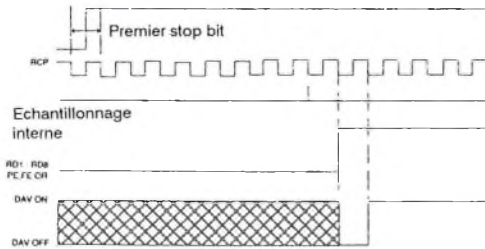
Note 4: L'exemple est donné pour 8 bits, parité et deux stop bits. En l'absence de parité, les stop bits suivent la donnée.

Note 5: Pour tous les types de codes, la donnée est justifiée à droite; ainsi le LSB apparaît toujours sur RD1.

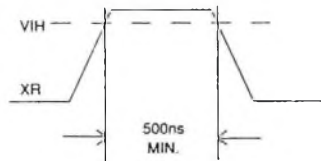
### Echantillonnage centré



### Recepteur pendant le premier stop bit

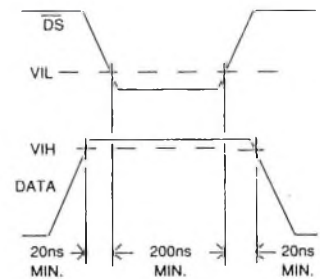


### Impulsion XR

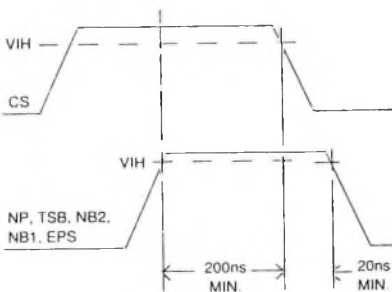


Si non utilisé, XR doit être relié à la masse  
XR réinitialise tous les registres sauf le registre de contrôle. Ainsi, TMBT et EOC sont placés à l'état "1". Toutes les autres sorties sont placées à l'état "0"

### Impulsion DS

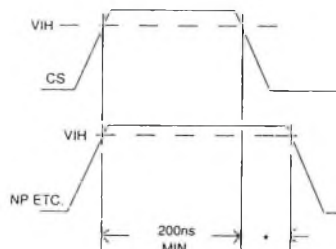


### CS (1)



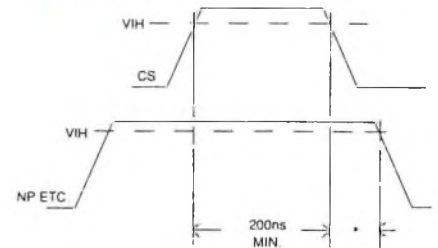
Les bits de contrôle doivent être stables pendant les 200 dernières ns de CS

### CS(2)



Les bits de contrôle et CS doivent durer 200 ns minimum

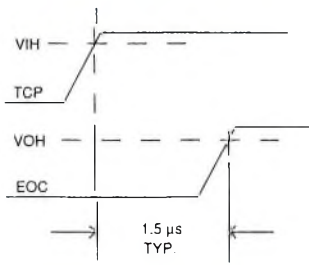
### CS(3)



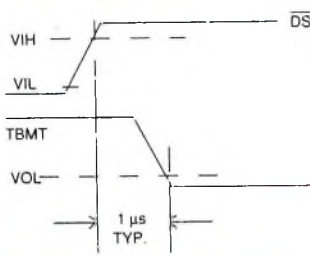
La position du front avant des bits de contrôle est sans importance du moment que la largeur d'impulsion et le front arrière sont respectés.



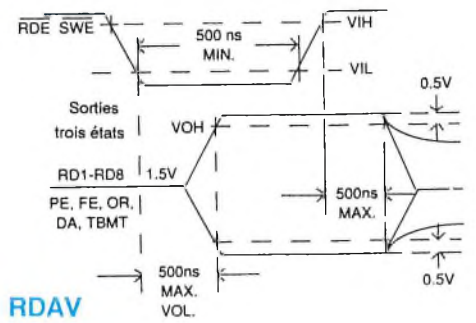
### Front montant de EOC



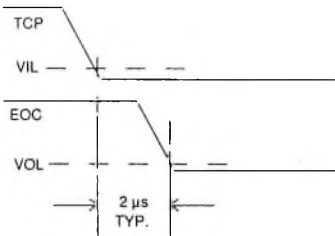
### Front descendant de TBMT



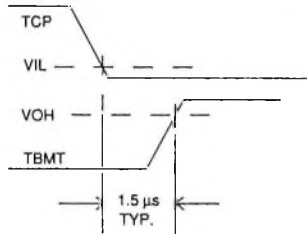
### RDE, SWE



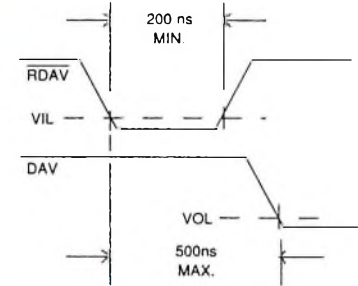
### Front descendant de EOC



### Front montant de TBMT

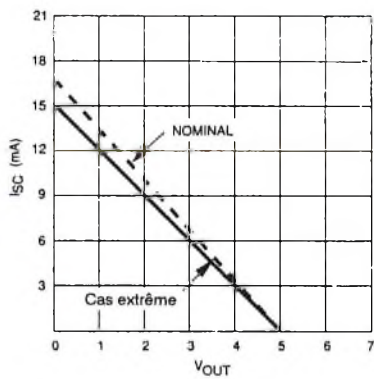


### RDAV

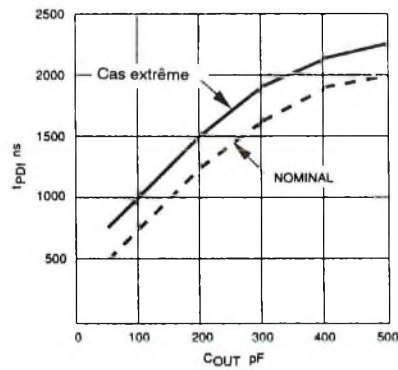


### Courant de court circuit en sortie

(Une seule sortie peut être court circuitée à la fois)

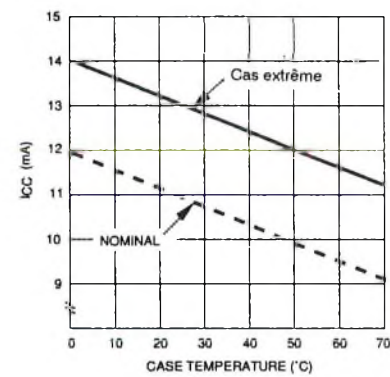


### RD1-RD8, PE, FE, OR, TBMT, DAV

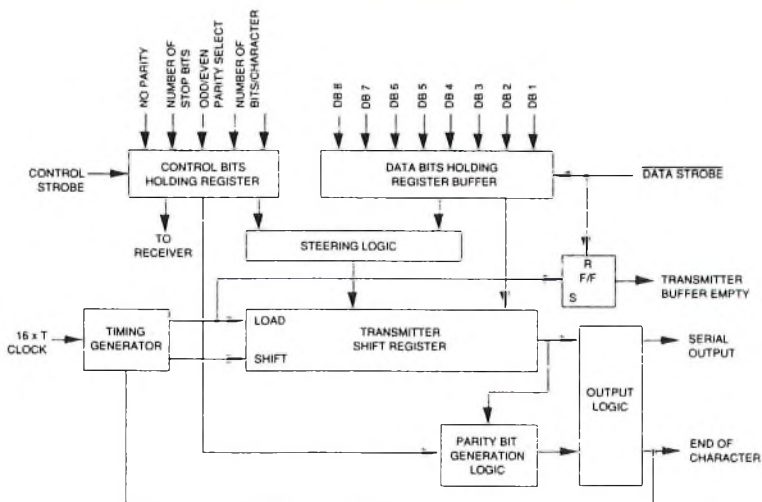


### Consommation

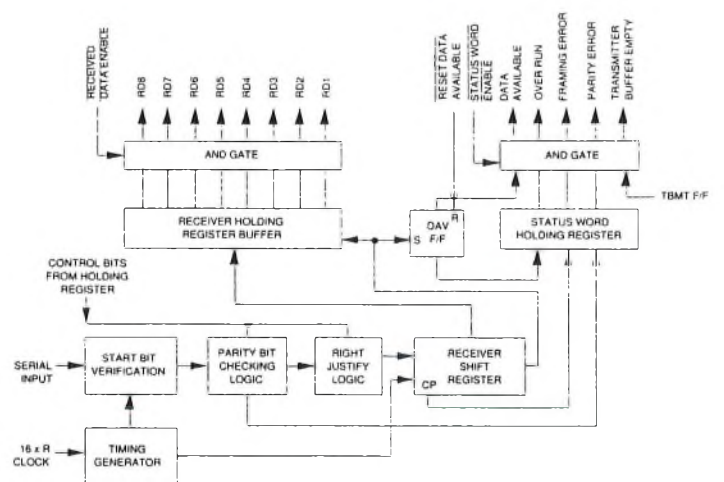
Tension d'alimentation +5V



### Bloc diagramme de l'émetteur

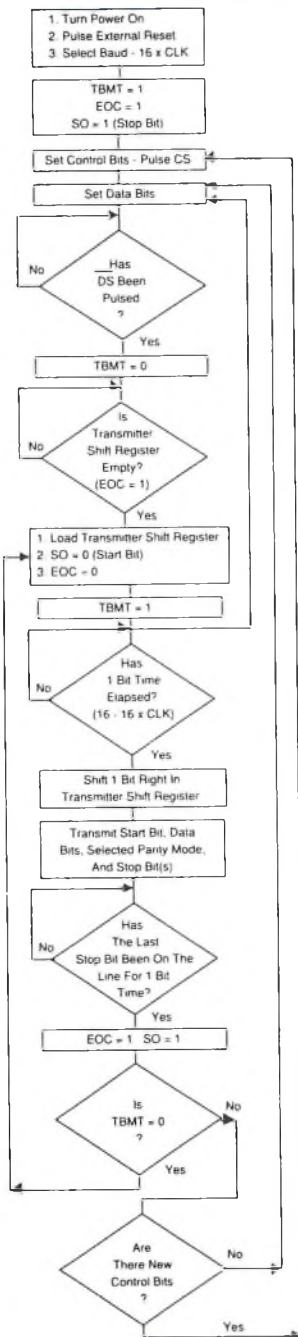


### Bloc diagramme du récepteur





## Opération de transmission



## Transmission

L'alimentation est appliquée, le reset externe est validé et l'horloge externe est envoyée avec une fréquence égale à seize fois le débit désiré. Les conditions précédentes placeront TBMT, EOC et SO à l'état logique "1" (ligne en condition MARK).

Après que l'initialisation soit terminée, l'utilisateur peut placer les bits de contrôle et les bits de donnée. La sélection des bits de contrôle devra s'effectuer avant la sélection des bits de donnée. Cependant, DS et CS pourront être appliqués simultanément si les spécifications de largeur minimum d'impulsion sont respectées. Une fois que DS a été activé, le signal TBMT passera de l'état "1" à l'état "0" indiquant que le registre de transmission est rempli avec la donnée courante et n'est

plus capable de recevoir une nouvelle donnée. Dès que le registre de décalage de transmission est vide (donnée précédente envoyée), la donnée du registre de décalage pour l'envoi. Les lignes SO et EOC passent à l'état "0" (SO pour le Start bit et EOC pour indiquer qu'une transmission est en cours) et la ligne TBMT retourne à l'état "1" signalant ainsi que le registre de transmission est prêt à recevoir une nouvelle donnée. En cas de chargement immédiat d'une nouvelle donnée dans le registre de transmission, il faut bien avoir à l'esprit que la libération de ce registre n'aura lieu qu'à la fin de la transmission du caractère courant. L'oubli de ce détail risque de se traduire par des pertes de données.

La transmission de la donnée est réalisée par l'envoi d'un bit de départ (start bit), des bits de donnée (longueur fonction du format choisi), d'un bit de parité (si validé) et du (des) bit d'arrêt (stop bit). Quand le dernier bit d'arrêt à été envoyé, EOC passe à l'état logique "1" pour indiquer qu'un nouveau caractère peut être transmis. Ce nouveau caractère ne sera envoyé qu'à la condition que TBMT soit à l'état logique "0" comme expliqué précédemment.

## Réception

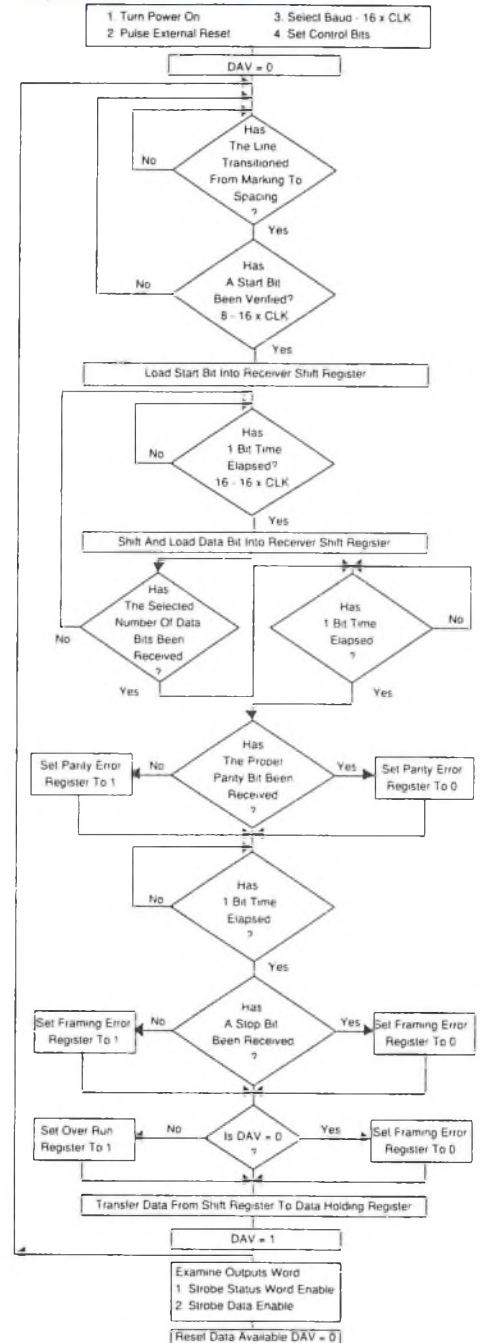
L'alimentation est appliquée, le reset externe est validé et l'horloge externe est envoyée avec une fréquence égale à seize fois le débit désiré. Les conditions précédentes placeront DAV à l'état logique "0".

Une fois que l'initialisation est terminée, l'utilisateur doit avoir à l'esprit que les bits de contrôle sont utilisés simultanément par l'émetteur et le récepteur. Cette restriction interdit l'utilisation de formats de transmission différents sur les deux voies.

La réception d'une donnée commence quand le signal d'entrée sériel passe de la condition MARK (état logique "1") à l'état SPACE (état logique "0") ce qui représente le début du start bit. Ce start bit est valide si, après cette condition de reconnaissance, la ligne SI continue de rester à l'état logique "0" au moment de l'échantillonnage, sept à huit coups d'horloge plus tard. Si cette ligne est repassée à l'état logique "1" au moment de l'échantillonnage, le processus de vérification du start bit est annulé. C'est le front descendant du signal d'horloge de réception qui va définir le point d'échantillonnage. Après reconnaissance de ce start bit, la réception des bits de donnée, du bit de parité et du bit d'arrêt s'effectue de la manière classique.

Lors de la réception des bits de parité et d'arrêt, le récepteur les compare avec le

## Opération de réception



format défini par les bits de contrôle et signale l'erreur en activant les bits d'état correspondants. Si la parité est dévalidée, la ligne PE restera à l'état logique "0".

Quand un caractère complet a été reçu, la logique interne vérifie que la ligne DAV est bien à l'état "0" (donnée précédente reçue lue). Si ce n'est pas le cas, le flag OR passera à l'état "1" pour signaler la perte de donnée. La nouvelle donnée est ensuite placée dans le registre de réception et la ligne DAV est placée à l'état "1" pour signaler la présence de cette donnée. Une fois ce transfert effectué, le registre de décalage de réception est prêt à recevoir une nouvelle donnée sérielle ce qui laisse au montage un temps égal à la réception complète d'un nouveau caractère pour effectuer la lecture du dernier caractère reçu.



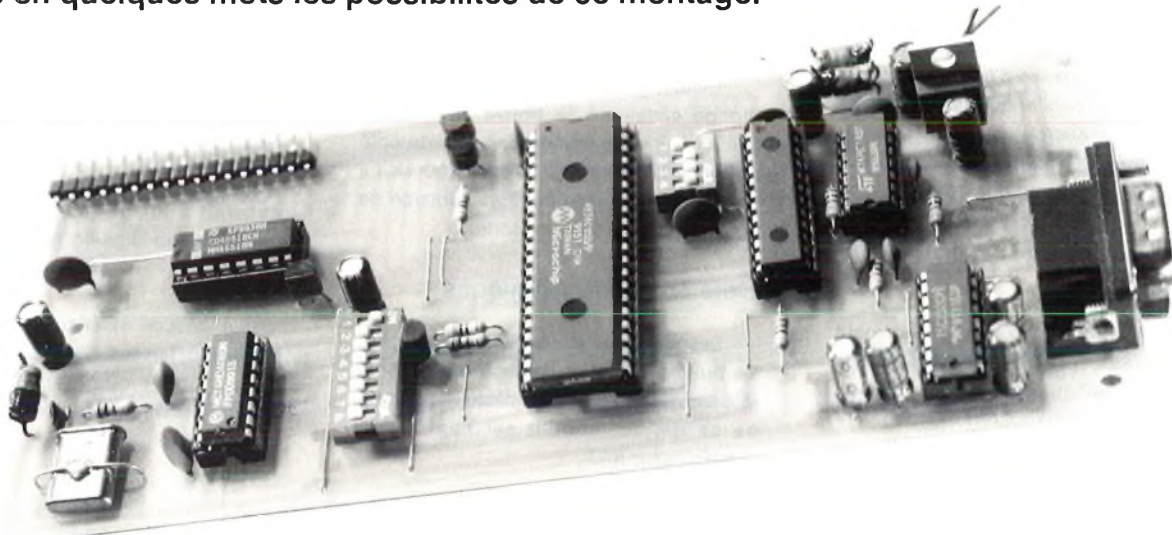
# Une unité d'acquisition de données

Qui, un jour, ne s'est pas trouvé confronté au fastidieux problème de la mesure d'expérimentation?

A la rédaction d'HOBBYTRONIC, nous le sommes fréquemment lors de la mise au point des prototypes que nous vous proposons dans cette revue.

Si c'est notre cas, c'est certainement le cas d'autres personnes. Aussi avons nous décidé de développer cette unité d'acquisition et dans la foulée d'en faire profiter nos fidèles lecteurs.

Pourquoi cet élargissement? Tout simplement que les mesures réalisées ne s'arrêtent pas forcément aux déterminations de caractéristiques de cartes électroniques. Grâce à cette unité, il devient très simple, par exemple, de réaliser une station météorologique intelligente, un système de surveillance ou d'autres applications du même type. Il n'y a pas de limites aux idées. Analyse sur huit voies, jusqu'à 1920 mesures par secondes, liaison série, voici résumé en quelques mots les possibilités de ce montage.



## Présentation

Qui dit acquisition de données dit ordinateur et également convertisseur analogique / numérique.

La puissance de traitement du premier, ses capacités de stockage et ses possibilités de mémorisation définiront les possibilités réelles du système.

Le second maillon de la chaîne définira la précision du système de mesure.

Reste à les relier ensemble. De nombreuses possibilités s'offrent au concepteur. La première qui vient à l'esprit consiste à se brancher directement sur le

bus de la machine. C'est de très loin la meilleure solution. Mais voilà, si nous présentons une carte pour les possesseurs de "compatibles", nous allons voir tout de suite les "ataristes" ou autres propriétaires d'Amiga ou de macintosh monter aux créneaux et crier: "Pourquoi pas nous?". La réciproque est toute aussi vraie! Sans compter ceux qui ont d'autres types de machines et qui sont encore plus délaissés!

Nécessité est donc de trouver un élément qui soit commun à tous ces appareils et qui soit facile à utiliser (afin que chacun puisse en profiter). Il y a tout d'abord la prise secteur. Mais après l'avoir regardé sous toutes ses coutures, force a été de reconnaître qu'elle ne serait pas d'une grande utilité pour cette application.

Vient ensuite la prise imprimante. Malheureusement, dans de nombreux cas, elle reste unidirectionnelle ce qui n'est pas vraiment pratique quand il faut faire transiter des informations dans les deux sens. Reste la prise série. C'est donc cette dernière qui servira de cordon ombilical pour le transit des informations.

Ce coté étant défini, passons sur l'autre face du convertisseur pour voir ce qui s'y trouve sur son entrée.

Afin de couvrir la plus grande majorité des cas de mesures, c'est en fait huit entrées qui sont disponibles pour l'utilisateur permettant ainsi la mesure simultanée de huit grandeurs.





La conversion de la mesure s'opère sur 8 bits ce qui nous offre une mesure sur 256 niveaux.

Cette carte a été étudiée pour pouvoir faire de la mesure événementielle. L'ordre de réaliser une mesure est entièrement laissé à l'ordinateur. Elle est donc idéale pour analyser des phénomènes dont des variations sont très lentes.

### Mise en garde

Si ce montage peut vous paraître séduisant sur de nombreux points, il n'en demeure pas moins soumis à certaines limitations.

La première est inhérente à tout système de conversion. Le convertisseur utilisé est un AD7569 qui est des plus séduisants puisqu'il intègre tout ce qui est nécessaire pour ce type de traitement, en particulier la tension de référence. Pour pouvoir profiter pleinement de possibilités de conversions, il importe que la grandeur mesurée soit rapprochée le plus possible de la plage de traitement du convertisseur.

La seconde, et de loin la plus critique, reste liée à la fréquence d'échantillonnage. Il ne faut jamais oublier que pour éviter les phénomènes d'aberrations (donc d'erreur de mesure), la fréquence du signal à mesurer doit être au moins deux fois plus faible que la fréquence de la mesure. Plus grand sera l'écart, meilleure sera la qualité de la mesure.

Si ces deux points particuliers sont bien respectés, ce montage est prêt à vous rendre les meilleurs services que vous pouvez en attendre. Passons maintenant à son étude détaillée.

## Synoptique

### Coté ordinateur

Suite à la présentation qui vient d'être faite de cette carte, le synoptique coule de source.

La partie série est des plus classiques. L'interface RS232 va convertir les signaux de l'ordinateur en signaux compatibles avec l'électronique de la carte.

L'oscillateur et le générateur de bauds vont définir la vitesse de transmission des informations. Afin d'être compatible avec la majorité des standards, la vitesse pourra être choisie entre 300 et 19200 bauds. Le choix de cette vitesse influera directement sur le choix de la fréquence maximale mesurable par la carte.

La sélection du format permettra de jouer sur le choix de la parité et le nombre de stop bits. Attention le contrôle de la parité n'est pas géré sur cette carte. Ces deux paramètres sont là uniquement pour des problèmes de compatibilités avec les standards de transmission.

L'UART joue le rôle d'interface entre le monde sériel qui se trouve du côté de l'ordinateur et le monde parallèle du côté du système de mesure. C'est autour de lui que devra se construire le mécanisme de fonctionnement de cette carte.

### Coté entrées analogiques

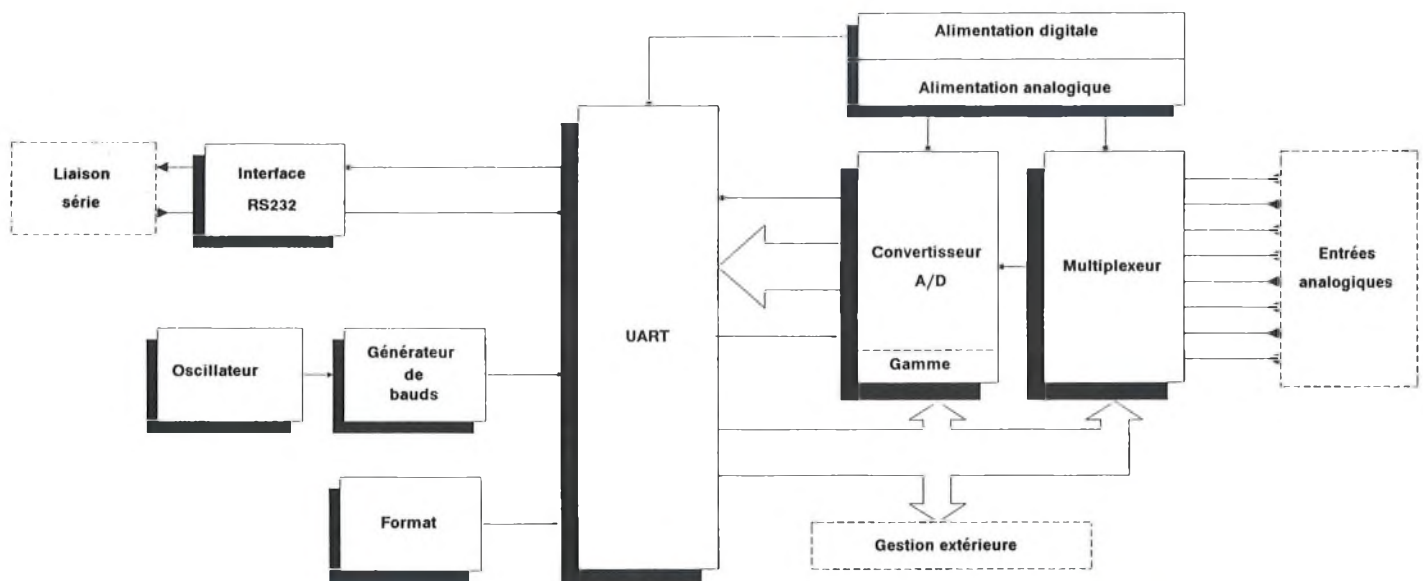
Les huit voies analogiques arrivent sur les huit entrées d'un multiplexeur dont le rôle sera de choisir la voie désirée. La sortie de ce dernier aboutit sur l'entrée du convertisseur A/D.

### Le noyau

C'est naturellement le convertisseur A/D par lui-même. Rien de particulier à signaler si ce n'est le fait que le convertisseur retenu présente la particularité d'offrir quatre gammes de travail. Il peut en effet traiter des mesures en mode unipolaire ou en mode bipolaire et exploiter une tension de référence de 1,25V ou de 2,5V.

Pour que les mesures réalisées soient les plus fidèles possibles à la réalité, il est indispensable de disposer de deux types d'alimentations. La première est l'alimentation digitale qui comme son nom l'indique se chargera de nourrir la majeure partie de l'électronique de cette carte. En raison de la présence d'oscillateurs et d'horloges sur celle-ci, l'alimentation digitale est extrêmement polluée ce qui n'est pas un handicap particulier pour les circuits logiques si ceux-ci sont correctement découplés. Par contre, tous ces parasites sont horriblement néfastes pour la partie analogique. A titre d'information, en cas d'absence d'alimentation analogique, l'erreur de mesure varie entre 5 et 10% uniquement à cause du bruit parasite sur l'alimentation digitale. La présence de cette alimentation analogique permet de ramener l'erreur globale à moins d'un bit c'est à dire à peine 0,4% du signal mesuré. En réalité, nous n'avons pas été en mesure de pouvoir estimer l'influence de ce bruit de l'alimentation digitale tant son effet était faible.

La gestion extérieure est en fait une extension laissée libre pour l'utilisateur pour pouvoir commander des cartes externes comme des cartes multicalibres par exemple.





## Le principe

Le synoptique est très peu explicite sur le mécanisme de fonctionnement de cette carte.

L'opération numéro un est de sélectionner la voie à mesurer, la gamme de mesure ainsi que la commande extérieure. Tout cela est contenu dans la donnée envoyée par l'ordinateur. Quand celle-ci est intégralement reçue par l'UART, ce dernier va lancer l'ordre de conversion sur le convertisseur A/D.

L'entrée sélectionnée sur le multiplexeur va donc être quantifiée. A la fin de cette opération, le convertisseur place la nouvelle donnée obtenue sur l'entrée de l'UART et lance l'ordre de transmission. Cette prise en compte de l'ordre d'envoi par l'UART va réinitialiser le montage pour que celui-ci soit prêt à exécuter une nouvelle commande.

Comme vous pouvez le constater, ce principe est extrêmement souple puisque

la carte joue uniquement un rôle passif. Tout se trouve reporté au niveau de l'ordinateur et surtout du programme pour pouvoir extraire les résultats désirés de la mesure effectuée.

## Le schéma de principe

Si le synoptique restait relativement simple sur la structure de la carte, le schéma de détail voit, lui, apparaître des éléments supplémentaires qui sont indispensables pour pouvoir faire fonctionner l'ensemble de l'électronique.

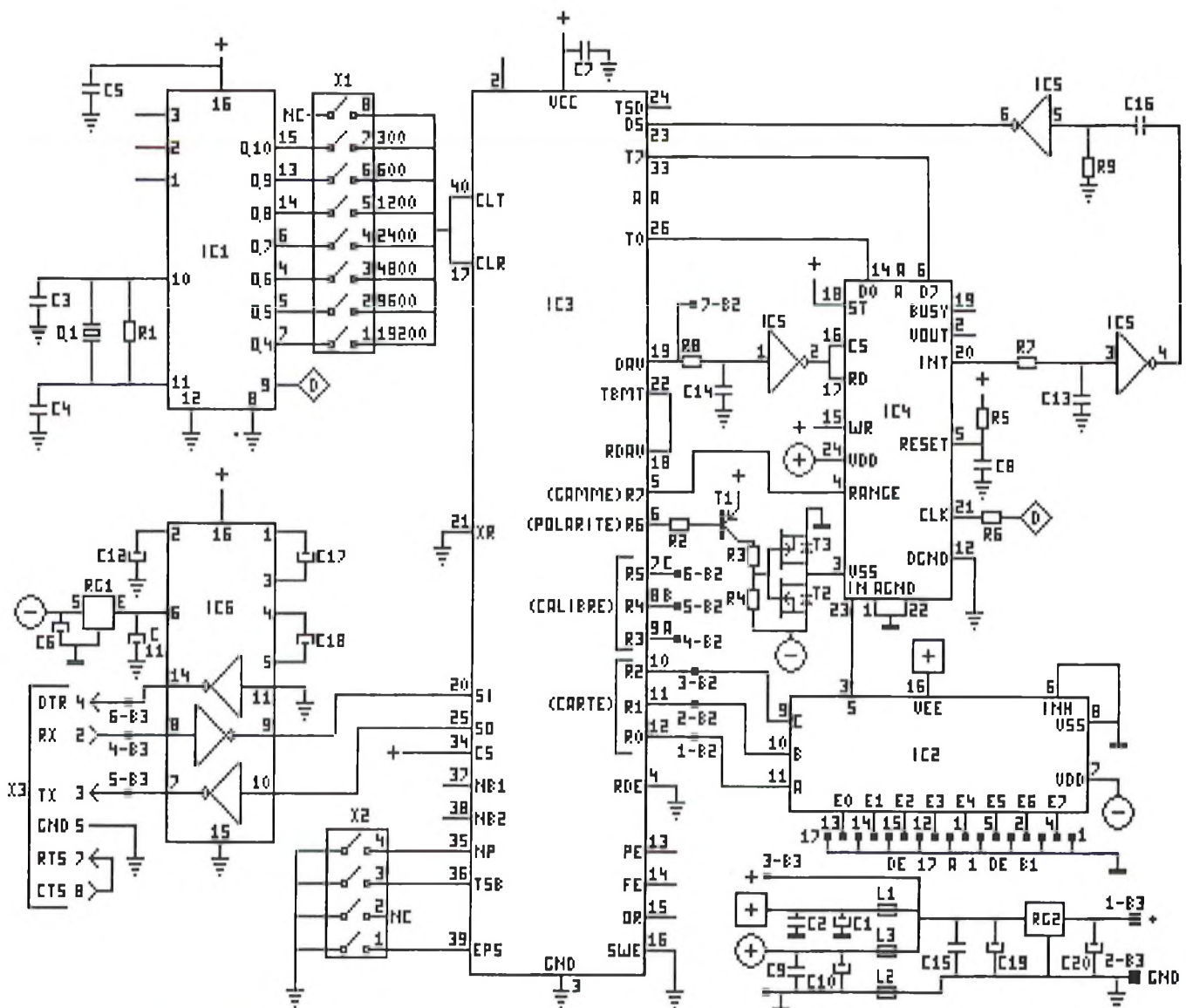
### L'oscillateur et le générateur de bauds

Commençons par le plus simple.

L'oscillateur est constitué par un étage à quartz. La fréquence de ce quartz n'est pas choisie au hasard. L'UART employé supporte un débit maximum de 25kbauds.

Pour pouvoir être compatible avec les débits normalisés, c'est donc une vitesse de 19200 bauds qui sera retenue pour la vitesse maximum. Comme la majorité des UARTs, la fréquence d'horloge d'entrée doit être seize fois supérieure au débit désiré (à cause de l'échantillonnage centré). Cela nous conduit donc à disposer d'une fréquence de  $19200 \times 16$  c'est à dire 307,2 kHz en entrée de l'UART. Une telle valeur de quartz est très difficile à trouver. Il faut donc trouver un quartz dont la fréquence soit un multiple de celle désirée. De plus, pour le fonctionnement du convertisseur A/D nous avons besoin de disposer d'une horloge qui soit aux alentours de 5MHz. En choisissant un rapport de seize,  $16 \times 307,2$  nous amène à une fréquence de 4,9152 MHz.

L'étage oscillateur devra donc comporter une sortie directe (pour attaquer le convertisseur A/D), un diviseur par 16 pour générer la première fréquence désirée et une suite de six diviseurs par deux pour pouvoir délivrer toutes les autres fréquences nécessaires pour pouvoir



descendre jusqu'à 300 bauds. Toutes ces fonctions sont réalisées grâce à IC1. Au niveau de l'étage à quartz, signalons la présence des condensateurs C3 et C4 ainsi que la résistance R1 qui sont là pour faciliter le fonctionnement de l'oscillateur (fonctionnement sur la fondamentale). C'est souvent le défaut des oscillateurs parallèle d'accrocher sur les harmoniques.

Les débits sélectionnables sont donc 19200 (1), 9600 (2), 4800 (3), 2400 (4), 1200 (5), 600 (6) et 300 (7) bauds. La sélection s'opère grâce à des "dip switch" (X1) qui sont câblés directement sur les sorties des étages diviseurs. Cette disposition impose donc la plus grande prudence lors du choix de la vitesse. Un seul commutateur doit être sur la position "ON". Si plusieurs s'y retrouvaient, vous court-circuiteriez les sorties sélectionnées au plus grand désarroi d'IC1. Donc prudence dans la sélection de vitesse.

La fréquence sélectionnée est appliquée simultanément sur les entrées horloge d'émission et horloge de réception. Cela signifie que les vitesses d'échange sont similaires sur les deux voies de la liaison série.

## Le format

Le choix du format de transmission s'opère là aussi grâce à des "dip switch" (X2).

Tout d'abord signalons que la longueur du mot à transmettre a volontairement été figée à huit bits. En effet, il s'agit de la longueur de la commande et également de la réponse. La rendre ajustable aurait tenu de la plus pure hérésie.

Le choix du nombre de bits d'arrêt s'effectue grâce au dip 3. "ON" produit un stop bit et "OFF" en produit 2.

La validation de la parité s'opère grâce au dip 4 en le plaçant "ON".

Le type de parité est donnée par le dip 1. La position "OFF" donnera une parité paire alors que "ON" donnera une parité impaire.

## L'interface RS232

Cet étage est réalisé grâce à IC6 qui va avoir bien des rôles à remplir.

L'utilisation d'une interface de type RS232 impose de disposer de tensions d'alimentation de +5V, de +12V et de -12V pour l'alimenter. C'est l'éternelle plaie des montages logiques qui, eux, se contentent allègrement d'une tension d'alimentation unique de +5V.

Force est donc de se rabattre sur un composant qui comporte son propre étage générateur d'alimentation. Grâce à deux modules à découpage intégrés conditionnés par les condensateurs C11 et C12, ce circuit permet de disposer de l'alimentation positive et négative indispensable pour le bon fonctionnement de cette interface série.

Puisque nous avons à notre disposition une petite alimentation de -12V, autant en profiter dans la foulée pour recréer le -5V qui sera nécessaire pour l'étage d'alimentation analogique. C'est le rôle de RG1 que de remplir cette tâche. Comme la consommation sur cette alimentation négative analogique ne dépasse pas les 1mA, ce ne sera donc pas une surcharge de travail pour IC6 que de se prêter gentiment à cette opération. Le condensateur C6 permet d'affiner la régulation. Certains d'entre-vous aurons remarqué que la tension de -12V est obtenue par rapport à la masse digitale. La tension de -5V est elle obtenue par rapport à la masse analogique. Toute la qualité de cet ensemble de mesure repose uniquement sur cette différenciation entre les deux types de masse.

Le fait que toutes les alimentations particulières soient recréées sur la carte même rend celle-ci quasiment autonome du point de vue fonctionnement.

L'interface série par elle-même appelle à quelques commentaires. Rien de spécial à dire pour les lignes Rx et Tx qui elles jouent leur rôle habituel.

Une remarque pour la ligne DTR. Celle-ci est câblée afin de signaler que le montage est opérationnel (c'est à dire tout simplement sous tension). Certains protocoles de communication vérifient cette caractéristique avant d'entamer une transmission. Pourquoi avoir choisi d'utiliser une porte pour régénérer cette fonction au lieu d'appliquer directement le +12V? Tout simplement pour rester compatible avec la norme RS232. En effet, une des principales caractéristiques de cette norme est de pouvoir supporter des court-circuits sur toutes les broches, chose qui n'est pas réalisable en ramenant directement l'alimentation sur le connecteur.

La ligne CTS est rebouclée sur RTS pour les mêmes raisons que celles données ci-dessus. Ces deux lignes sont utilisées dans le cas de transmission sur quatre fils, les lignes RTS et CTS servant à gérer le sens d'échange des informations.

La carte ignore superbement tous ces signaux car elle travaille uniquement en

esclave par rapport à l'ordinateur. Un ordre s'accompagnera toujours d'une réponse.

## L'UART

Rien de spécial à ajouter à son sujet. Il s'agit d'un AY3-1015 (IC3). Il a été choisi pour son côté "hard wired" qui est bien pratique dans le cas de cette application. En effet, il n'est pas besoin de microprocesseurs ou de microcontrôleurs pour pouvoir le piloter (et surtout pour l'initialiser).

A tous ceux que ce composant intéresse, une HOBBYTHEQUE spéciale lui est consacrée dans ce numéro.

En regardant de plus près le schéma, vous constaterez que les broches d'erreur ne sont pas utilisées. Cette carte ne dispose pas d'intelligence pour pouvoir prendre une décision en cas d'erreur de transmission (erreur de parité ou erreur de format). Sur de courtes distances, il est peu probable que de telles erreurs se produisent (il n'est pas prévu dans cette application de transmission série au travers d'un modem bien que rien ne s'y oppose). Pour la ligne OR (écrasement de donnée), nous avons supposé que la fréquence des mesures serait au pire égale à 1 kHz, ce qui pour l'analyse de phénomènes lents est plus que largement suffisant. Pour ceux qui auraient l'idée de faire tourner la série au maximum de ses possibilités (pas de temps d'attente entre deux commandes), pas de problème. La donnée est considérée comme présente au milieu de la réception du premier stop bit. Il reste encore un minimum de 25µs pour que se termine la transmission de la commande. Le temps global de conversion étant inférieur à 10µs (durée active du signal DAV), la réponse commence à partir avant même la fin de la réception complète de la commande. De plus, la double bufferisation sur les registres de transmission et de réception supprime complètement les derniers risques de télescopages entre les différents flots de données.

## L'étage d'entrée

Le multiplexeur d'entrée est constitué par IC2. Cet étage reste relativement simple car, une fois de plus, les signaux mesurés sont supposés être de variation lente. Pour ceux qui voudraient appliquer des signaux possédant des variations brutales (signaux carrés par exemple), il importe d'augmenter l'immunité de ces voies quand elle ne sont pas sélectionnées (le taux de réjection n'étant pas infini).

Ce multiplexeur est de type analogique avec une commande digitale pour la sélection de l'entrée désirée. Il importe





donc que l'alimentation de ce circuit soit de type analogique pour minimiser les phénomènes de bruits digitaux. C'est le départ de la chaîne critique.

## Le convertisseur A/D

Fin de la chaîne critique. Ce circuit est constitué par IC4. Ceux qui se sont intéressés au truqueur de voix "High Tech" devraient être en pays de connaissance puisqu'il s'agit d'un AD7569. Pourquoi un tel choix? Ce circuit est vraiment séduisant car il comporte en interne tous les éléments qui sont indispensables à une chaîne de conversion (suiveur/bloqueur, tension de référence compensée en température, temps de conversion rapide, etc...). Ceux qui connaissent ce produit regretteront certainement l'absence d'utilisation de la partie D/A, mais le choix s'est, avant tout, orienté vers une carte de structure simple.

La HOBBYTHEQUE de ce produit a été donnée dans le numéro 22 de décembre 1992.

L'alimentation est, comme on peut s'y attendre, de type analogique. Le point le plus critique se situe au niveau de l'alimentation Vss qui va définir le mode de travail du convertisseur (unipolaire ou bipolaire). Le mode unipolaire s'obtient en appliquant la masse analogique sur l'entrée Vss alors que le mode bipolaire s'obtient en y appliquant une tension de -5V. Nous avons déjà vu que celle-ci était fabriquée au niveau de l'étage interface RS232. Reste à trouver un commutateur qui veuille bien sélectionner l'une ou l'autre des tensions. Ce commutateur est réalisé grâce à deux transistors MOS à canaux complémentaires et qui sont T2 et T3. Les résistances R3 et R4 ainsi que le transistor T1 réalisent un translateur de niveau pour convertir la tension de commande qui est de type TTL. La résistance R2 sert à limiter le courant en sortie de l'UART.

## L'alimentation

Nous voici rendu sur le point qui va définir toutes les caractéristiques de ce montage.

La génération de l'alimentation digitale est des plus simples. Un régulateur RG2, un condensateur C20 d'entrée et les deux condensateurs C19 et C15 et le tour est joué.

Pour l'alimentation analogique, rien de bien sorcier non plus. Grâce à trois selfs (L1, L2 et L3) les deux masses (analogique et digitale) et les lignes de +5V sont isolées par rapport au bruit HF. Des condensateurs supplémentaires (C1, C2, C9 et C10) finissent d'affiner ce second type d'alimentation.

## Le principe de fonctionnement

Voici la dernière étape qui va mettre en oeuvre les composants qui n'ont pas été décrits jusqu'à maintenant.

Nous allons commencer par donner le rôle de chacun des bits de la commande qui doit être envoyée par l'ordinateur.

Le bit 7 va servir à définir la plage de mesure de la carte. Un état logique "0" sélectionnera une plage de mesure de 1,25V alors qu'un état "1" donnera une plage de mesure de 2,5V.

Le bit 6 va définir la polarité. Un état "0" sélectionnera un mode de travail bipolaire alors qu'un état "1" imposera un mode unipolaire.

Les bits 5-4-3 sont des bits à la disposition de l'utilisateur. Ils peuvent servir par exemple à commander une sélection de calibre sur une carte d'entrée.

Les bits 2-1-0 servent à sélectionner l'entrée désirée. Le codage est au format BCD.

La réponse qui est retournée est fonction du mode de travail (ou de la polarité choisie). En mode unipolaire, c'est une valeur comprise entre 0 et 255 qui donne le rapport (en 1/256ème de la tension de référence définie par la gamme) de la tension mesurée. Il n'y a pas de notion de débordement. Ainsi la valeur 0 ou la valeur 255 doit être considérée avec prudence et traitée comme un élément d'over-scan.

En mode bipolaire, la réponse est donnée au format complément à deux. C'est à dire que c'est une valeur comprise entre -128 et +127 qui est retournée (la valeur 255 représente -1 et 128 représente -128).

Maintenant que nous avons défini le format de la commande et de la réponse passons aux explications sur le mécanisme de fonctionnement de la carte.

La réception d'une commande sur l'UART (détection du milieu du premier stop bit) va provoquer le transfert de la donnée sur le buffer de sortie de l'UART et activer la ligne DAV (passage à 1 de cette ligne). Le changement d'état de DAV signale donc la présence d'une commande.

La commande présente sur le buffer de réception va donc sélectionner l'entrée à mesurer (bits 2-1-0) ainsi que le type de mesure (bits 7 et 6). Or ces composants (multiplexeurs et convertisseurs) possèdent un certain temps de réponse

pour effectuer les différentes commutations. Le signal DAV ne peut donc pas être directement l'instigateur de la conversion. Il faut lui apporter un léger retard afin d'être certain que toutes les commutations se sont bien effectuées. C'est le rôle de la résistance R8 et du condensateur C14 d'introduire ce délai. La porte 1-2 d'IC5, qui est du type trigger de Schmitt, va réaliser la mise en forme de ce signal retardé pour lancer la conversion sur IC4. La valeur du retard (qui introduit obligatoirement la valeur du seuil haut d'IC5) est de l'ordre de 1,5µs.

Le lancement de la conversion va provoquer la mémorisation de la grandeur à mesurer sur le suiveur bloqueur du convertisseur et provoquer la quantification de cette grandeur. La technique est du type approximation successive ce qui impose un minimum de huit coups d'horloges pour effectuer cette opération. Cela nous demande donc une durée de l'ordre de 2,5µs pour cette étape.

Quand la conversion est terminée, la donnée obtenue est placée sur le bus de donnée du convertisseur qui arrive sur le registre d'entrée de l'UART et le signal INT passe à l'état bas pour indiquer que cette conversion est terminée.

Comme la donnée doit être stable sur l'UART pendant toute la phase de préparation d'envoi, une nouvelle cellule de retard constituée de R7, C13 et 3-4 d'IC5 prend place sur cette commande INT.

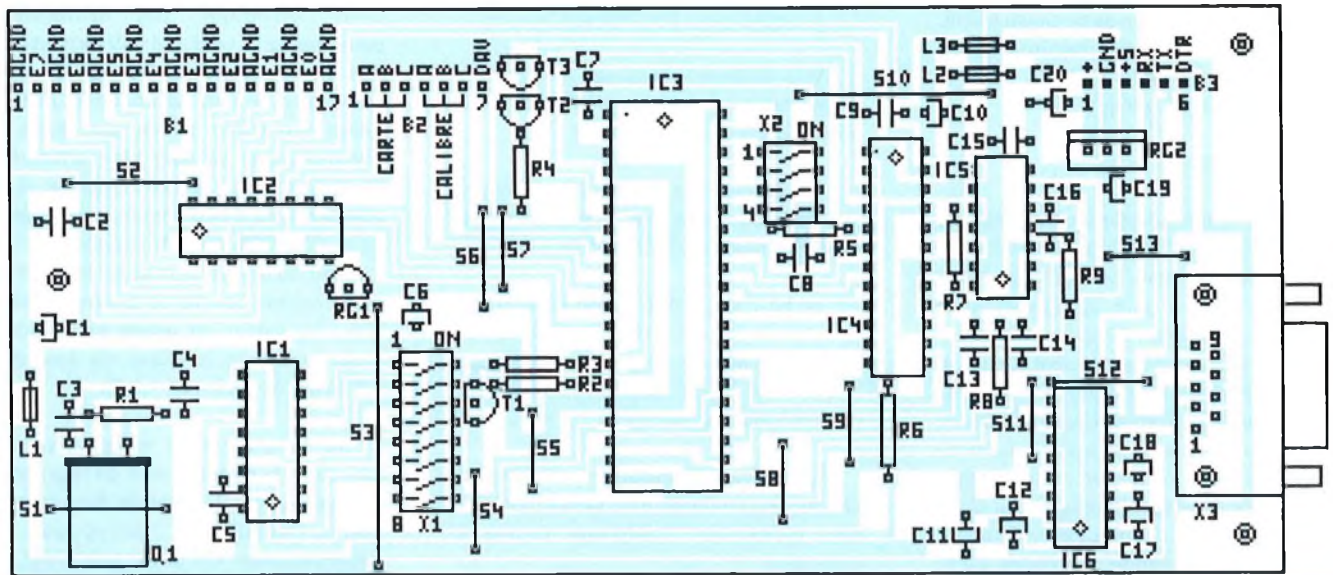
La cellule qui suit est d'un type un peu particulier. L'UART mémorise la donnée sur le front descendant de DS et active la phase de transmission sur le front montant de DS. Il faut donc transformer le changement d'état de la ligne INT en signal impulsionnel. C'est le rôle de C16 de R9 et de 5-6 d'IC5.

Le signal qui arrive sur DS étant remis en forme, la donnée est donc chargée dans le registre d'entrée de l'UART et la procédure de transmission activée (la ligne TBMT passe à l'état "0"). La passage à l'état bas de cette ligne TBMT libère la ligne DAV qui avait été positionnée à la réception de la commande. La carte est donc prête à accepter une nouvelle commande. Toute cette étape a duré moins de 10 µs c'est à dire à peine 1/5ème de la transmission d'un bit sur la ligne série à 19200 bauds.

Dès que le registre de transmission sera libéré (dans le cas où la donnée précédente n'est pas encore complètement envoyée), la réponse qui se trouve dans le registre d'entrée est placée dans le registre de transmission et la ligne TBMT passe à l'état 1. Le cycle complet d'une opération de conversion est terminé.







## Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4W

5%

R1	10 Mohm
R2	10 kohm
R3-R4	4,7 kohm
R5	100 kohm
R6	33 ohm
R7 à R9	1 kohm

C1	22uF 25V radial
C2	100nF céramique
C3	22 pF céramique
C4	10pF céramique
C5	100nF céramique
C6	1uF 63V radial
C7 à C9	100nF céramique
C10 à C12	22uF 25V radial
C13 à C14	1nF céramique
C15	100nF céramique
C16	1nF céramique
C17 à C18	22uF 25V radial
C19	1uF 63V radial
C20	100uF 25V radial

L1 à L3 self 470 uH

Q1 quartz 4,9152 MHz

T1	BC557B
T2	BS170
T3	BS250

RG1	79L05
RG2	7805

IC1	74HC4060
IC2	MOS 4051
IC3	AY3-1015
IC4	AD7569
IC5	74HC14
IC6	MAX232

X1	DIL4
X2	DIL8
X3	DB9 Mâle

## Réalisation

Rien de bien sorcier coté réalisation.

Il faudra commencer par monter les 12 straps (S2 à S13) qui se trouvent dispersés

sur cette carte. C'est pratiquement le seul piège qui puisse être trouvé sur cette réalisation.

Le strap S1 sera monté après le quartz Q1 et sera soudé sur le corps de ce dernier. Le but est de blinder ce composant qui présente certaines tendances à vouloir rayonner dans toutes les directions.

Le support d'IC4 sera réalisé avec un support seize broches accolé à un support huit broches.

Les transistors T2 et T3 sont des transistors MOS et par conséquent très fragiles du point de vue de l'électricité statique. Pour les souder, il est conseillé de court-circuiter les trois pattes ensemble au moyen d'une pince alligator comme disent les anglais.

Voici fait le tour des précautions qui doivent être prises avec cette carte. Nous vous ferons grâce des précautions sur les sens des circuits intégrés, des transistors ou des condensateurs chimiques. Tout cela doit vous être familier.

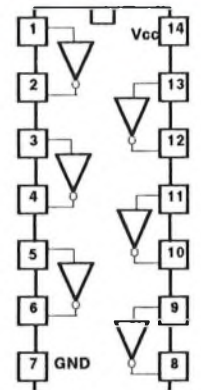
Certains esprits perspicaces auront remarqué que la base de la carte est remplie de points de liaisons ce qui laisse entrevoir la possibilité de connexion avec d'autres modules. Ils n'ont pas tort. La puissance de cette carte peut être facilement décuplée en lui ajoutant les circuits d'entrée adaptés au type de la mesure à effectuer.

La liaison série s'effectue au moyen d'une prise DB9 mâle dont le câblage est donné sur le schéma de principe.

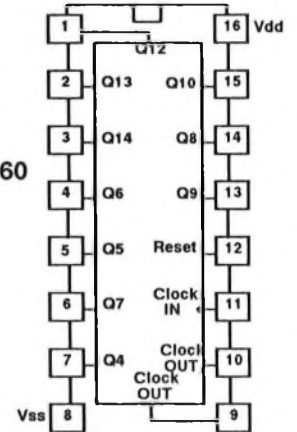
L'alimentation peut s'effectuer avec des tensions comprises entre 8V et 15V ce qui autorise le fonctionnement sur batterie. La consommation est inférieure à 35 mA.

## Brochages

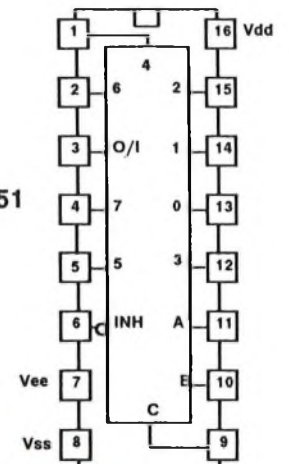
74HC14

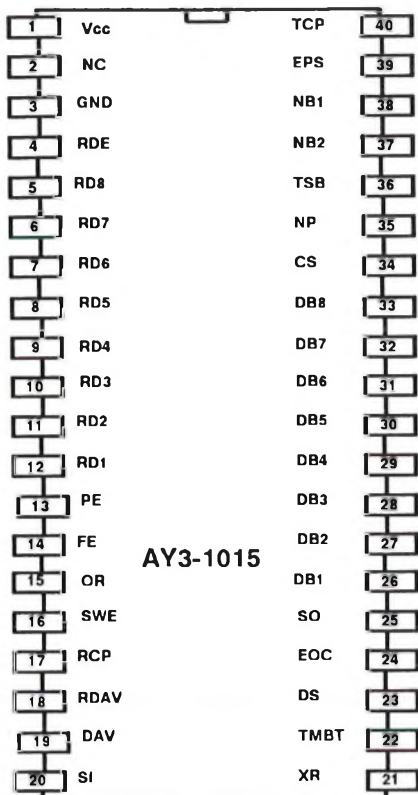


74HC4060



MOS4051



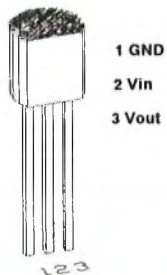


BS170

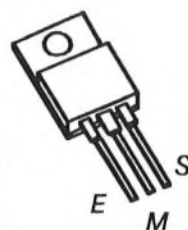
BS250

BC557B

79L05



7805



## Utilisation

Pour pouvoir tirer la quintessence de cette carte, il importe que les signaux d'entrée couvrent la majeure partie de la gamme d'exploitation du convertisseur.

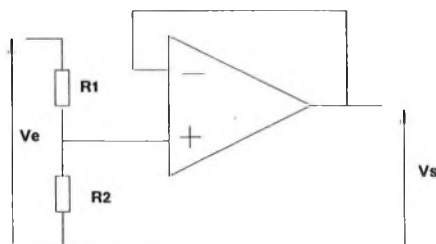
Or il est rare que la grandeur à mesurer veuille bien se prêter d'elle-même à ce genre d'opération.

Il importe donc d'effectuer une adaptation pour que la mesure soit possible.

Deux cas peuvent se présenter:

### Cas d'un signal de trop forte amplitude

Il est évident que pour ce genre de signal, il va falloir provoquer une atténuation de cette grandeur à mesurer.



Le montage qui est donné ci-dessus se prête bien à ce genre d'opération. Il est constitué d'un diviseur potentiométrique prolongé d'un étage suiveur.

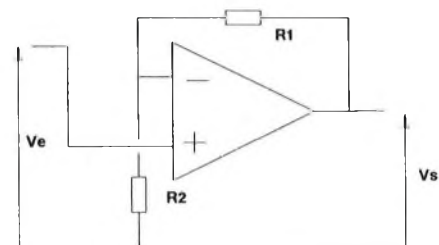
Le rapport d'atténuation est donné par la relation

$$V_s / V_e = R_2 / (R_1 + R_2)$$

Pour un traitement de précision, il importe que la classe des résistances soit choisie en conséquence et que l'offset de l'AOP soit le plus faible possible.

### Cas d'un signal de trop faible amplitude

Dans ce cas il va falloir effectuer une amplification.



Voici un exemple de montage pour effectuer cette opération. Il s'agit d'un amplificateur non inverseur. Le gain de cet étage est donné par la relation:

$$V_s / V_e = (R_1 + R_2) / R_2$$

Ce montage apporte également du gain sur la composante continue. Il faudra en tenir compte lors de l'élaboration.

Les mêmes remarques sur la nature des composants peuvent être données pour ce montage.

## Conclusion

Nous voici rendu au terme de cet article sur cet élément d'acquisition de donnée.

Il ne vous reste plus maintenant qu'à développer le logiciel d'exploitation propre à votre application. La commande de la série étant relativement aisée sur les machines d'aujourd'hui, il ne fait aucun doute que vous réaliserez de petites merveilles en programmes de mesure.

Les quelques essais que nous avons effectués lors de la mise au point du prototype nous ont fait miroiter de belles perspectives quant à l'utilisation de cette carte. Elle ouvre des horizons qui étaient difficilement envisageables avec les appareils de mesure conventionnels.

E. DERET



# Rappel des sujets déjà traités (présent numéro non compris)

## 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 imprimés	No 8 Page 43
Oscillateurs sinusoidaux 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
Initiation aux micro-processeurs (1 ère partie)	No 19 Page 7
Initiation aux micro-processeurs (2 ème partie)	No 20 Page 6
Initiation aux micro-processeurs (3 ème partie)	No 21 Page 2
Initiation aux micro-processeurs (4 ème partie)	No 23 Page 2

AD 7569	No 22 Page 43
ADC 801 à ADC 805	No 17 Page 2
CA 3140	No 5 Page 22
CA 3161, CA 3162	No 12 Page 17
CQL 80D & CQL 90D (Diodes LASER)	No 15 Page 24
DAC800, 801, 802	No 17 Page 12
ICL 7106 / ICL 7107	No 3 Page 2
LM 10	No 15 Page 5
LM 35	No 5 Page 2
LM 317 / LM 337	No 2 Page 2
LM 324	No 5 Page 18
LM 381	No 18 Page 6
LM 741	No 5 Page 16
LM 2907 / LM 2917	No 20 Page 49
LM 3914 / LM 3915	No 1 Page 2
M 9306	No 1 Page 22
MAX 232	No 19 Page 10
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
TEA 5114 A / TEA 5115 / TEA 5116	No 21 Page 12
TGS 813	No 1 Page 17
TL 07x / 08x	No 5 Page 20
TOLD 9200 & 9211 (Diodes LASER)	No 15 Page 24
UCN 5804	No 13 Page 38
UGN 3020T et UGS3020	No 22 Page 33
UM 66T / 3482 / 3491 / 3561	No 7 Page 31
UM 5100 et modulation Delta	No 16 Page 21
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 (1ere partie)	No 14 Page 9
FUZZ & TREMOLO POUR GUITARE	No 15 Page 15
TRUCQUEUR DE VOIX	No 15 Page 20
ANALYSEUR DE SPECTRE (2eme 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-STOPPEUR AUTOMATIQUE D'ENREG. K7	No 17 Page 20
EQUALISER MONOPHONIQUE	No 17 Page 29
GENERATEUR DE BRUIT ROSE	No 17 Page 34
EQUALISER STEREO & GENERATEUR DE BRUIT	No 17 Page 37
PREAMPLIFICATEUR STEREO FAIBLE BRUIT	No 18 Page 10
EQUALISER STEREO: L'ALIMENTATION	No 18 Page 12
CALCUL ET CHOIX D'ENCEINTES ACOUSTIQUES	No 20 Page 18
CHOIX D'ENCEINTES ACOUSTIQUES: LES KITS	No 21 Page 19
TRUQUEUR DE VOIX DIGITAL (1 ère partie)	No 21 Page 34
TRUQUEUR DE VOIX DIGITAL (2 ème partie)	No 22 Page 2
TRUQUEUR DE VOIX DIGITAL (3 ème partie et fin)	No 23 Page 16

## 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
MINI ALIMENTATION SYMETRIQUE A DECOUP.	No 18 Page 31
REGULATEUR UNIVERSEL DE MINI-PERCEUSE	No 23 Page 24
REGULATION TACHYMETRIQUE PAR COMPTAGE	No 23 Page 31
ALIMENTATION POUR TRUQUEUR DE VOIX	No 23 Page 36

## 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
PROGRAMMATEUR JOURNALIER: Modifications	No 17 Page 26
SIMULATEUR DE PRESENCE	No 18 Page 2
2 THERMOSTATS TELE-PILOTES 3 CONSIGNES	No 21 Page 45
EXTENSION DE TELE-PILOTAGE 2 FILS	No 21 Page 51

## EMISSION-RECEPTION

EMETTEUR F. M. AVEC MICRO ET ENTREE 0 dB	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 7 Page 16
ENSEMBLE DE TELECOMMANDE 32 FONCTIONS	No 9 Page 24
REPARTITEUR D'ANTENNE AMPLIFIE 2 A 6 VOIES	No 18 Page 20
REPARTITEUR D'ANTENNE: L'ALIMENTATION	No 19 Page 23

## GADGETS

UN MONTAGE REPONDEUR	No 11 Page 17
GUIRLANDE A LEDs	No 11 Page 44
MAGNETOPHONE NUMERIQUE A UM5100	No 23 Page 46

## 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 CONTINUITE	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
GRADATEUR 220V SIMPLE A POTENTIOMETRE	No 17 Page 16
DETECTEUR UNIVERSEL A RELAIS	No 18 Page 14
MINI SERRURE CODEE 3 CHIFFRES	No 19 Page 38
UNITE D'AFFICHAGE BARGRAPH A 20 LEDs	No 20 Page 10
-EXTENSION GENERATEUR DENT DE SCIE	No 20 Page 13
-EXTENSION THERMOMETRE	No 20 Page 14
-EXTENSION VU-METRE POUR AMPLI	No 20 Page 15
-EXTENSION COMPTE-TOURS ANALOGIQUE	No 20 Page 16
ALARME DE TIROIR A BUZZER	No 21 Page 42
TESTEUR DE CONTINUITE AUTOMATIQUE	No 23 Page 38

## LUMIERE

VARIATEUR 220 V COMMANDE EN TENSION	No 7 Page 12
GRADATEUR CHENILLARD	No 10 Page 31
MODULEUR 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 34
CLIGNOTEUR 220 V ANTI-PARASITE	No 18 Page 17

## 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 (1ère 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 (2ème partie)	No 12 Page 31
MINI GENERATEUR DE SIGNAUX	No 13 Page 10
PUPITRE LAB AVEC ALIM. ET GENERATEUR	No 13 Page 25
ANALYSEUR DE SPECTRE 10 BANDES	No 14 Page 9
DETECTEUR ENREGISTREUR DE MINI / MAXI	No 17 Page 41
MILLI-OHMETRE AUTONOME	No 18 Page 35
IMPEDANCEMETRE POUR MODULE A ICL7106	No 19 Page 2
MILLI WATTMETRE OPTIQUE	No 19 Page 43
MODULE AFFICHEUR DE TABLEAU LCD 3 1/2	No 20 Page 23
ANEMOMETRE POUR MODULE A 7106/7107	No 22 Page 16
GIROUETTE 360 ° POUR MODULE A 7106/7107	No 22 Page 35
STATION METEO "LOW COST" A AFFICH. DIGITAL	No 22 Page 22

## 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 TRICOLORES	No 9 Page 2
ECLAIRAGE DE CONVOIS FERROVIAIRES	No 9 Page 38
GESTION D'ECLAIRAGE MAQUETTES FERROV.	No 18 Page 40
GESTION D'ECLAIRAGE PAR SEQUENCEUR	No 23 Page 42

## PERI-INFORMATIQUE

PROGRAMMATEUR DE 68705	No 2 Page 13
INTERFACE 8 VOIES CENTRONICS 220 Volts	No 3 Page 8
2 CORDONS ADAPTATEURS MINITEL / RS232	No 19 Page 18

## 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
COMMUTATEUR PERITEL AUTOM. MULTI-VOIES	No 19 Page 24
GENERATEUR DE MIRES R.V.B.	No 20 Page 31
COMMUTATEUR PERITEL: CARTE DOUBLE R.V.B.	No 21 Page 37



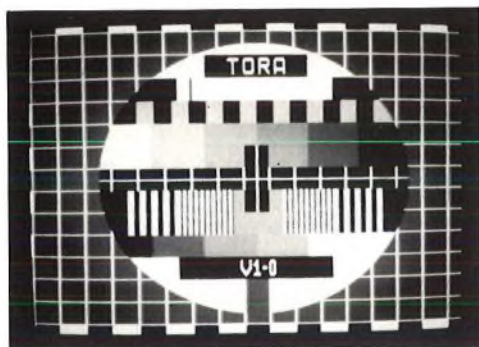


### MIRE R.V.B.

A en juger par votre courrier, vous avez été nombreux à réaliser la mire RVB digitale du numéro 20 d'Octobre 92.

Bonne nouvelle pour ceux qui hésitaient face aux deux plus importants circuits imprimés aux tracés fins et complexes, puisque ceux-ci sont disponibles.

Vous pouvez en effet vous procurer l'ensemble des trois circuits imprimés, percés et sérigraphiés, soit **auprès des magasins dont la liste figure sur la couverture**, soit directement auprès de votre revue préférée. Ces trois circuits sont disponibles pour la somme de 180 F TTC plus 28 F de frais d'expédition (envoi en recommandé), soit 208 F au total.

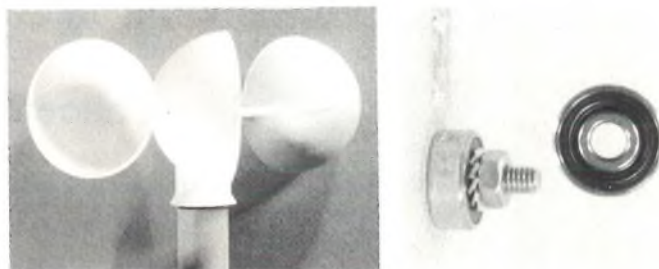


Comme pour les listings et disquettes, il suffit d'en faire la demande sur papier libre, accompagnée du règlement par chèque ou par carte bancaire (indiquer le numéro et la date de validité).

### Anémomètre / Girouette: les roulements

Au sujet de la réalisation de l'anémomètre du numéro 22 du mois de Décembre 92, un élément mécanique important de ce montage est constitué par le **moulinet** CHAUVIN-ARNOUX. Cet élément est disponible pour la somme de 135 F TTC plus 28 F de frais d'envoi. Pour les conditions de commande, se reporter aux informations sur les circuits imprimés de la mire R.V.B.

Les **roulements** également ont généré beaucoup de courrier: problème résolu puisque vous pouvez vous procurer ces roulements Ø 6-13, double étanchéité pour 45 F TTC l'unité.

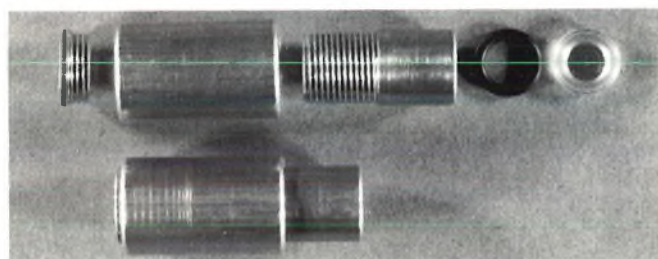


### Quand le LASER est dans le collimateur...

Pour terminer, reparlons des montages à diodes LASER (No 15) avec la disponibilité de l'ensemble mécanique et optique de focalisation du faisceau.

Cet ensemble est composé de trois pièces de mécanique de précision en laiton, d'une lentille faible atténuation et d'un joint torique d'immobilisation comme le montre la photographie (agrandie) ci-dessous. Le tout est fourni avec une notice explicite de montage.

Assemblées, ces pièces forment un **collimateur** à focale ajustable de qualité de 16 grammes environ. Son prix enfin, de 195 F TTC, ne laisse rien à envier aux diodes collimatées d'origine (+ 28F de port comme pour les produits précédents).



## NOUVEAUTE: Le complément indispensable de votre collection



**Reliures sous forme de classeurs (bleu ou vert)**  
(voir photographies page 57)

Prix unitaire : 45F TTC  
Par deux : 40 F TTC  
ou plus : 40 F TTC  
l'unité

Classeur VERT	Quantité <input type="text"/>
Classeur BLEU	Quantité <input type="text"/>

+3 PIN'S gratuits pour l'achat de classeur.



**Bulletin d'abonnement : Mars 1993**

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). (Veuillez dans tous les cas indiquer vos coordonnées au verso de ce coupon S.V.P.)

1	7	13	19
2	8	14	20
3	9	15	21
4	10	16	22
5	11	17	23
6	12	18	
Total:			x 15F (Chèque ou carte)



Hobbytronic MARS 1993  
Dépot légal MARS 1993

Imprimerie MAULDE et RENO  
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

# Si vous achetez vos anciens numéros dans un magasin HBN

## 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°24 - MARS 1993

Réabonnement N° d'abonné

Sur bande adresse

Abonnement

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

TOTAL REGLEMENT :  ,  Frs

Chèque bancaire ou postal.

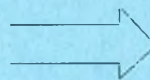
Carte bleue Expiration

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







Le  
perme  
la mod  
pratique  
les résist  
la réalisation de  
l'IC. C1-  
ent ces entrées d'une  
composante continue éventuelle et C3-C4  
limitent la bande passante pour les  
fréquences très élevées.

## Réalisez votre propre



### Caractéristiques détaillées

- **Résistance:** excellente par polypropylène 12/10 eme
- **Capacité:** 12 Numéros
- **Sérigraphie:** deux couleurs sur tranche et couverture
- **Fixation:** facile et rapide par tiges métalliques
- **Prix:** voir tableau ci-contre

**Pratiques, indispensables**

**et enfin disponibles!**

**Vos classeurs pour avoir toujours sous la main**

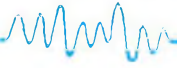
**vos revues préférées:**

**Prix à l'unité: 45 F TTC**

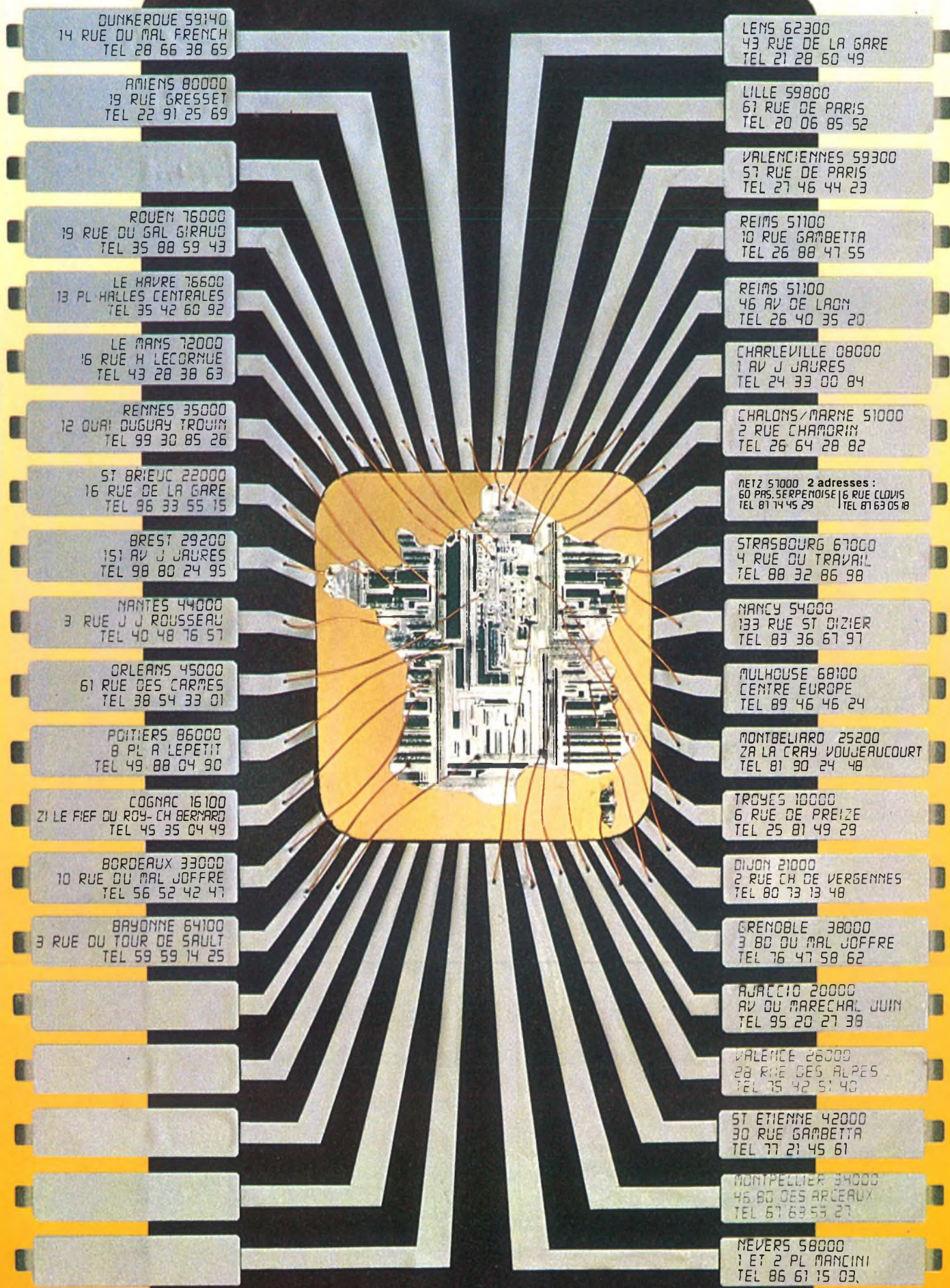
**Par deux ou plus: 40 F TTC l'unité**

(Voir coupon d'abonnement pour la commande)

CADEAU: 3 PIN'S pour tout achat de classeur..... EN CADEAU: 3 PIN'S pour tout achat de classeur..... EN CADEAU: 3 PIN'S pour tout







DISTRIBUE :



**TORA**  
KIT ELECTRONIQUE