

Retrouvez
le cahier audio
Led

**Amplificateur
à tubes pour
écoute au casque** ▶

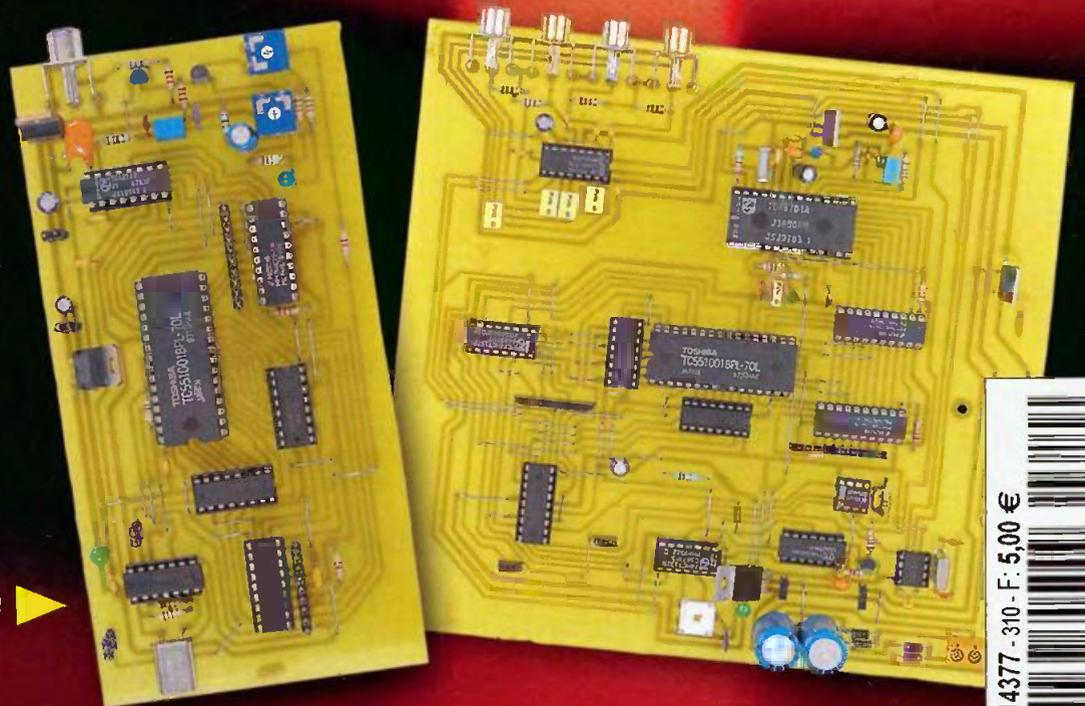
**Le comptage
binaire 1 ou 0**

**Répartiteur
péritélévision**

**Veilleuse
multicolore**

**Interface
GPIB/USB**

**Mosaïque
4 écrans
pour vidéo-
surveillance** ▶



L 14377 - 310 - F - 5,00 €



4 Infos/Nouveautés

Initiation

- 8 Internet pratique
- 10 Savoir compter en binaire

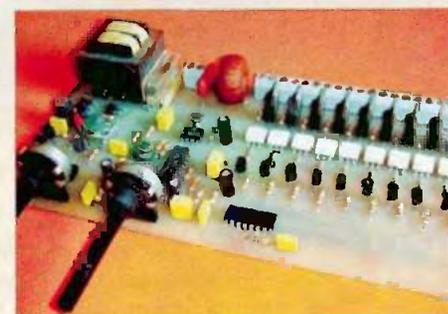
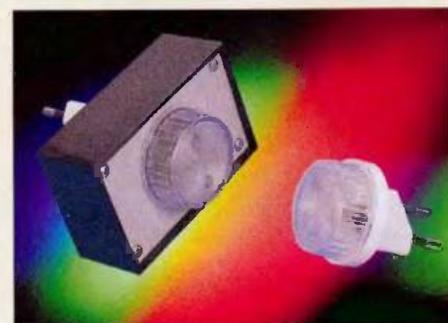
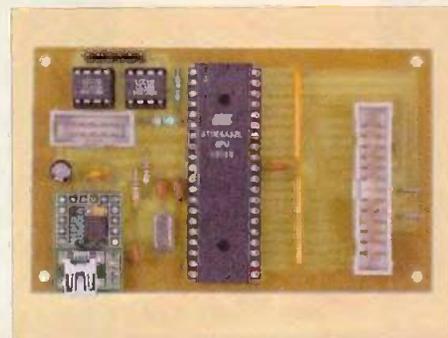
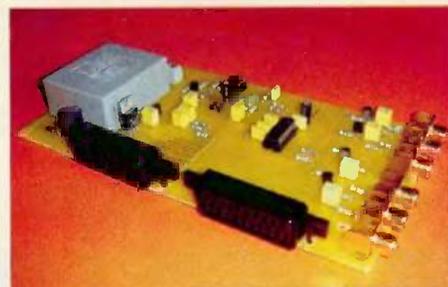
Réalisez vous-même

Micro/Robot/Domotique

- 14 Répartiteur péritélévision
- 21 Mosaïque 4 écrans pour vidéo-surveillance
- 28 Veilleuse multicolore
- 30 Régulateurs de température : refroidissement ou chauffage
- 34 Chenillard musical
- 40 Interface GPIB/USB

Audio

- 50 Et si on parlait tubes (cours n°28)
- 56 Amplificateur pour écoute au casque



Fondateur : Jean-Pierre VENTILLARD - TRANSOCEANIC SAS au capital de 574 000 € - 3, boulevard Ney, 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80 - Fax : 01 44 65 80 90
Internet : <http://www.electroniquepratique.com> - Président : Patrick VERCHER - Directeur de la publication : Patrick VERCHER - Rédacteur en chef : Bernard DUVAL

Secrétaire de rédaction : Elsa SEPULVEDA - Couverture : Dominique DUMAS - Illustrations : Alain BOUTEVEILLE SANDERS

Photos : Isabelle GARRIGOU - Avec la participation de : R. Bassi, H. Cadinot, G. Isabel, R. Knoerr, B. Lebrun, P. Morin, J-L Vandersleyen, O. Viacava
La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

DIFFUSION/VENTES : ALIX CONSEIL PRESSE Tél. : 01 64 66 16 39 - PUBLICITÉ : À la revue, e-mail : pubep@fr.oleane.com

I.S.S.N. 0243 4911 - N° Commission paritaire : 0909 T 85322 - Distribution : MLP - Imprimé en France/Printed in France

Imprimerie : ACTIS MAULDE & RENO 02430 GAUCHY - DEPOT LEGAL : NOVEMBRE 2006 - Copyright © 2006 - TRANSOCEANIC

ABONNEMENTS : 18-24, quai de la Marne - 75164 Paris Cedex 19 - Tél. : 01 44 84 85 16 - Fax : 01 42 00 56 92. - Préciser sur l'enveloppe « Service Abonnements »

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.

Abonnements USA - Canada : Contacter Express Mag - www.expressmag.com - expsmag@expressmag.com - Tarif abonnement USA-Canada : 60 €

TARIFS AU NUMÉRO : France Métropolitaine : 5,00 € • DOM Avion : 6,40 € • DOM Surface : 5,80 € • Port continent : 5,60 €

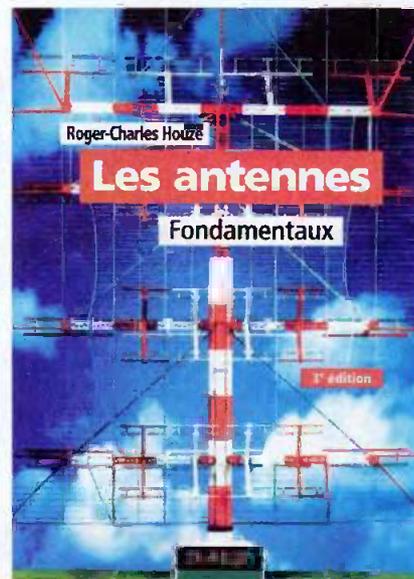
Belgique : 5,50 € • Espagne : 5,60 € • Grèce 5,60 € • Suisse : 10,00 CHF • Maroc : 60 MAD • Tunisie : 5200 TND • Canada : 6,60 \$ CAN

Une sélection d'ouvrages DUNOD/ETSF

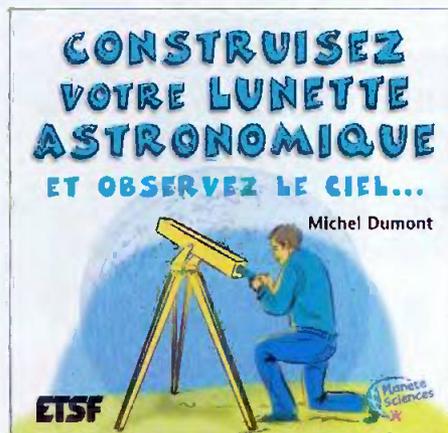
Les antennes

Le développement des antennes s'étant opéré, au fil du temps, dans le domaine de la technologie, Roger-Charles Houzé a actualisé son ouvrage *Les antennes* dont la 3^e édition du tome 1 « Fondamentaux » vient de paraître aux éditions Dunod. Totalement refondue, cette édition est à jour des progrès réalisés en matière de TNT, technique OFDM, téléphonie mobile, numérisation des services de radiodiffusion et de radiocommunications. Pratique et pédagogique, l'ouvrage propose une description technique précise des antennes de télédiffusion et de radiodiffusion. Après un bref exposé des principes physiques de base (étude de la propagation des ondes EM, analyse du dipôle rayonnant...), il présente notamment les notions fondamentales et l'environnement technique, les antennes de télévision et les antennes pour transmissions en ondes courtes. Une référence pour les radioamateurs, les techniciens et les ingénieurs spécialisés.

Roger-Charles Houzé, *Les antennes, tome 1 « Fondamentaux »*, Editions Dunod, coll. EEA, Série Technologie électronique, 3^e édition, 2006. 366 pages



Tout pour construire soi-même sa lunette astronomique



Qui n'a pas rêvé, en contemplant la sphère céleste, de plonger son regard vers l'infiniment grand ?

En quelques heures de traçage, de découpage et d'assemblage dans votre atelier, vous pourrez donner forme à votre rêve en suivant pas à pas l'ouvrage de Michel Dumont *Construisez votre lunette astronomique et observez le ciel...* Ne négligeant à aucun moment les apports théoriques nécessaires à la fabrication, l'auteur nous guide par une logique progressive et détaille clairement la construction de l'instrument, représentations schématiques et photographies à l'appui. Une fois réalisée, la lunette astronomique permettra d'observer les principales planètes, les cratères lunaires et de nombreux objets situés au-delà de notre système solaire.

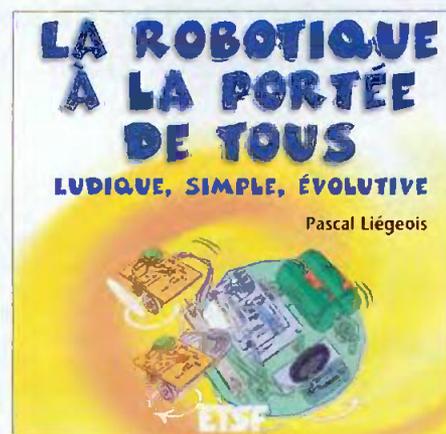
Michel Dumont, *Construisez votre lunette astronomique et observez le ciel...*, Editions Dunod/ETSF, coll. Planète Sciences, 2006, 148 pages

Initiez-vous à la robotique en créant « Izibot »

Maniant l'art de la récupération, Pascal Liégeois nous montre comment, avec des pièces de magnétoscopes ou de lecteurs de CD-Rom et un minimum de connaissances préalables, il est possible de créer un robot autonome dont les fonctionnalités, très simples au départ, s'étofferont rapidement. S'il ne cherche pas à rivaliser avec AIBO, son homologue, le robot IZIBOT surprendra petits et grands lorsqu'il déambulera au gré de sa fantaisie... ou de la vôtre ! Ludique, simple et évolutive, cette plongée dans le monde de la mécanique et de l'électronique appliquée se fait étape par étape.

Rien ne vous empêche de vous atteler à d'autres réalisations trouvées dans les numéros - anciens et à venir - d'*Electronique Pratique*...

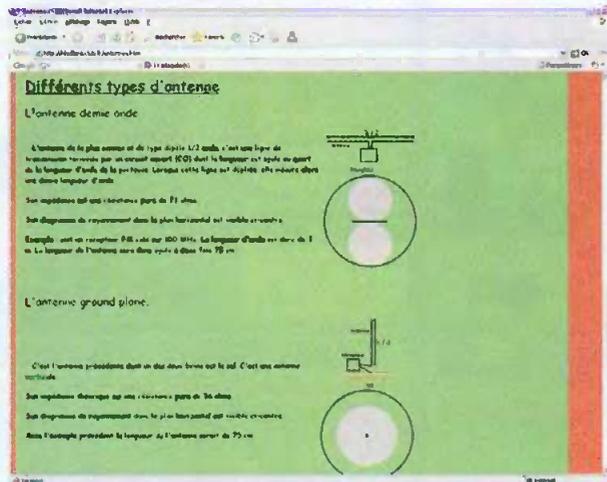
Pascal Liégeois, *La robotique à la portée de tous*, Editions Dunod/ETSF, 2006, 128 pages



Avec la multiplication des équipements utilisant les ondes radio pour véhiculer toutes sortes d'informations, les antennes envahissent notre quotidien, souvent de façon invisible. Fréquemment méconnues, les antennes conditionnent pourtant les performances des équipements qui en font usage. L'électronicien amateur fait, lui aussi, souvent appel aux antennes lorsqu'il conçoit des systèmes de télécommande sans fil. Pour vous aider à améliorer l'efficacité de vos montages HF, nous allons naviguer quelques instants sur Internet à la recherche de précieuses informations sur les antennes.

Pour entrer directement dans le vif du sujet, nous vous invitons à charger dans votre navigateur la page Internet suivante : <http://hollard.club.fr/antennes.htm>. En quelques lignes, ce site présente rapidement quelques-unes des caractéristiques principales des antennes, ce qui en fait une bonne introduction, même si une partie des informations présentées est assez succincte. Le deuxième site que nous vous invitons à visiter se situe à l'adresse : <http://perso.orange.fr/f5zv/RADIO/RM/RM08/RM08a/RM08a.html>. Le contenu de ce site est beaucoup plus fourni, tout en évitant de tomber dans le piège qui consiste à inonder

internet PR@TIQUE

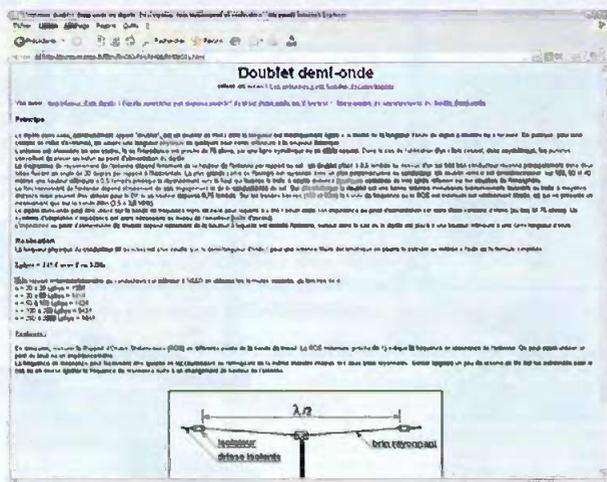


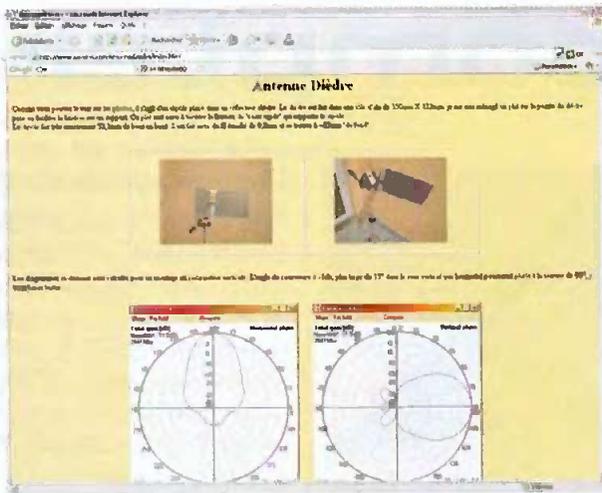
1 <http://hollard.club.fr/antennes.htm>

les lecteurs avec d'innombrables formules mathématiques, plus longues les unes que les autres. Même si vous n'envisagez pas de construire vous-même une antenne, vous serez sûrement intéressé par les photos présentées sur le site : <http://www.xaviervl.com/Antenne/index.html>. Les antennes présentées ici intéresseront principalement les amateurs

de points d'accès Wifi, mais les sympathiques photos valent bien un petit détour. Si vous êtes radioamateur, le site <http://perso.orange.fr/lesantennespourlesnuls/> vous intéressera certainement. Ce site rappelle quelques-unes des notions de bases nécessaires aux radioamateurs et présente quelques installations d'antennes classiques dans ce domaine.

2 <http://perso.orange.fr/f5zv/RADIO/RM/RM08/RM08a/RM08a.html>





3 <http://www.xaviervl.com/Antenne/index.html>

Enfin, si vous souhaitez concevoir vous-même une antenne, vous serez certainement intéressé par le site suivant :

<http://perso.orange.fr/f6crp/elec/lt/antfil.htm>.

Les liens sur ce site renvoient systématiquement au sommaire.

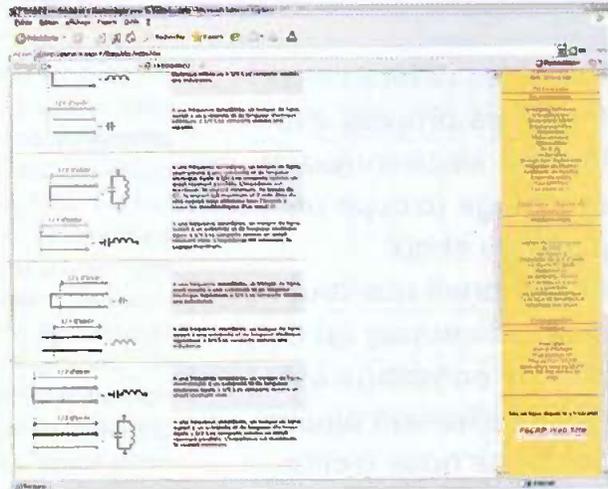
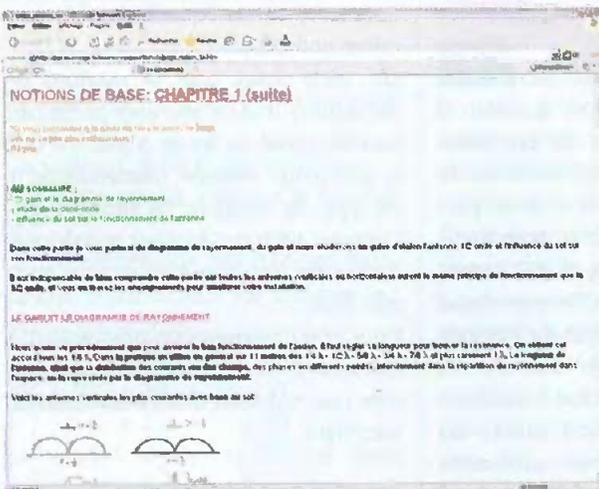
Pour accéder à la page indiquée, vous devrez utiliser le menu situé sur la droite et vous rendre à la rubrique « Antennes - lignes de transmission ». Vous y trouverez toutes les informations nécessaires à la conception d'une antenne.

Nous terminerons en vous souhaitant une agréable découverte des sites proposés et nous vous donnons d'ores et déjà rendez-vous au mois prochain pour de nouvelles découvertes grâce à Internet.

P. MORIN

4 <http://perso.orange.fr/lesantennespourlesnuls/>

5 <http://perso.orange.fr/f6crp/elec/lt/antfil.htm>



- <http://hhollard.club.fr/antennes.htm>
- <http://perso.orange.fr/f5zv/RADIO/RM/RM08/RM08a/RM08a.html>
- <http://www.xaviervl.com/Antenne/index.html>
- <http://www.xaviervl.com/Antenne/Theorie/index.html>
- <http://perso.orange.fr/lesantennespourlesnuls/>
- <http://perso.orange.fr/f6crp/elec/lt/antfil.htm>
- http://www.eiaj.ch/v2/support_de_cours/electricite/Cours_GEL/Branches_techniques/Telecom/Antennes.pdf
- <http://home.nordnet.fr/~fthobois/MRA-8.htm>
- <http://f5ixu.wathy.com/eh.htm>
- <http://fr.wikipedia.org/wiki/Antenne>
- <http://www.techno-science.net/?onglet=glossaire&definition=3255>
- <http://membres.lycos.fr/worldbandradio/antennes.htm>
- http://radio.meteor.free.fr/yagi_fm.html
- <http://www.teslacoil-france.net/theorie/antenne.html>
- <http://perso.citi.insa-lyon.fr/guillemaud/documents/antennes/64>

Liste des liens de ce dossier

Savoir compter...



Parmi les différentes fonctions propres à la logique électronique, le comptage occupe une place de choix.

Étant donné que tout s'articule autour du 0 ou du 1, le comptage est essentiellement binaire, ce qui ne nous facilite pas la vie...

Heurusement, des circuits intégrés décodeurs, incorporés ou non dans les compteurs, permettent de mettre le résultat du comptage à notre portée.

Rappel sur le comptage binaire

Le comptage décimal (base 10)

C'est vraisemblablement parce que nous disposons de dix doigts que nous avons adopté le comptage décimal, lequel repose sur l'utilisation de dix symboles, à savoir les chiffres

de 0 à 9. Le principe est alors relativement simple : une fois la valeur 9 atteinte (et donc tous les symboles ayant été mis à contribution), le nombre suivant, le 10, s'écrit en plaçant le chiffre 1 à gauche, comptabilisant ainsi une dizaine, et le 0 immédiatement à sa droite. Cette pratique nous permet ainsi d'aller du nombre 10 jusqu'au nombre 99. À ce moment, le même principe s'applique grâce à la mise en place à gauche du chiffre 1 pour la centaine. Il suffit alors de continuer suivant cette même règle par les mises en place successives des mille, des dix mille et ainsi de suite. Remarquons par ailleurs que les dizaines, les centaines, les mille... sont en fait des puissances entières de 10.

Tableau 1

Base 10	Base 2								
0	0	10	1010	20	10100	30	11110	40	101000
1	1	11	1011	21	10101	31	11111	41	101001
2	10	12	1100	22	10110	32	100000	42	101010
3	11	13	1101	23	10111	33	100001	43	101011
4	100	14	1110	24	11000	34	100010	44	101100
5	101	15	1111	25	11001	35	100011	45	101101
6	110	16	10000	26	11010	36	100100	46	101110
7	111	17	10001	27	11011	37	100101	47	101111
8	1000	18	10010	28	11100	38	100110	48	110000
9	1001	19	10011	29	11101	39	100111	49	110001

Le comptage binaire (base 2)

Ainsi que nous l'avons déjà évoqué dans l'introduction de cet article, l'électronique logique est le royaume du tout ou du rien, de l'état « haut » ou de l'état « bas ». En conséquence, nous ne disposons que de deux symboles : le 0 et le 1. Mais il est tout à fait possible de réaliser un comptage en appliquant les mêmes principes que pour le comptage décimal.

Simplement, une fois atteinte la valeur 1, pour passer à la valeur 2 pour laquelle nous ne disposons pas de symbole, il convient de placer à gauche le chiffre 1 qui représente en quelque sorte la « deuzaine », suivi du symbole 0 immédiatement placé à droite.

Le tableau 1 donne une idée de cette notation pour les quarante-neuf premiers nombres.

On peut noter que le nombre de caractères mis en jeu augmente très sensiblement au fur et à mesure que le comptage avance. Manifestement, ce type de notation ne simplifie pas l'appréciation de la valeur numérique, mais l'électronique s'en accomode très bien.

Pour une meilleure compréhension, il est souvent nécessaire de transformer une notation binaire en notation décimale.

Transformer une notation binaire en notation décimale

Il suffit d'appliquer les principes mis précédemment en évidence. Une méthode simple consiste à remplir un tableau dont les entrées constituent une suite décroissante des puis-

sances entières de 2 en respectant la règle suivante : pour chaque chiffre 1 de la notation binaire, on marquera par exemple une croix dans la case correspondante. Par la suite, il suffira d'additionner les valeurs des puissances entières de 2 correspondant aux cases marquées d'une croix pour obtenir la valeur décimale recherchée.

Prenons, pour exemple, la notation binaire suivante : 100100111000101 comme indiqué en **tableau 2**. Le nombre décimal recherché est alors : $16384 + 2048 + 256 + 128 + 64 + 4 + 1 = 18885$.

Transformer une notation décimale en notation binaire

Toujours en partant d'un tableau reprenant la suite décroissante des puissances entières de 2, il s'agit cette fois de décomposer le nombre décimal en une somme de puissances entières de 2. Par la suite, et dans les cases correspondantes, on notera :

- la valeur 0 si la puissance entière de 2 concernée n'est pas comprise dans la somme,
 - la valeur 1 dans le cas contraire.
- À titre d'exemple, prenons le nombre 817.

La décomposition de 817 en puissances entières de 2 est la suivante :

$$817 = 512 + 305$$

$$817 = 512 + 256 + 49$$

$$817 = 512 + 256 + 32 + 17$$

$$817 = 512 + 256 + 32 + 16 + 1$$

La notation binaire de 817 est donc 1100110001 (**tableau 3**).

La réalisation du comptage

Comment fabriquer un compteur binaire

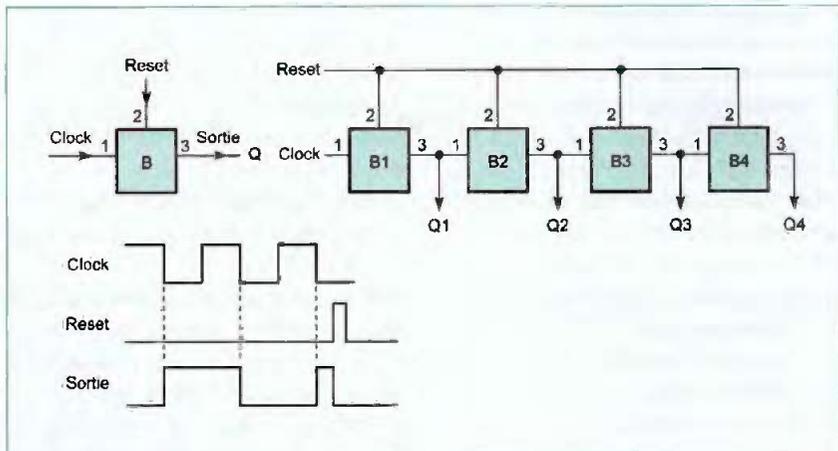
L'élément de base est la bascule bistable. Dans sa version la plus simple, une telle bascule comporte une entrée « Clock », une entrée « Reset » et une sortie « Q ». Son fonctionnement est simple : à l'occasion de chaque front descendant d'un signal présenté sur l'entrée Clock, la sortie Q change d'état. L'entrée Reset doit rester soumise à un état « bas » pour un fonctionnement normal de la bascule. Tout état « haut » présenté sur

1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1
2^{14}	2^{13}	2^{12}	2^{11}	2^{10}	2^9	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
16384	8192	4096	2048	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
X			X			X	X	X				X		X

Tableau 2

2^9	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
1	1	0	0	1	1	0	0	0	1

Tableau 3



1 Bascule bistable

cette entrée a pour conséquence immédiate le passage de la sortie Q à l'état « bas ». Si on maintenait l'entrée Reset à un état « haut », les fronts descendants présentés sur l'entrée Clock seraient sans effet et la sortie Q resterait bloquée sur l'état « bas ».

En observant les oscillogrammes de la **figure 1**, on peut constater qu'une telle bascule réalise en fait une division par deux de la fréquence des signaux présentés sur l'entrée Clock. Supposons que l'on monte, par exemple, quatre bascules de ce type en cascade, comme indiqué sur la **figure 1**. Le résultat est l'obtention d'un compteur dont les sorties Q1 à Q4 sont capables d'occuper seize positions différentes.

C'est donc un compteur apte à compter de 0 à 15. Il peut être remis à zéro à tout moment. Il suffit pour cela de soumettre l'entrée Reset à un état « haut ».

Lorsqu'il atteint la position extrême 15 (1111 en notation binaire), la position suivante est le zéro.

Le **tableau 4** précise le fonctionnement complet pour un cycle de comptage.

Clock	Q4	Q3	Q2	Q1	Base 10
↓	0	0	0	0	0
↓	0	0	0	1	1
↓	0	0	1	0	2
↓	0	0	1	1	3
↓	0	1	0	0	4
↓	0	1	0	1	5
↓	0	1	1	0	6
↓	0	1	1	1	7
↓	1	0	0	0	8
↓	1	0	0	1	9
↓	1	0	1	0	10
↓	1	0	1	1	11
↓	1	1	0	0	12
↓	1	1	0	1	13
↓	1	1	1	0	14
↓	1	1	1	1	15

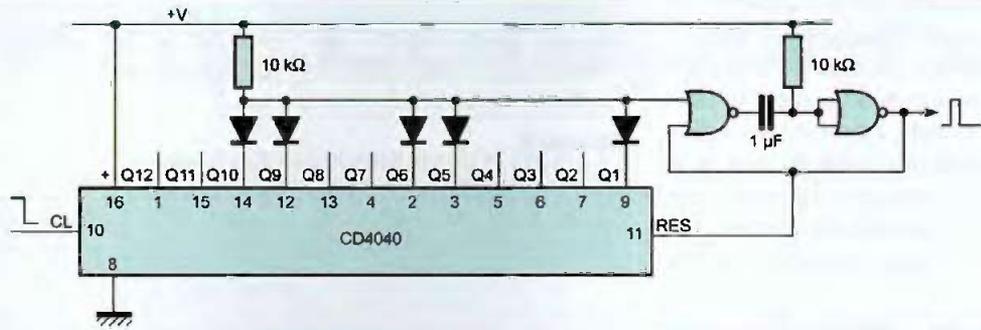
Tableau 4

Un diviseur de fréquence

Il existe des circuits intégrés comportant plusieurs bascules bistables montées en cascade. C'est le cas du CD 4040 qui intègre douze bascules. De ce fait, il se caractérise par une capacité de comptage de 2^{12} , soit 4096. Il est donc capable de compter de 0 à 4095. Il avance au rythme des fronts descendants des signaux de comptage présentés sur son entrée Clock. Sa remise à zéro peut être provoquée par la présentation d'un bref état « haut » sur son entrée Reset.

2

Diviseur de fréquence



L'application représentée en **figure 2** est une division de fréquence.

Reprenons l'exemple du paragraphe « Transformer une notation décimale en notation binaire » appliqué au nombre 817. En observant le tableau utilisé pour la conversion et en affectant les colonnes aux sorties Q1 à Q12 du compte, on note que pour la position particulière correspondant au nombre décimal 817 (1100110001 en notation binaire), toutes les cathodes des cinq diodes sont simultanément en relation avec un état « haut ». Il en résulte un état « haut » sur le point commun des anodes. La bascule monostable formée par les deux portes NOR est alors activée. Il en découle deux conséquences :

- l'apparition d'un bref état « haut » sur la sortie de la bascule (sept milli-secondes dans l'exemple traité)
- la remise à zéro du compte

En définitive, on recueille ainsi un état « haut » toutes les 817 impulsions élémentaires de comptage. Il s'agit donc bien d'une division par 817 de la fréquence présentée à l'entrée du compte.

À l'aide de diodes placées en regard des sorties appropriées, ce compte peut ainsi diviser la fréquence des signaux d'entrée par n'importe quel nombre compris entre 2 et 2^{12} , soit 4096.

Comment obtenir des temporisations importantes

Dans certaines applications, il peut être nécessaire de disposer de durées importantes de temporisation. Le recours au seul dispositif traditionnel du type bascule ou oscillateur dont la durée est basée sur la charge ou la décharge d'une capacité dans une résistance ne résout généralement pas le problème. Il est alors pertinent de mettre en œuvre un oscilla-

teur générant un nombre très important de périodes que l'on peut décompter pour aboutir à une addition de durées élémentaires et produire ainsi une durée de temporisation suffisamment grande.

Le circuit intégré CD 4060 comporte un oscillateur intégré suivi d'une suite de quatorze bascules bistables montées en cascade. La **figure 3** illustre une manière simple permettant d'aboutir à une temporisation longue durée. Tant que l'entrée Reset reste soumise à un état « haut », le compte est bloqué et toutes ses sorties présentent un état « bas ».

En revanche, dès que l'on ferme l'interrupteur I, le compte de la temporisation prend son départ.

Sur la broche n° 9, on relève alors des crêteaux de forme carrée caractérisés par une période définie par la relation : $T = 2,2 RC$.

Pour qu'un état « haut » apparaisse sur la sortie Q14, les sorties du compte occuperont une configuration binaire telle que les sorties Q1 à Q13 sont à l'état « bas ».

Le lecteur établira sans peine que le nombre nécessaire de périodes élémentaires correspond à la notation binaire 1 suivi de treize zéros, soit 2^{13} , soit 8192 en notation décimale. La bascule monostable délivre alors une brève impulsion positive matérialisant la fin de la temporisation.

Si la valeur de la résistance R est de 470 kΩ, celle de la capacité C de 2,2 μF, la durée totale de la temporisation obtenue est de :

$$2,2 \times 47 \times 10^4 \times 2,2 \times 10^{-6} \times 8192 = 18635 \text{ secondes}$$

soit 5 h 10 min et 35 s.

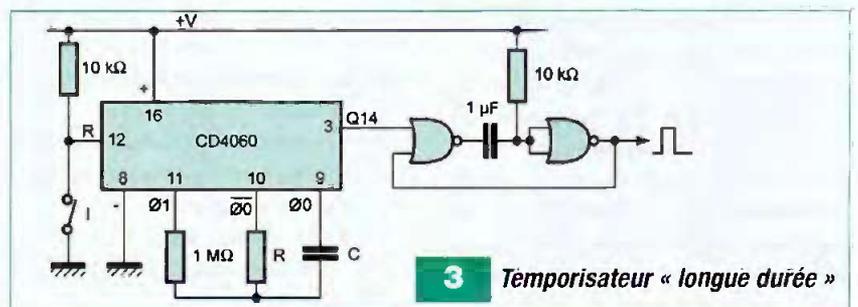
Le système BCD

Il existe des compteurs binaires comportant quatre bascules bistables montées en cascade et munis de quatre sorties Q1 à Q4, mais dont la valeur maximale est volontairement limitée à 9 (1001 en notation binaire). Une fois cette valeur atteinte, le compte revient sur la position zéro pour démarrer un nouveau cycle de comptage. Un tel système, assez hybride à vrai dire, porte le nom de BCD, Binary Coded Decimal, ce qui peut se traduire par « Système décimal codé binaire ».

Le **tableau 5** reprend le fonctionnement du compte BCD.

Un tel compte est utilisé dans les cas où le système de comptage doit rester décimal. C'est, par exemple, le cas lorsque l'on a recours à un affichage sept segments.

La **figure 4** fait état d'un tel montage en utilisant un circuit intégré CD 4518 comportant deux compteurs BCD dont les sorties sont reliées aux entrées de deux décodeurs BCD → 7 segments et qui sont des CD 4511.



3 Temporisateur « longue durée »

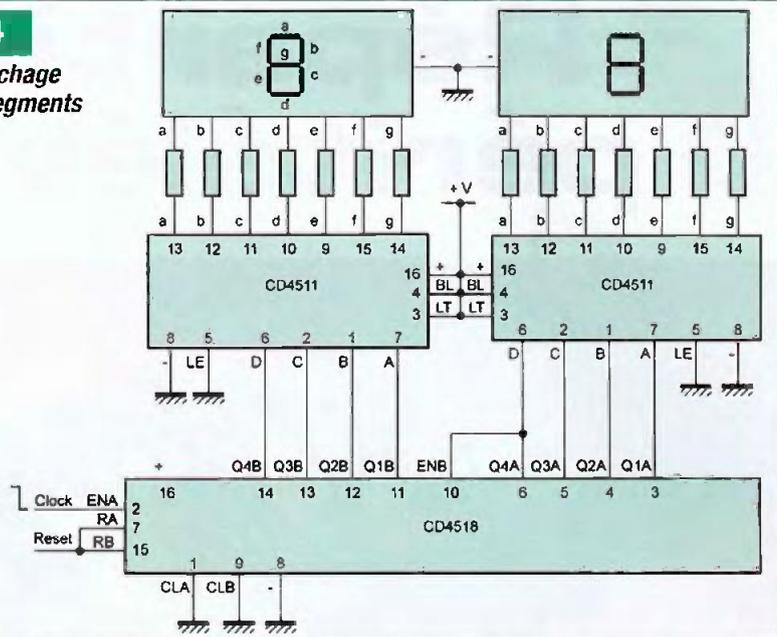
Clock	Q4	Q3	Q2	Q1	Base 10
↷	0	0	0	0	0
↷	0	0	0	1	1
↷	0	0	1	0	2
↷	0	0	1	1	3
↷	0	1	0	0	4
↷	0	1	0	1	5
↷	0	1	1	0	6
↷	0	1	1	1	7
↷	1	0	0	0	8
↷	1	0	0	1	9

Tableau 5

Épilogue

Dénombrer des objets, les quantifier, mesurer, autant de problèmes auxquels l'homme a été confronté dès les premiers temps de l'humanité. Seuls les outils ont évolué. Du chemin a été parcouru entre le boulier et la calculatrice scientifique. Des notations antiques telles que les chiffres romains se prêtaient fort mal aux calculs et le recours aux chiffres arabes a constitué un progrès marquant. Mais il existait dans le passé d'autres bases comme la base 12 des phéni-

4 Affichage 7 segments



ciens par exemple. Il est en effet possible d'imaginer un comptage dans n'importe quelle base. L'adoption de la base 2 est simplement le résultat d'une nécessité imposée par les lois physiques de l'électronique.

D'ailleurs, en vous inspirant des principes développés au début de cet article, il peut être tout à fait amusant de créer par exemple un système de comptage de base 3...

R. KNOERR

PCB-POOL®

Prix très concurrentiels pour les PCBs prototypes

1 EUROCARD
+ Outils
+ Photoplots
+ TVA

€49

Ce prix ne comprend pas les frais de port.

Appel Gratuit

0300-903 330

Calculez votre devis immédiatement en ligne
Outils / Set-up inclus
Aucun montant minimum
Livraison ponctuelle garantie
Garantie de qualité ISO 9001

WWW.PCB-POOL.COM



Retour sur Paris 12^e!

**OUVERTURE AU PUBLIC
D'UN NOUVEAU MAGASIN
FIN NOVEMBRE 2006**

Composants électroniques
Appareils de mesure
Connectiques...

**Une visite s'impose
VENEZ NOMBREUX !**

Lundi au Vendredi : 9h00 - 18h00

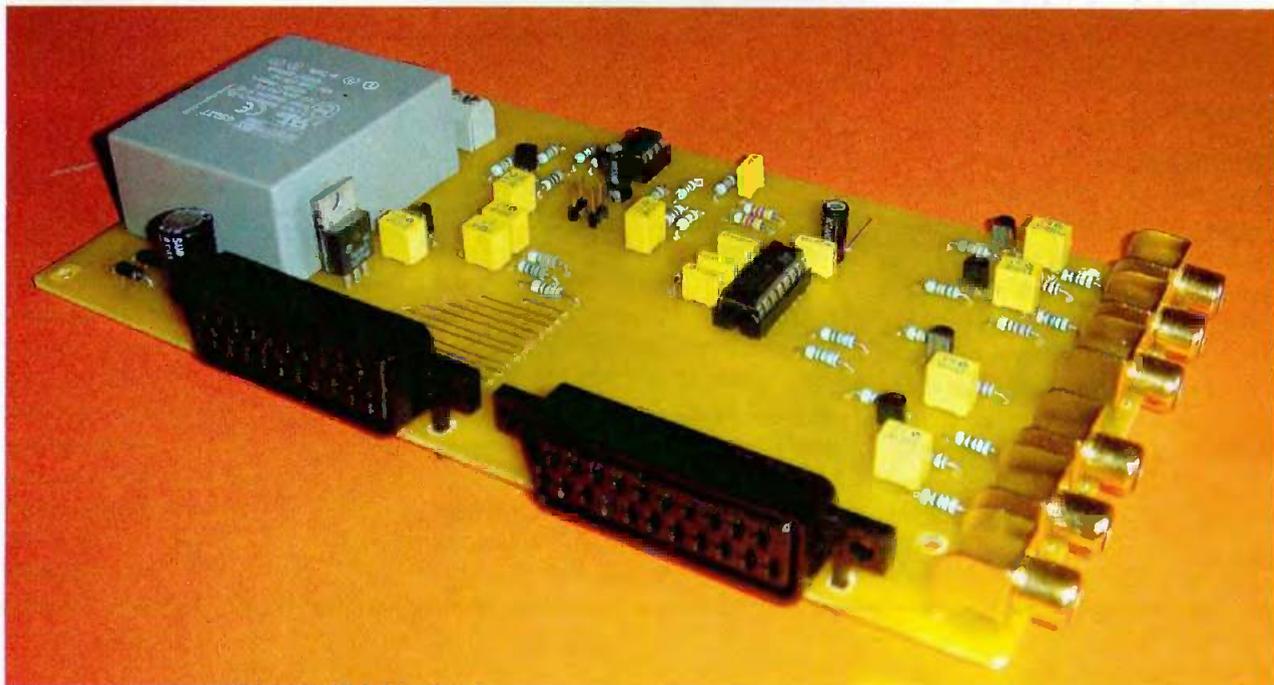
I.C. DISTRIBUTION
3, rue Mousset-Robert 75012 Paris

Tél. : 01 41 72 08 50

Métro : Bel Air ou Picpus

Pour toute information : info@cibot.com

Répartiteur péritélévision



Avec l'avènement de la TNT, de nouveaux équipements audiovisuels sont amenés à compléter une panoplie d'appareils aux multiples branchements. L'évolution du matériel ou son renouvellement sera progressif pour chacun et ce répartiteur péritélévision permettra de raccorder la sortie d'un adaptateur TNT ordinaire vers divers appareils péritélévision : magnétoscope, graveur de DVD, transmetteur sans fil, ordinateur, etc.

Ce répartiteur péritélévision est équipé, d'une part, de deux embases péritel prévues pour maintenir la liaison téléviseur/adapta-

teur TNT et, d'autre part, de deux séries de trois embases RCA correspondant à deux sorties audio/vidéo supplémentaires destinées, par exemple, au raccordement avec un ou deux enregistreurs (magnétoscope ou graveur de DVD) ou avec un transmetteur de l'image et du son pour une liaison sans fil de la pièce principale vers des pièces équipées d'un téléviseur secondaire.

Le schéma

Le schéma de ce répartiteur péritélévision (figure 1) repose sur un circuit spécialisé dans le transfert de signaux vidéo, le TEA5114, circuit vidéo populaire de STMicroelectronics, d'origine SGS-Thomson.

Ce circuit intégré de 16 broches, dont l'application typique est la commutation des signaux vidéo RVB, contient trois amplificateurs vidéo de 6 dB et une porte OU logique. La figure 2 présente le brochage et la structure de ce composant. La répartition des signaux audio est confiée à un double amplificateur opérationnel,

associé à des étages tampons à transistors. Une alimentation secteur compacte complète le montage.

Le signal vidéo

Le signal vidéo composite issu de l'adaptateur TNT est appliqué à la résistance R4 de 75 Ω , laquelle réalise l'adaptation d'impédance.

L'amplitude du signal vidéo composite est ainsi divisée par deux et sa valeur typique est alors de 1 Vcc.

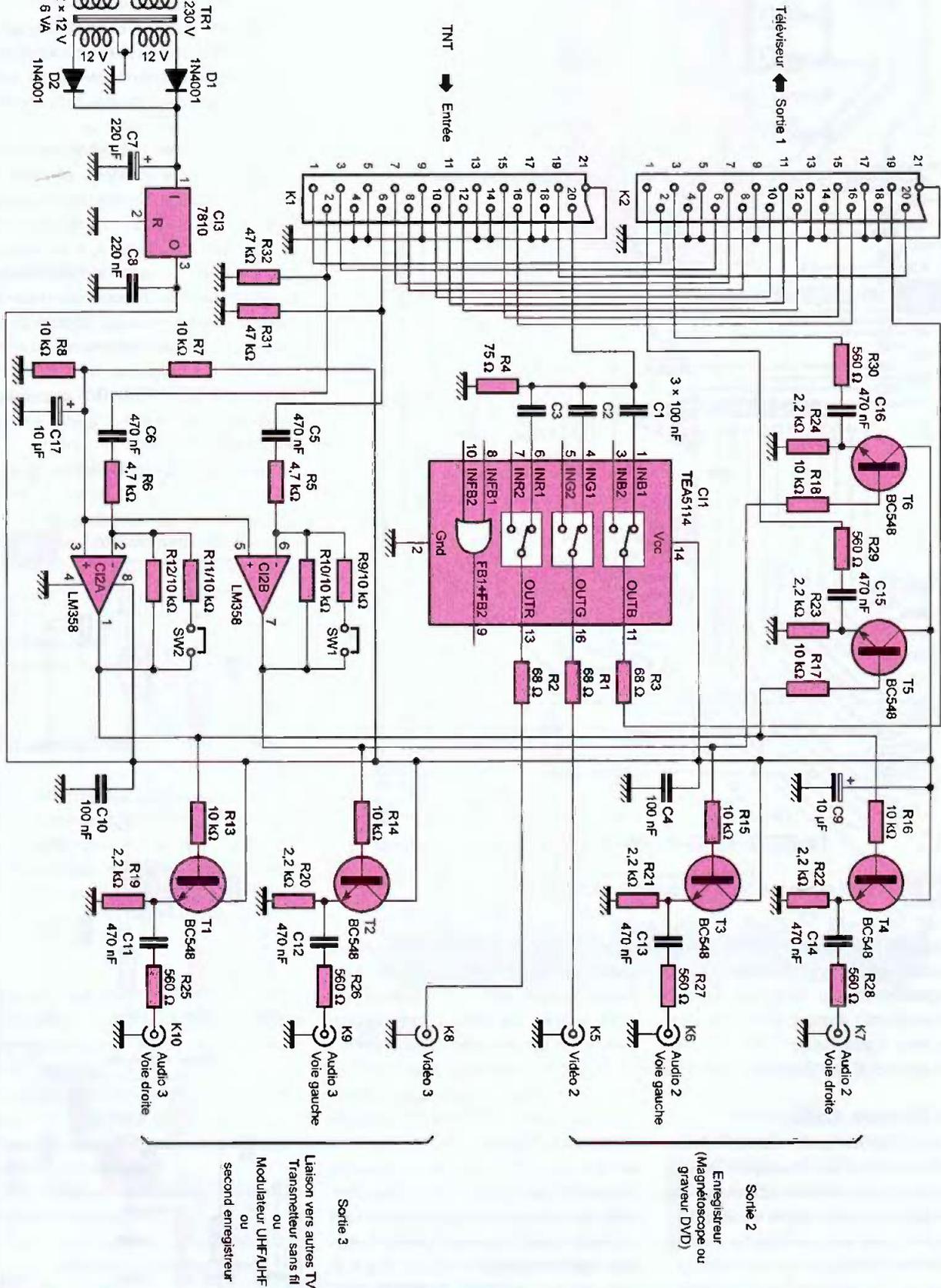
Ce signal parvient au travers des condensateurs C1, C2 et C3 d'isolement des composantes continues, aux entrées des trois amplificateurs vidéo du TEA5114 dont l'impédance d'entrée est très supérieure aux 75 Ω de R4, ce qui permet leur mise en parallèle.

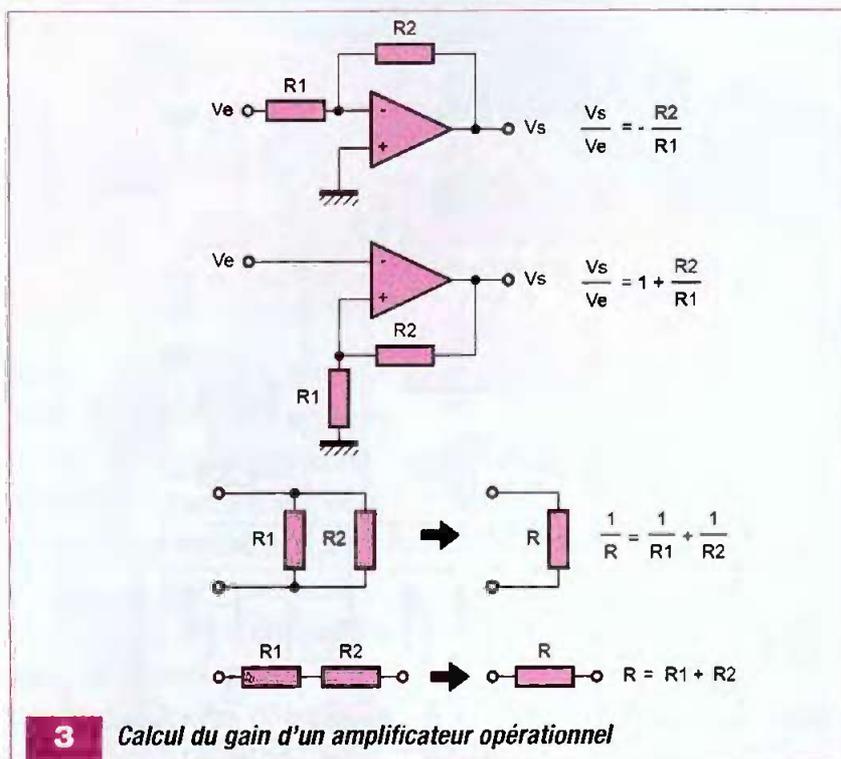
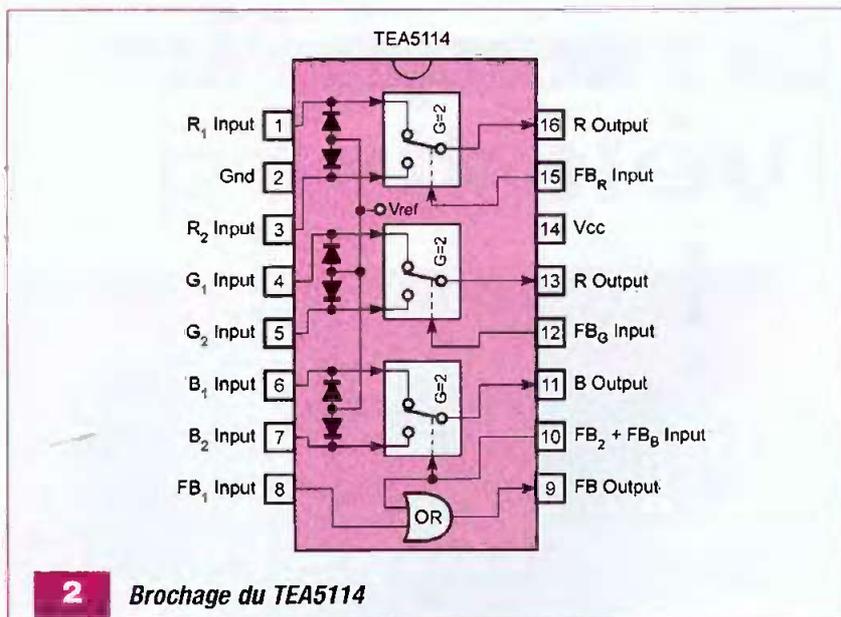
L'impédance interne de sortie des amplificateurs vidéo du TEA5114 est d'environ 10 Ω , valeur ramenée à environ 75 Ω grâce aux résistances séries R1, R2 et R3.

Trois sources vidéo sont ainsi disponibles. L'une permet de maintenir la liaison péritel avec le téléviseur et les deux autres seront dirigées vers des

1

Principe de fonctionnement du répartiteur pérélvision reposant sur le TEA5114





appareils auxiliaires raccordés aux embases RCA. Ces signaux vidéo composites seront complétés par les signaux audio stéréophoniques, délivrés par l'adaptateur TNT sur les broches 2 et 6 de l'embase péritel K1.

Les signaux audio

Deux amplificateurs opérationnels, contenus dans un classique LM358, amplifient de manière identique les signaux audio de gauche et de droite, lesquels sont ensuite répartis vers les différentes sorties via des étages tampons à transistors. Normalement,

il n'est pas nécessaire de corriger l'amplitude des signaux audio. Une faible amplification en tension est donc établie par défaut avec la présence sur la carte des cavaliers SW1 et SW2. La résistance de contre réaction, dont dépend le gain des amplificateurs, résulte de la mise en parallèle de deux résistances R9 avec R10 et R11 avec R12. La valeur résultante est ainsi plus faible et le gain en tension de ces amplificateurs audio sera minimal avec la présence des cavaliers SW1 et SW2.

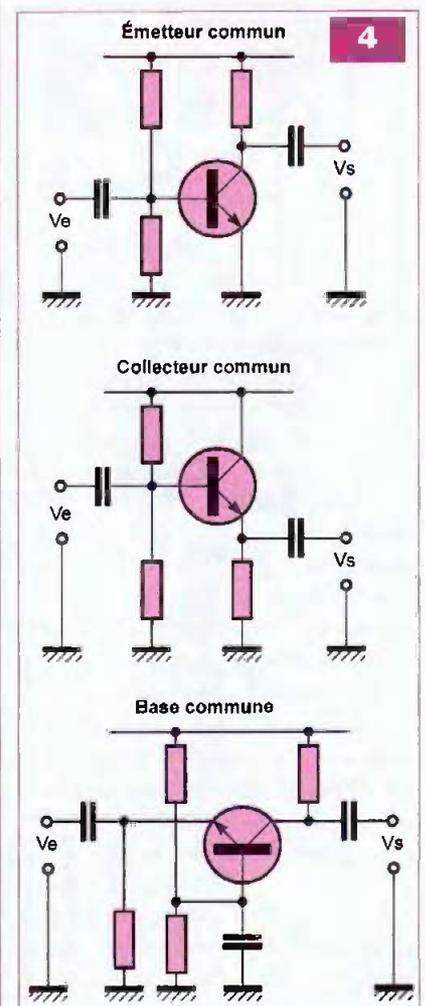
Cependant, certains appareils peu-

vent présenter des niveaux de signaux audio plus faibles. Cette dispersion de niveau peut être gênante lors d'une commutation d'un appareil à un autre. En ôtant les cavaliers SW1 et SW2, l'amplification en tension sera alors plus élevée.

La figure 3 rappelle le calcul du gain d'un amplificateur opérationnel utilisé en amplificateur inverseur, ainsi que le calcul d'association des résistances.

L'alimentation du LM358 n'étant pas symétrique, une composante continue doit être ajoutée au signal audio. C'est le rôle du pont de résistances R7/R8, lequel polarise à 5 V l'entrée non-inverseuse des amplificateurs opérationnels en divisant par deux la tension d'alimentation. Grâce à la présence des condensateurs d'isolement C5 et C6 en série avec les résistances d'entrée R5 et R6, seules les variations des signaux audio seront amplifiées.

En sortie des amplificateurs opéra-



tionnels, un étage tampon à transistor monté en collecteur commun isole chaque sortie audio. Ainsi, la stabilité du niveau audio est garantie à l'entrée de chaque appareil raccordé au répartiteur et un éventuel court-circuit sur l'une des sorties n'aura aucune conséquence pour les autres. Un transistor utilisé en collecteur commun permet d'obtenir un gain en courant important et un gain en tension unitaire, d'où sa fonction de suiveur de tension.

La figure 4 présente les trois montages fondamentaux d'un transistor bipolaire.

L'alimentation

Compte tenu des caractéristiques de sortance du TEA5114, une alimentation maximale de 10 V est nécessaire. Elle est obtenue avec un régulateur de tension fixe CI3, un 7810 en boîtier TO220.

La tension secteur est abaissée à environ 12 V grâce à un transformateur d'isolement à double enroulement secondaire.

Ainsi, seulement deux diodes de redressement D1 et D2 assurent un redressement double alternance.

Le filtrage est alors réalisé par le condensateur C7.

La sortie du régulateur est découplée par le condensateur C8.

Réalisation

Le coffret

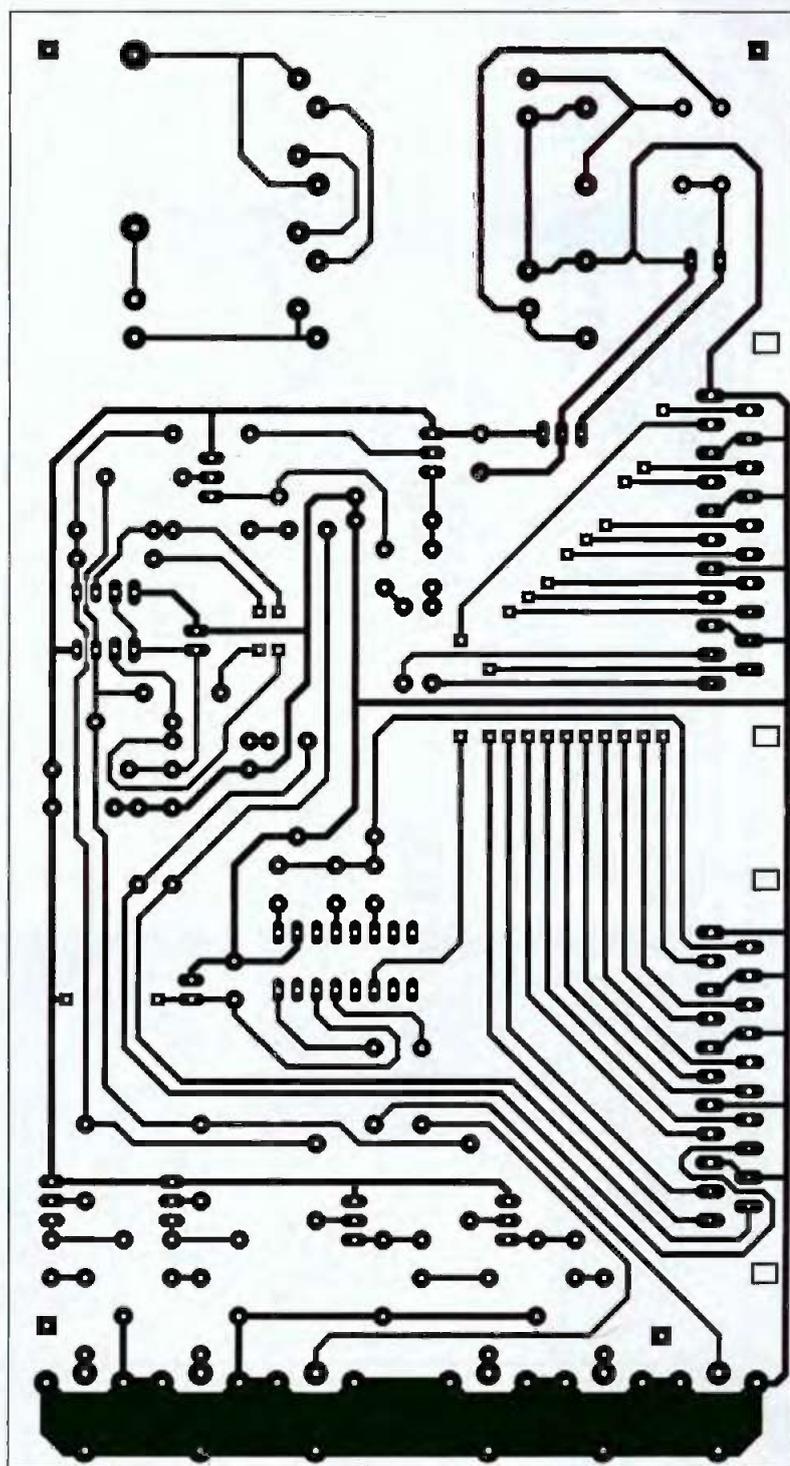
Les dimensions du circuit imprimé correspondent au format d'une cassette vidéo. Vous pourrez ainsi économiquement placer le montage à l'intérieur d'un boîtier de cassette vidéo.

Le circuit imprimé

Afin que le montage prenne place dans un coffret de cassette, la carte est équipée d'un transformateur extra-plat surmoulé. Le modèle utilisé pour la maquette présentée, est de marque Myrra de la série 45000, d'origine Selectronic.

Des modèles Schaffner pourraient également convenir.

Le tracé des pistes proposé est prévu pour recevoir indifféremment un modèle Myrra 6 VA (45027) ou



5

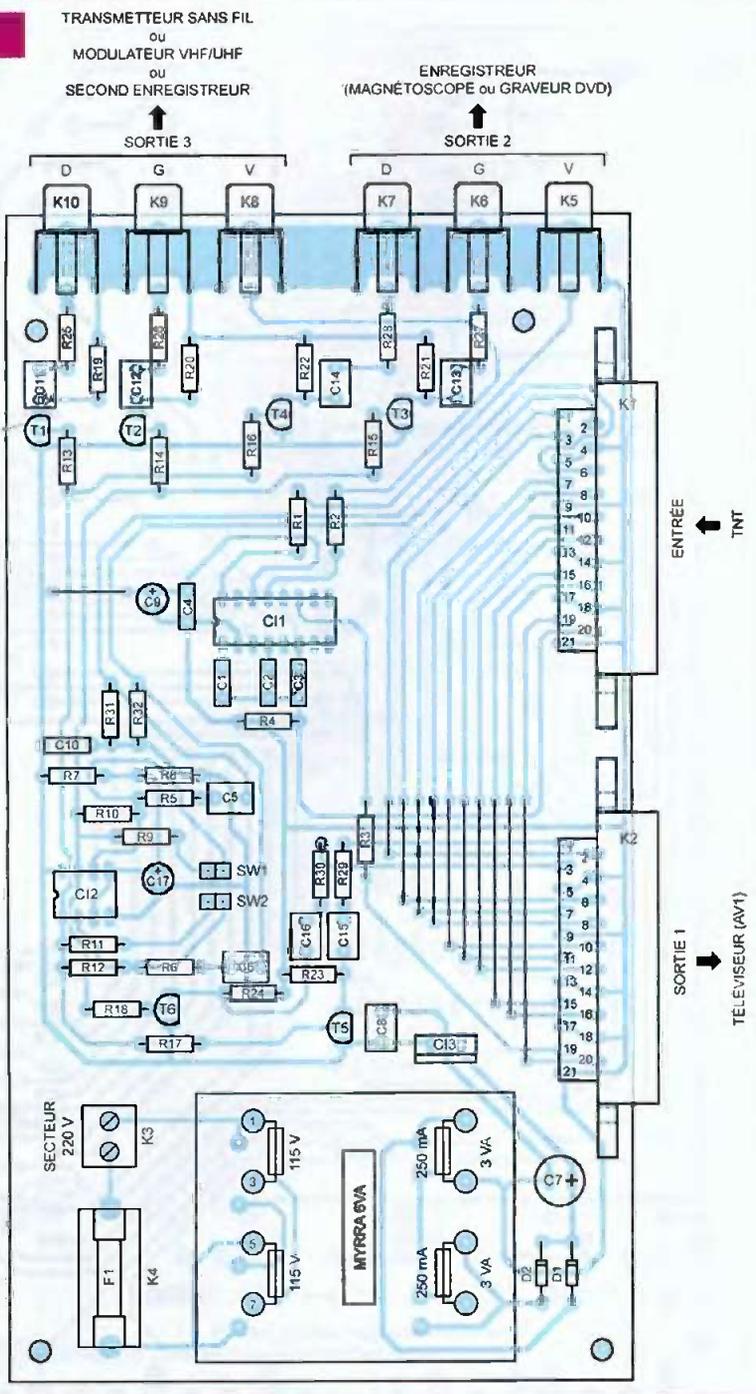
Schaffner 3 VA (TES1063).

La taille assez importante des pistes et des pastilles permet d'envisager une fabrication artisanale du circuit imprimé. Une zone délicate est néanmoins à vérifier soigneusement.

Il s'agit du passage des pistes entre les pastilles du LM358.

Les embases péritel sont normalement normalisées. Par contre, il existe différents modèles d'embases RCA. Le modèle retenu est au catalogue Selectronic sous la référence 60.9205. Pour d'autres modèles, vous serez amené à modifier le typon proposé en figure 5.

6



7



Nomenclature

Résistances

R1, R2, R3 : 68 Ω (bleu, gris, noir)
 R4 : 75 Ω (violet, vert, noir)
 R5, R6 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
 R7 à R18 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R19 à R24 : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
 R25 à R30 : 560 Ω (vert, bleu, marron)
 R31, R32 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

Condensateurs

C1, C2, C3, C4, C10 : 100 nF
 C5, C6, C11 à C16 : 470 nF
 C7 : 220 μF/25 V
 C8 : 220 nF
 C9 : 10 μF/25 V

Semi-conducteurs

D1, D2 : 1N4001..07
 T1 à T6 : BC548, BC547
 CI1 : TEA5114
 CI2 : LM358
 CI3 : régulateur 10 V, 7810

Divers

K1, K2 : embase péritel
 K3 : bornier deux plots
 K4 : support de fusible 5 x 20
 K5 à K10 : embase RCA
 F1 : fusible 100 mA retardé
 TR1 : transformateur extra-plat Myrra
 230 V/2 x 12 V- 6 VA
 (réf. Selectronic 60.9228).

L'implantation des composants

La réalisation d'ensemble ne pose pas de problème particulier.

Vous débuterez l'implantation des composants de la figure 6 par les straps.

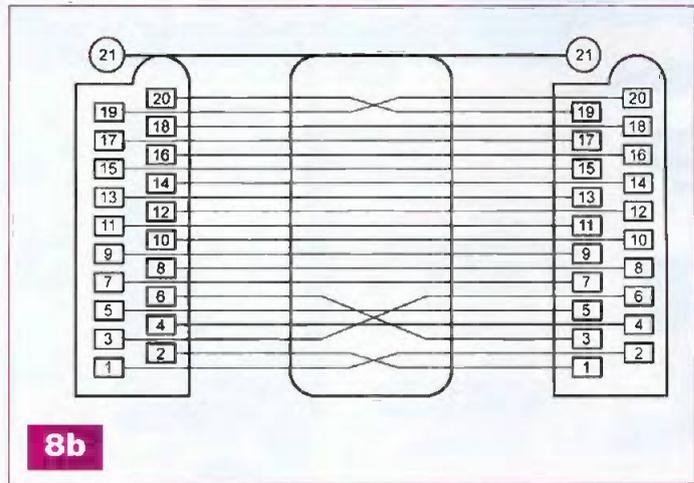
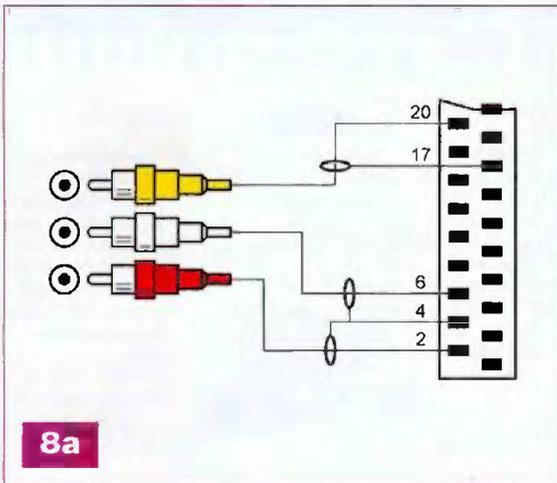
Une réalisation soignée de ces straps sera obtenue avec du fil de cuivre argenté ou avec du fil de laiton, préalablement étiré à l'aide de deux pinces plates avant leur mise en forme.

Après avoir soudé l'ensemble de ces straps, vous poursuivrez la réalisation avec l'implantation des résistances, puis des diodes et circuits intégrés, condensateurs.

Vous terminerez par les composants les plus épais : connecteurs, embases, transformateur, etc.

Mise en service et tests

Cette opération vous permettra à la fois de valider le bon fonctionnement général de votre réalisation, mais aussi le bon état ou le bon câblage de vos cordons. Si vous êtes amené à



réaliser vos propres cordons, vous pourrez vous reporter à la description de la prise péritel de la figure 7 également appelée prise SCART (Syndicat des constructeurs d'appareils radiorécepteurs et téléviseurs). Les figures 8a et 8b indiquent le câblage des cordons péritel et RCA nécessaires aux divers raccordements. Avec des cordons péritel croisés ou cordons SCART universels de

30 et 60 cm de longueur, raccordez l'adaptateur TNT ou autre source vidéo principale à l'entrée péritel du répartiteur et branchez la sortie 1 (péritel) à l'entrée péritel AV1 du téléviseur. Le comportement de l'appareil vidéo, en l'occurrence l'adaptateur TNT, ne doit pas avoir changé. Débranchez la sortie péritel du répartiteur et branchez à la place l'une des deux sorties RCA. L'image et le son

doivent à nouveau être présents de manière identique. Effectuez le même essai avec l'autre sortie RCA. Dès lors, votre répartiteur péritel-télévision est testé dans son ensemble et vous pourrez procéder au raccordement définitif de l'ensemble de votre équipement audiovisuel.

H. CADINOT

Plus que
seulement
numérique.



HM1508 CombiScope®

1 GSa/s d'échantillonnage
temps réel,
10 GSa/s d'échantillonnage
temps équivalent

1 MPts de mémoire par voie
avec HAMEG Memory Zoom

www.hameg.com

HAMEG®
Instruments

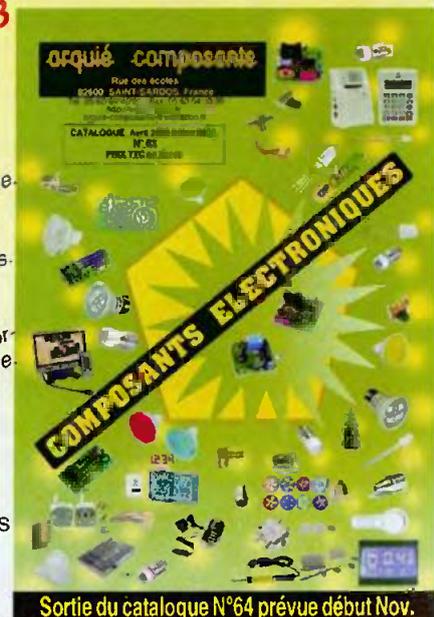
arquié composants

Rue de écoles 82600 Saint-Sardos France
Tél. 05 63 64 46 91 Fax 05 63 64 38 39
SUR INTERNET <http://www.arquie.fr/>
e-mail : arquie-composants@wanadoo.fr

Catalogue N°63

Afficheurs. Alimentations.
Caméras. Capteurs.
Cartes à puces. Circuits
imprimés. Circuits intégrés.
Coffrets. Condensateurs.
Cellules solaires. Connectique.
Diodes. Fers à souder.
Interrupteurs. Kits. LEDs.
Microcontrôleurs. Multimètres.
Oscilloscopes. Outillage.
Programmateurs. Quartz.
Relais. Résistances. Transfor-
mateurs. Transistors. Visserie.
Etc...

Passez vos commandes
sur notre site:
www.arquie.fr

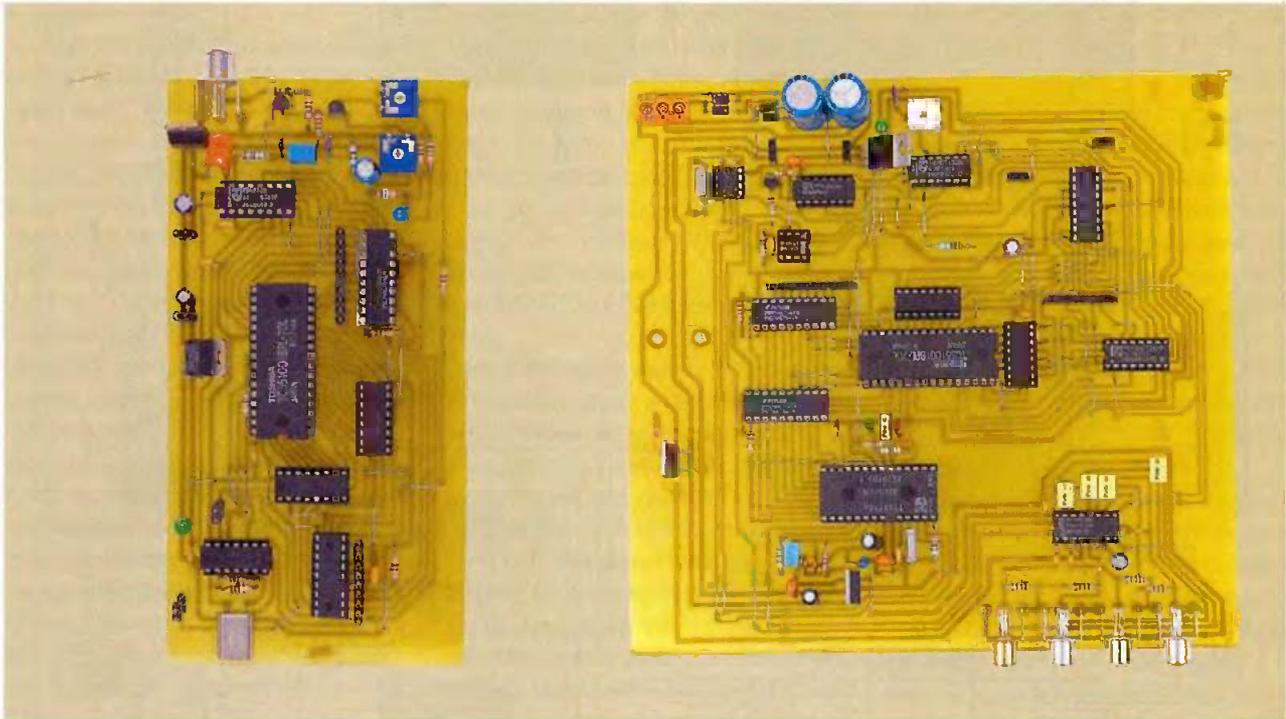


Sortie du catalogue N°64 prévue début Nov.

BON pour CATALOGUE papier FRANCE: GRATUIT (3,00 € pour DOM, TOM, UE et autres pays)

Nom:..... Prénom:.....
Adresse:.....
Code Postal:..... Ville:.....

Mosaïque 4 écrans (noir et blanc)



Le présent montage permet de visualiser sur un seul écran les images provenant de quatre sources vidéo. Il est plus particulièrement prévu pour des applications de vidéo-surveillance.

Le montage est constitué par la superposition de deux cartes aux fonctions distinctes : la carte vidéo chargée de commander le moniteur de sortie et la carte d'acquisition qui effectue la numérisation des signaux vidéo provenant des quatre entrées. Chaque carte est sous le contrôle d'un microcontrôleur PIC 16F628, IC8 pour la carte d'acquisition et IC17 pour la carte vidéo. Comme on peut le voir sur les photos, les deux cartes

s'assemblent grâce à l'usage de connecteurs HE14.

Caractéristiques du montage

La résolution est de 256 points sur 512 lignes pour tout l'écran, soit 128 points sur 256 lignes pour chaque parcelle de la mosaïque. C'est suffisant pour un téléviseur de 25 à 35 cm environ. Le taux de rafraîchissement est d'un peu plus de quatre images par voie et par seconde en moyenne. La réalisation ne fait appel qu'à des circuits courants d'approvisionnement aisé.

Principe de fonctionnement

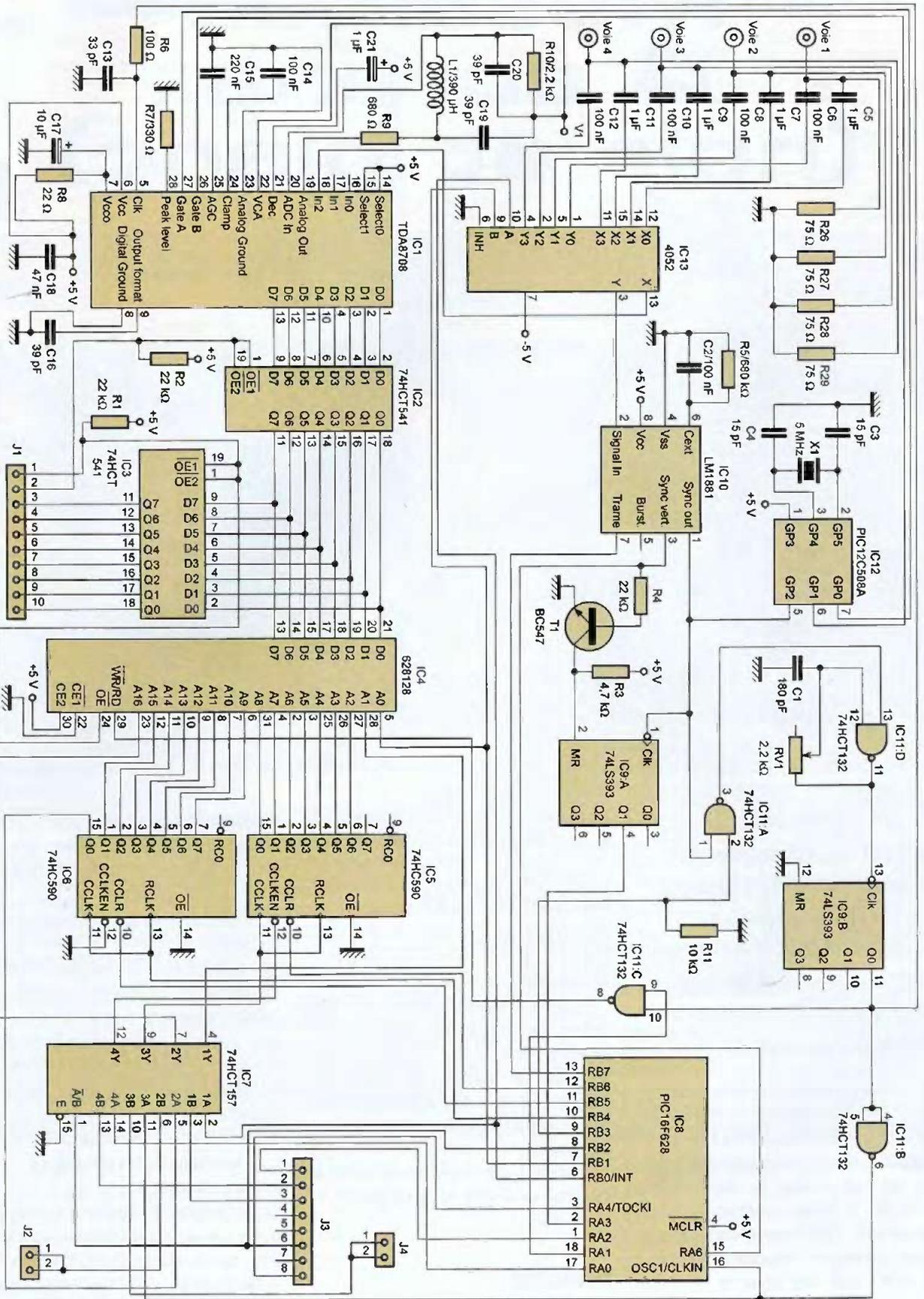
En régime normal, les deux cartes fonctionnent de façon parfaitement

indépendante. La carte vidéo génère un signal de type PAL et affiche sur le moniteur le contenu de sa mémoire écran IC14.

Pour sa part, la carte d'acquisition échantillonne tour à tour les quatre voies d'entrées et stocke dans sa mémoire de travail IC4 les images qu'elle numérise.

Dès que les quatre voies ont été passées "en revue", le mode associé au transfert de données entre les deux cartes est activé et le contenu de IC4 est entièrement recopié dans IC14, puis les deux cartes retournent à leur activité de routine.

Les explications suivantes supposent que vous ayez quelques bases à propos de la constitution d'un signal vidéo (trames, demi-trames et interlignages, signaux de synchronisation). Un article sur ce sujet a été publié dans le numéro 288 de novembre 2004.



1 La carte d'acquisition

La carte d'acquisition

(figure 1)

Cette carte est de loin la plus importante (13 circuits intégrés). Elle est sous le contrôle du pic 16F628 (IC8), cadencé par une horloge externe construite autour de l'oscillateur IC11:D dont le signal de sortie, fort dissymétrique, est remis en forme et voit sa fréquence divisée par deux par le compteur IC9:B.

Au final, la fréquence de cette horloge est de l'ordre de 2,5 MHz, ce qui est plutôt lent.

Les signaux vidéo issus des quatre entrées sont acheminés jusqu'au commutateur analogique IC13 qui permet de sélectionner la voie qui doit être échantillonnée. Cette dernière est déterminée par le PIC par l'intermédiaire des deux lignes RB0/RB1 dont l'état logique servira tout au long du processus de digitalisation à identifier la voie active. On récupère en sortie du commutateur IC13 le signal choisi, distribué sur deux sorties distinctes : la première, notée X, est connectée au convertisseur analogique/numérique vidéo IC1 (TDA 8708) et la seconde, notée Y, est reliée au circuit IC10 extracteur des signaux de synchronisation horizontale et verticale.

Le PIC analyse ces signaux de la façon suivante :

Il attend le passage à l'état bas de la sortie synchronisation verticale reliée à RA6, ce qui lui indique qu'il est en présence du commencement d'une

nouvelle demi-trame. À partir de cet instant, il lui faut compter les signaux de synchronisation horizontale (sortie 1 du LM1881) pour déterminer le moment où il faudra lancer la numérisation (environ 30 lignes à compter avant le début de la zone image). Cependant, ces signaux sont trop courts (4,7 μ s) pour que le PIC puisse les appréhender directement du fait de sa faible fréquence d'horloge, aussi a-t-on placé un petit dispositif construit autour de IC9:A entre le LM1881 et le PIC afin de compter ces lignes de façon fiable.

Pour ce faire, en début de demi-trame, le compteur IC9:A est remis à zéro par le passage à l'état bas du signal de synchronisation verticale, dont l'état logique est inversé par T1 (car le RAZ du LS393 est actif à l'état haut).

Dès la fin de ce signal, le compteur est incrémenté à chaque impulsion "ligne" présente en sortie de IC10 et c'est alors le nombre de ces impulsions divisé par quatre que le PIC compte par l'intermédiaire de la sortie Q1 du compteur reliée à RA3. Ce faisant, le PIC examine un troisième signal disponible en sortie de IC10 qui indique si la demi-trame en cours est une demi-trame paire ou impaire. Si elle est paire, alors il la rejette et attend le prochain signal de synchronisation verticale (qui sera celui d'une demi-trame impaire).

Si elle est impaire, il poursuit la procédure qui mène à la numérisation. (Remarque : on aurait pu ne lire que les demi-frames paires et rejeter les impaires, l'important est qu'elles soient toutes de même type, car si on ne les différencie pas, l'image aurait des "à coups" verticaux du fait du décalage d'une ligne qui existe entre ces deux demi-frames.

Cela est cependant pénalisant pour le rythme de rafraîchissement des images. La suite de la procédure consiste à mettre à zéro les compteurs d'adresse mémoire IC5 et IC6 en mettant brièvement à l'état bas les lignes RB5 et RB6 du PIC.

Le compteur IC5 sert à adresser les points de l'image numérisée, soit 128 par ligne (Q0 à Q6 sont utilisés). Le compteur IC6 sert à adresser les lignes numérisées de l'image, soit

256 lignes. Une trame contient en fait 287,5 lignes d'image, 31,5 sont donc ignorées. En tout, une image occupe 32 koctets, soit le quart de la mémoire IC4. Les lignes RB0 et RB1 reliées également à IC4 permettent d'attribuer une adresse précise à l'image numérisée de chaque voie.

On remarquera que certains signaux de commande passent par un multiplexeur (IC7), ceci ayant son importance au moment du transfert de données.

Dans le cas présent, la sortie RB2 du PIC, placée au niveau bas, force toutes les entrées marquées A vers les sorties correspondantes notées Y. Le rythme de "venue" des lignes de l'image étant suffisamment lent, le compteur IC6 peut être directement incrémenté par le PIC par sa sortie RB5.

La commande de IC5 est par contre plus délicate : il est incrémenté par les fronts montants de l'horloge générés par IC11:D/IC9:B.

Cependant, ce comptage ne peut avoir lieu que lorsque la broche "Count Enable" (cclken) est à l'état bas et c'est à l'aide de celle-ci que le PIC ordonnera le début et la fin du comptage des points de l'image : il faut bien noter que cela n'est possible que parce que le compteur et le PIC sont commandés par le même signal d'horloge et sont donc parfaitement synchrones.

Dès que le moment de la numérisation est venu et juste après un dernier top de synchronisation, la procédure répétée pour chaque ligne numérisée commence.

Le PIC met à l'état haut la ligne RB3 ce qui a pour effet de bloquer l'oscillateur IC11:D.

Le montage est alors à l'arrêt jusqu'à la venue du top suivant qui fait passer la sortie de IC11:A à l'état haut et débloque l'oscillateur.

Le PIC est alors synchronisé avec l'image à recevoir et fait repasser à l'état bas sa ligne RB3, puis met simultanément RA0 à l'état bas (autorise le comptage pour IC5), RA1 à l'état haut (autorise l'enregistrement par le transfert des signaux d'horloge vers WR par l'intermédiaire de IC11:C) et ceci durant 51 μ s, à la fréquence de 2,5 MHz, soit quasiment



Le convertisseur A/N vidéo

128 échantillons. La numérisation opérée par le convertisseur IC1, qui est lui aussi sous le contrôle de l'horloge IC11:D, se déroule de la façon suivante : le signal vidéo en sortie du commutateur IC13 est acheminé jusqu'à l'entrée In2 de IC1 où il est traité par un amplificateur vidéo de gain variable destiné à préparer le signal à la conversion en stabilisant son niveau moyen et son amplitude maximale.

Pour ce faire, deux impulsions doivent être générées extérieurement, indiquant à IC1 le palier bas du top de synchronisation ligne (GateA) et le palier de noir (GateB), ce qui est exécuté par le microcontrôleur IC12 qui est un simple PIC 12C508A qui analyse le signal de synchronisation en sortie de IC10 (LM1881) sur son entrée GP2 et commande les deux entrées GateA et GateB par GP0 et GP1.

Une fois mis en forme par ce premier étage, le signal vidéo ressort du TDA8708 pour être filtré par l'ensemble R9, L1, R10, C19, C20 qui est un filtre anti-aliasing réduit à sa plus simple expression et est amené au convertisseur 8 bits proprement dit par la broche ADC In.

Après chaque front montant de l'horloge en sortie de IC9:B, la valeur binaire correspondant au signal vidéo converti est disponible sur les sorties D0/D7 qui sont reliées au bus D0/D7 de la mémoire IC4 par l'intermédiaire de l'étage tampon IC2 dont les sorties sont actives dans le mode acquisition.

La commande d'enregistrement (WR) de la mémoire IC4, active à l'état bas, reçoit un signal d'horloge inversé par IC11:C.

Ainsi, les données D0/D7 sont rafraîchies au début de ce palier bas (qui correspond au front montant d'horloge pour IC1), on est ainsi certain que durant les dernières 70 ns de ce niveau bas de WR, les données ne changeront plus et la mémorisation sera fiable.

Il faut également pour cela que l'adresse mémoire pointée par les compteurs IC5 et IC6 ne se modifie pas durant ce niveau bas de WR. Pour IC6, aucun risque car il n'est incrémenté qu'au début de chaque

nouvelle ligne à numériser. Pour IC5, le délai introduit par IC11:C entre l'horloge IC9:B et la broche WR est compensé par la porte IC11:B et par le multiplexeur, ainsi que par le délai interne introduit par les compteurs eux-mêmes, aussi l'adresse restera-t-elle parfaitement stable durant la phase critique.

Une fois toute la ligne numérisée, les sorties RA0 et RA1 repassent respectivement à l'état haut (comptage de IC5 inactivé) et à l'état bas (enregistrement inactivé). Le PIC incrémente le compteur ligne IC6 par RB4, remet IC5 à zéro par RB6 et se resynchronise sur le signal vidéo grâce à RB3. Le cycle recommence ainsi durant 256 lignes de la demi-trame.

Une fois cela accompli, le PIC IC8 commence la procédure de numérisation d'une demi-trame de la voie suivante en mettant son adresse sur les lignes RB0/RB1 qui commandent le commutateur analogique IC13 et la mémoire IC4 et le cycle recommence. On remarquera que chaque voie possède son propre condensateur de blocage de la composante continue d'entrée, cela afin de gagner du temps.

En effet, les signaux vidéo d'entrées comportent toujours une composante continue qui diffère selon les appareils dont ils sont issus.

Les charges et déchargés d'un condensateur unique auraient pour conséquence de perturber l'extraction des signaux de synchronisation par le LM1881 et produiraient de fausses indications au PIC mais perturberaient également le convertisseur en faisant apparaître des zones brillantes ou sombres sur l'image.

La seule parade serait alors de différer l'étude du signal d'entrée durant un certain temps après chaque changement de voie, ce qui ferait perdre beaucoup de temps.

Malgré cela, il peut arriver parfois qu'une voie ait une très légère influence sur la suivante lorsque l'image de cette dernière est très sombre, le plus souvent lorsque leurs tensions continues de repos sont très différentes. Dans ce cas, intervertir les deux voies peut résoudre le problème.

Une demi-trame (impaire) est ainsi

numérisée sur chaque voie et une fois cela accompli, le PIC IC8 a terminé la procédure d'acquisition et débute la procédure de transfert en faisant passer à l'état haut la sortie RB2 signalant qu'il est prêt à transférer le contenu de la mémoire IC4 vers la mémoire de la carte vidéo.

Nous allons maintenant étudier le fonctionnement de cette seconde carte avant de décrire la procédure de transfert.

La carte vidéo (figure 2)

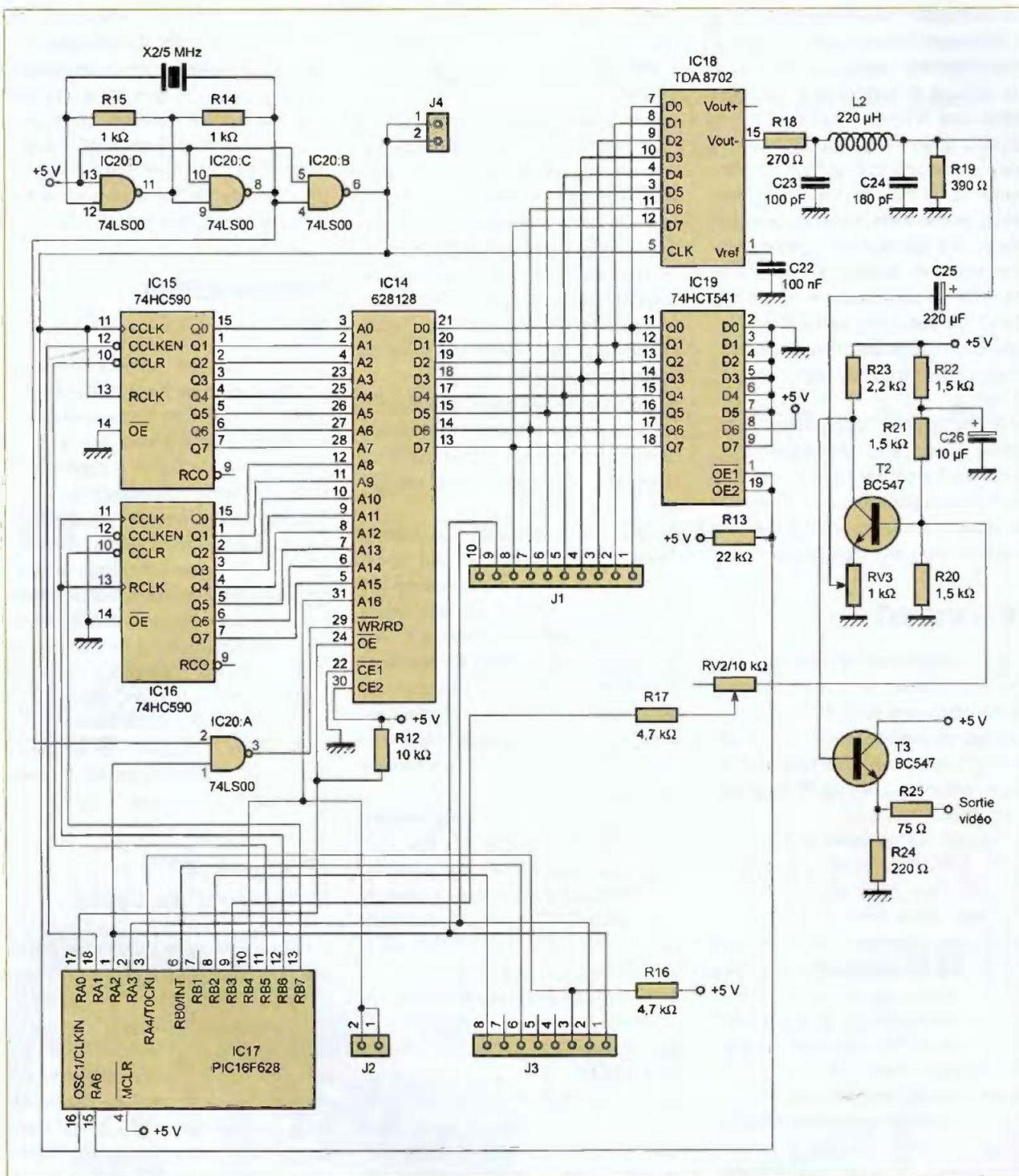
En l'absence de transfert, le fonctionnement de cette carte est le suivant : l'oscillateur à quartz IC20:C et D génère une fréquence fixe de 5 MHz destinée au PIC IC17, au compteur de points IC15 et au convertisseur Numérique/Analogique vidéo IC18. Tout comme dans la carte d'acquisition, le compteur de points IC15 est remis à zéro au début de chaque ligne à afficher par le PIC (ligne RB5), puis son comptage est autorisé durant 51 μ s par la ligne RA1 reliée à l'entrée "CLKEN" de ce compteur. À la fréquence de 5 MHz, cela donne 256 points. En même temps, les sorties de la mémoire IC14 sont validées par le passage à l'état bas de la ligne RA0.

Ainsi, après chaque front montant de l'horloge, l'adresse mémoire étant stabilisée, un nouvel échantillon stocké en mémoire est disponible sur le bus de sortie D0/D7 de IC14 et est pris en compte par le convertisseur seulement lors du retour à l'état bas de ce signal d'horloge, encore pour des raisons de stabilité.

Durant la phase d'affichage, les sorties du circuit tampon IC19 sont inactivées par l'état haut présent sur la ligne RA6 du PIC IC17.

Durant la phase obscure (les 13 dernières microsecondes de la ligne, ou bien durant la phase d'extinction du spot lors du retour écran), les sorties de la mémoire sont invalidées par le passage à l'état haut de RA0 de IC17, alors que celles de IC19 sont validées par le passage à l'état bas de RA6.

La valeur présentée alors sur le bus de données, qui est 64, est lue en permanence à chaque cycle d'horlo-



2 La carte vidéo

ge par le convertisseur IC18 et correspond à la valeur du palier de "noir" lors des phases d'extinction du spot écran.

Cette valeur est en fait celle qu'attribue par défaut le convertisseur IC1 de la carte d'acquisition au niveau minimum correspondant au "noir" de l'image, les valeurs comprises entre 0 et 64 étant réservées par ce compo-

sant aux signaux de synchronisation ligne et trame, même si cette fonctionnalité n'est pas exploitée dans ce montage.

Tout comme dans le cas de la carte d'acquisition, le PIC IC17 est chargé d'incrémenter le compteur de lignes IC16 à chaque nouvelle ligne affichée de la demi-trame en cours grâce au passage à l'état haut de la ligne RB6,

alors que son comptage sera remis à zéro pour la demi-trame suivante par l'intermédiaire de la ligne RB7.

Afin d'obtenir une résolution maximale, les demi-trames paires et impaires sont différenciées par la ligne RB4 reliée à IC14 et l'on obtient ainsi une résolution verticale de $2 \times 256 = 512$ lignes par trame.

Le signal "image" en sortie du

convertisseur numérique/analogique IC18 passe d'abord par un premier filtre construit autour de R18, C23, L2, C24 et R19 destiné à lisser les effets de l'échantillonnage, puis aboutit à un étage amplificateur à base commune bâti autour du transistor T2, le rôle de cet étage étant principalement de mixer à ce signal image, les signaux de synchronisation "ligne" et "trame" générés par le PIC IC17 et disponibles sur sa sortie RB3. L'ajustable RV2 sert à régler leur amplitude alors que l'ajustable RV3 détermine le niveau du signal "image" en sortie.

Enfin, le signal "composite" ainsi généré passe par un adaptateur d'impédance formé par T3, R24 et R25 pour être disponible sur la prise RCA de sortie vidéo permettant de relier le montage à un moniteur de télévision.

Le transfert

Son principe est le suivant : au moment d'afficher une nouvelle trame (donc une suite de deux demi-trames), la carte vidéo va lire et afficher le contenu de la mémoire IC4 en lieu et place de celui de IC14 qu'elle lit normalement.

Ce faisant, les données de IC4 étant sur le bus, elles seront mémorisées "au vol" par IC14 et une fois la mémoire IC4 entièrement lue par la carte vidéo, son contenu, en plus d'avoir été affiché pour la première fois à l'écran, aura été mémorisé dans la mémoire écran IC14 qui redeviendra dès lors la mémoire de travail de la carte vidéo, les deux cartes reprenant leurs activités séparées.

Lors du transfert, les données transitent par la jonction J1 et le tampon IC3 qui est activé en même temps que les sorties de la mémoire IC4 par la sortie RA3 du PIC IC17, alors que IC2 et IC14 voient leurs sorties inactivées par la ligne RA2 et RA0 de IC17. Au démarrage, les résistances R1, R2, R12, R13 maintiennent un état haut durant le reset interne des PICs, inactivant toutes les sorties des composants du bus de données.

Comme nous l'avons vu, l'initialisation du transfert est réalisée par le passage à l'état haut de la ligne RB2 du PIC IC8 de la carte d'acquisition.

Cet état haut est aussi retransmis au PIC IC17 de l'autre carte par son entrée RB0 par le biais de la jonction inter-cartes J3.

Il sert également de commande au multiplexeur IC7, sélectionnant les voies marquées B pour être dirigées vers leurs sorties Y respectives.

Ainsi, le compteur de point IC5 voit son horloge devenir celle de la carte vidéo IC20:C et D (par J4) et son autorisation de comptage passe sous le contrôle du PIC IC17 de cette même carte par l'intermédiaire de sa sortie RA3.

Par contre, la remise à zéro de IC5 reste sous le contrôle de IC8, il doit donc y avoir communication entre les deux PICs pour synchroniser ces différents signaux.

C'est le but du signal issu de la sortie RA2 de IC17 qui passe à l'état haut à chaque part affichée d'une ligne (51 μ s). Un second signal issu également de IC17 par RB2 et connecté à l'entrée RA4 de IC7 passe à l'état haut durant tout le temps du transfert (sur deux demi-trames donc) et son passage à l'état bas indique à IC8 qu'il peut reprendre son activité courante d'acquisition d'image.

Le compteur ligne IC6 reste entièrement sous le contrôle du PIC IC8, seule sa sortie Q0 est déconnectée de l'adressage mémoire et remplacée au niveau de IC7 par le signal indicateur de demi-trame provenant de la sortie RB4 de IC17 (par J2).

Ainsi, les données correspondant aux adresses paires de la mémoire seront mémorisées dans la zone associée à la demi-trame paire de l'image générée par la carte vidéo et les adresses impaires seront pour leur part, associées à la demi-trame impaire. On respecte ainsi l'interlignage propre aux téléviseurs afin d'obtenir la résolution verticale de 512 lignes annoncée. Le dernier signal d'importance, lors du transfert, consiste à substituer aux poids faibles des numéros d'écrans (RB0 de IC8), le signal issu de RA4 de IC17 de façon à changer l'écran lu en mémoire lorsque l'on passe de la partie gauche à la partie droite de l'image durant le transfert. Enfin, le passage à l'état haut de la sortie RA2 du PIC IC17 autorise l'enregistrement des données circulant

sur le bus D0/D7 en provenance de IC4 par la mémoire IC14 de façon à afficher continuellement cette nouvelle mosaïque lorsque la carte d'acquisition cessera le transfert. Ici encore, la présence de la porte IC20:B sert à compenser le retard généré par la présence de IC20:A et garantir la fiabilité de l'enregistrement.

L'alimentation

(figure 3)

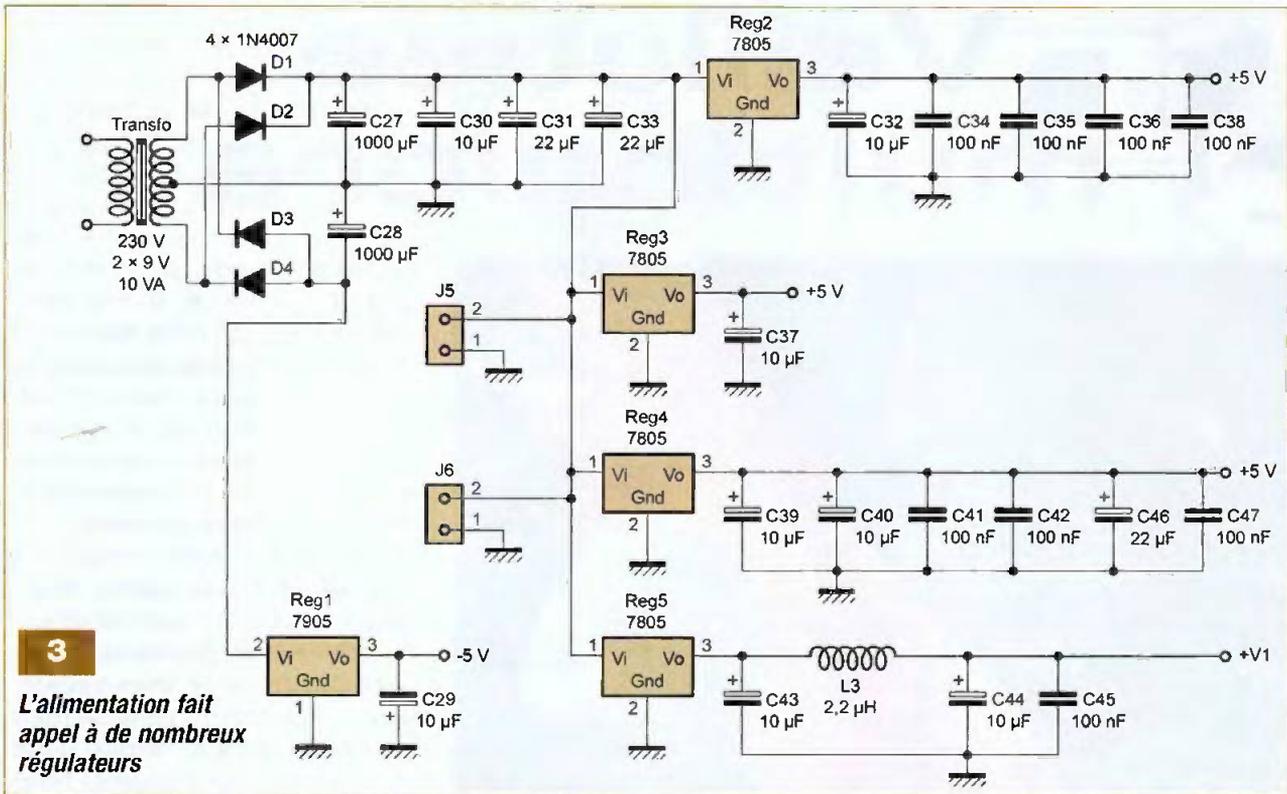
Le montage est alimenté par un transformateur de 2 x 9 V de puissance 10 VA minimum. Le redressement est effectué directement sur la carte d'acquisition de façon à obtenir une tension positive nécessaire au fonctionnement des circuits logiques IC1 à IC20 et aux amplificateurs à transistors, mais également une tension négative destinée au seul commutateur IC13 qui la réclame afin de linéariser sa caractéristique de transfert et d'abaisser sa résistance interne assez élevée autrement. Deux jonctions amènent l'alimentation à la carte vidéo : J5 pour l'alimentation des circuits analogiques et J6 pour les circuits numériques.

Le calcul de la durée d'un cycle

Il reste à estimer la durée d'un cycle complet comprenant l'échantillonnage des 4 voies vidéo d'entrées et le transfert de la mosaïque complète dans la mémoire "écran" IC14. En fait, les signaux vidéo présents en entrées ne sont pas synchronisés entre eux, ni avec celui de la carte vidéo. Tout aussi important, cette désynchronisation fluctue sans cesse du fait des infimes mais significatives différences de leurs bases de temps (même à quartz).

Aussi, à chaque cycle, ces désynchronisations vont être à l'origine de retards divers, lorsque le programme attend la venue d'une demi-trame impaire.

Ainsi la durée du cycle évoluera entre deux extrêmes, soit environ de trois images par seconde dans le cas le plus défavorable à environ sept images par seconde dans le cas le



3
L'alimentation fait appel à de nombreux régulateurs

plus favorable. La moyenne s'établit donc à cinq mais en pratique la cadence observée est plutôt proche

de quatre images par seconde. Le mois prochain, nous terminerons ce montage en nous attaquant à sa

réalisation et aux différents réglages. A très bientôt.

O. VIACAVAL

Selectronic
L'UNIVERS ELECTRONIQUE

Catalogue Général
2007

NOUVEAU

Selectronic
L'UNIVERS ELECTRONIQUE

Catalogue **Général**

Commandez-le dès maintenant!

Plus de 800 pages en couleur

Coupon à retourner à: **Selectronic** B.P 10050 • 59891 LILLE Cedex 9

OUI, je désire recevoir le **Catalogue Général 2007 Selectronic** à l'adresse suivante (ci-joint 10 timbres-poste au tarif "lettre" en vigueur ou 5,50€ par chèque):

Mr. / Mme : Tél :

N° : Rue :

Ville : Code postal :

"Conformément à la loi informatique et libertés n° 78.17 du 6 janvier 1978, Vous disposez d'un droit d'accès et de rectification aux données vous concernant"

EP

Veilleuse multicolore



Cette réalisation très simple exploite un nouveau modèle de diode électroluminescente un peu particulière. Mise sous tension, celle-ci présente automatiquement une succession de couleurs différentes, sans aucune intervention de notre part !

Cette diode intègre un système électronique innovant, permettant à la led de parcourir cycliquement chaque couleur après un délai non réglable et avec un fondu-enchâiné du plus bel effet. Le cycle est immuable : rouge, blanc, bleu, vert, jaune, violet. La tension d'alimentation requise est de 3 volts, pour un encombrement identique à celui d'une led de 5 mm environ. Nous allons mettre en œuvre deux de ces nouvelles leds dans un petit boîtier contenant initialement une veilleuse néon, pilotée par une cellule photorésistante. Le fonctionnement

de notre maquette sera identique, mais l'éclairage en couleurs changeantes sera bien plus agréable à l'œil ! Pour accentuer encore l'effet magique de cette led, nous associerons deux circuits de commande indépendants, présentant un petit décalage très bénéfique à la succession des couleurs.

Schéma électronique

Il est donné en figure 1. Il comporte une section d'alimentation un peu originale et deux fois le même sché-

ma de commande (aux tolérances près). En raison de la très faible consommation de notre dispositif, il ne sera pas nécessaire de faire appel à un transformateur, toujours lourd, encombrant et coûteux. Il nous suffit d'exploiter la réactance d'un condensateur présentant une tension d'isolement suffisante sur le secteur.

Un modèle 400 volts minimum est conseillé, voire 630 volts si disponible. Il s'agit de C1 sur le schéma. Sous une tension alternative, un élément diélectrique se laisse traverser par un courant, ce qui provoque à ses bornes une chute de tension grâce (ou à cause) de son impédance notée Z. La perte d'énergie, contrairement à celle d'une résistance chutrice classique, est pratiquement nulle en raison du déphasage de 90° que l'on constate entre tension et courant. L'échauffement de C1 est donc nul ! Son impédance se calcule par la relation suivante :

$$Z_c = 1/2 \pi \cdot f \cdot C$$

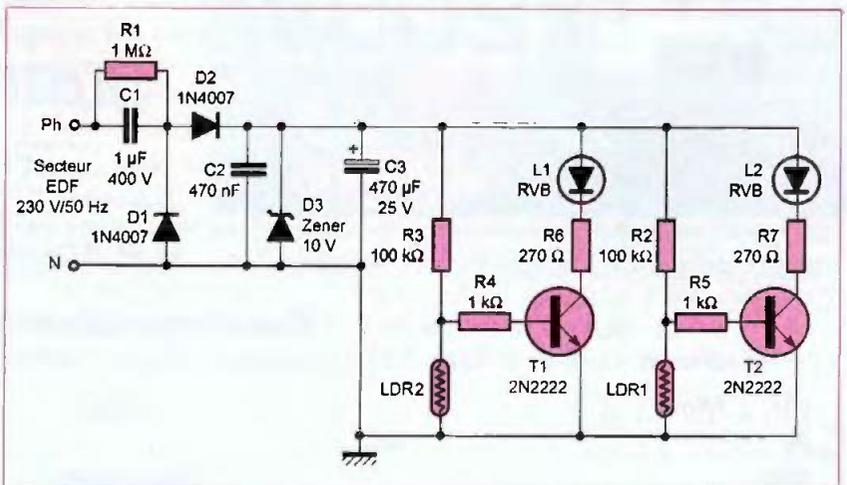
(f représente la fréquence en Hertz et C la capacité en Farad)

L'intensité disponible reste faible et se détermine une fois de plus grâce à la loi d'Ohm :

$$I = U/Z_c = U \cdot 2 \pi \cdot f \cdot C$$

et finalement : $C = 1/2 \pi \cdot f \cdot U$

1 Principe de fonctionnement de la veilleuse



Pour une consommation estimée à 50 milliampères et avec un secteur de 230 volts à 50 Hz, on prendra :

$$C = 0,050 / 2 \pi \cdot 50 \cdot 230 = 692 \text{ nF}$$

Nous avons choisi un modèle 1 μF isolé à 400 volts.

Attention ! Nous attirons dès à présent votre attention sur le danger lié à ce schéma particulier dont une connexion est directement reliée au secteur ! En outre, après la mise hors service, il subsiste une charge dangereuse dans le condensateur C1 que l'on décharge très rapidement à l'aide de la résistance R1 de forte valeur.

Le redressement est assuré par les diodes D1 et D2, tandis que la zener D3 (valeur 10 volts) assure une stabilisation suffisante. Le filtrage de cette tension unidirectionnelle est assuré par les éléments C2 et surtout C3 de forte valeur.

Pour la mise sous tension de la led L1 ou L2, un transistor NPN est mis à contribution.

La cellule photorésistante LDR2 forme avec la résistance R3 un véritable pont diviseur.

En pleine lumière, la cellule présente une résistance très faible, polarisant la base du transistor T1 en négatif.

Le transistor est donc bloqué, par conséquent la led RVB/L1 reste éteinte. On pourra d'ailleurs monter un élément ajustable en lieu et place des résistances R2 et R3.

Dans l'obscurité, la cellule offre une résistance ohmique très importante et la base du transistor est reliée au pôle positif à travers R3 et R4.

La led L1 s'allume et débute son cycle d'allumage préprogrammé.

Les leds et les cellules LDR sont soudées côté pistes cuivrées



Intérieur du boîtier d'origine contenant une veilleuse néon et une cellule photorésistante

Nomenclature

Semi-conducteurs

D1, D2 : 1N 4007

D3 : zéner 10 volts

T1, T2 : 2N 2222, boîtier TO 92

L1, L2 : diode led à effet RVB (Conrad)

Résistances

(toutes valeurs 1/4 de watt)

R1 : 1 M Ω

R2, R3 : 100 k Ω

R4, R5 : 1 k Ω

R6, R7 : 270 Ω

Condensateurs

C1 : 1 μF , isolement 400 V minimum

C2 : 470 nF

C3 : 470 μF / 25 V

Divers

Boîtier Teko

Prise de balisage secteur

2 cellules LDR cylindriques (à récupérer)

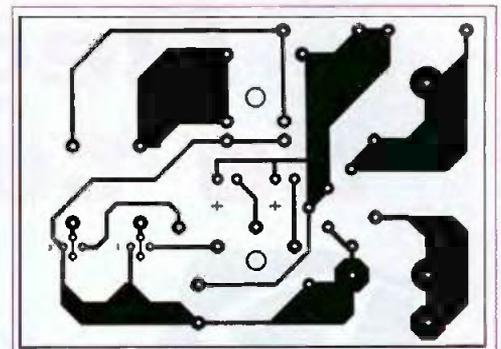
Fils souples

Le même fonctionnement est valable bien entendu sur la led L2. Aucun réglage ne sera nécessaire et vous serez vite fasciné par la succession très lente des diverses couleurs et le mélange des deux circuits identiques.

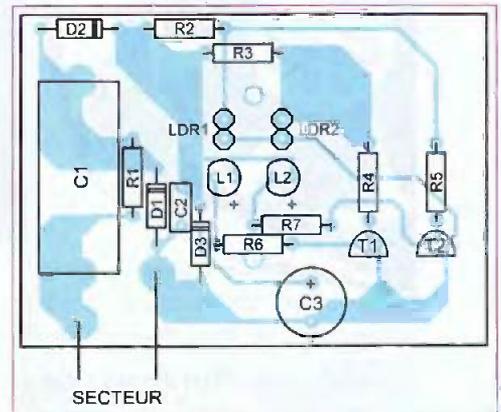
Réalisation

On trouve facilement dans tous les supermarchés, au rayon bricolage ou articles électriques, de minuscules prises lumineuses idéales pour loger notre application (voir photos).

Il nous importe de conserver la prise secteur à deux broches et le cabo-



2 Côté pistes cuivrées



3 Insertion des composants



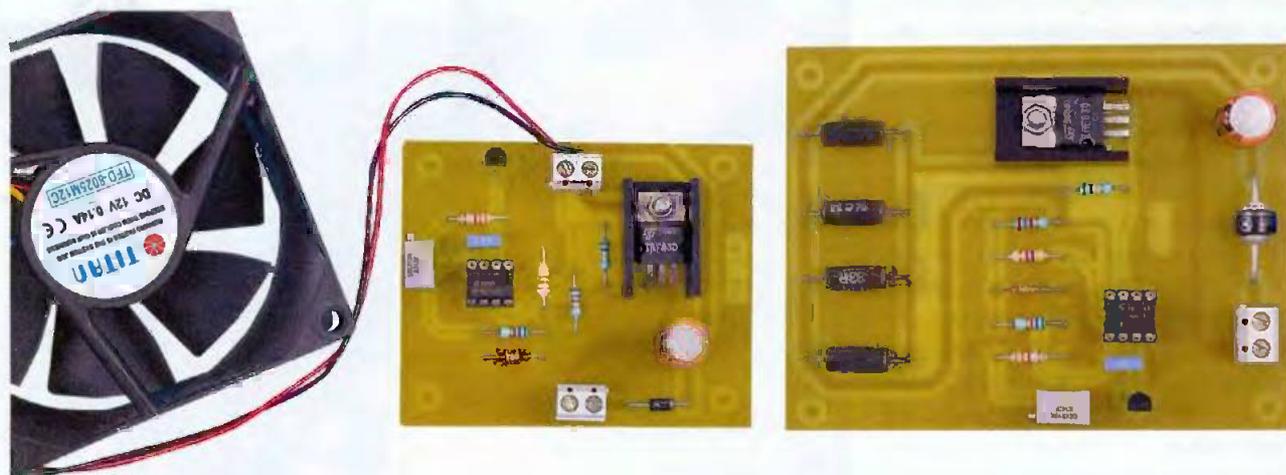
Le module est enfermé dans un boîtier Teko

chon translucide. Avec un peu de soin et de patience, on parvient à dissocier les deux éléments et à leur adjoindre un petit boîtier isolant, Teko pour notre prototype. Le circuit imprimé d'une taille très réduite comporte tous les composants du schéma, les deux leds et les deux cellules LDR étant installées côté cuivre pour apparaître juste sous le cabochon translucide (figures 2 et 3).

Veillez à bien isoler les éléments avant la fermeture du boîtier qui pourra s'enficher dans une prise 2P standard, pour un fonctionnement immédiat.

G. ISABEL

Régulateurs de température



Il existe de nombreux cas de figure où il est souhaitable de réguler activement la température de fonctionnement d'un montage électronique. Parfois, il est impératif d'évacuer les calories dissipées par les composants (c'est le cas de la majorité des microprocesseurs de nos PC modernes). Au contraire, il faut réchauffer artificiellement la température de fonctionnement d'un système pour augmenter la stabilité de certaines de ses caractéristiques (la fréquence d'un oscillateur à quartz, par exemple).

Nous vous proposons de réaliser deux montages très simples qui vous aideront à résoudre efficacement les deux problèmes de température que nous venons d'évoquer.

Schéma

Nos deux réalisations utilisent un capteur de température pour déterminer le point de fonctionnement désiré.

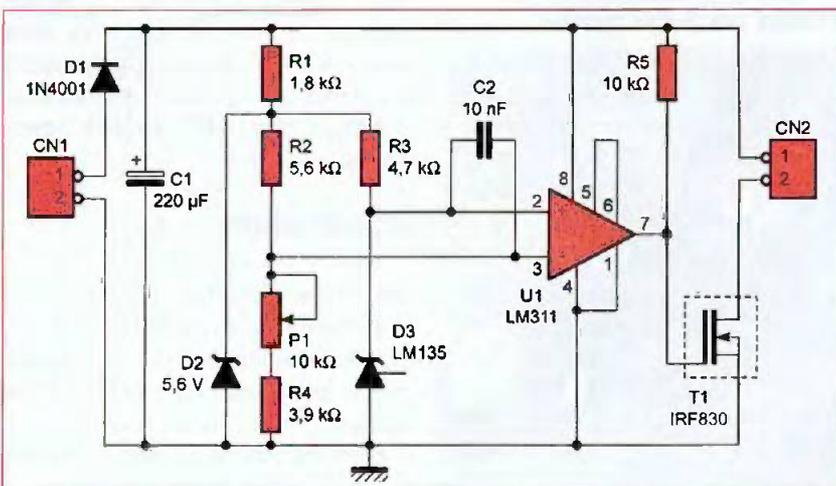
Nous avons sélectionné un capteur très répandu qui est encore distribué dans un boîtier non CMS (boîtier TO92, dans notre cas). Il s'agit du capteur LM335Z.

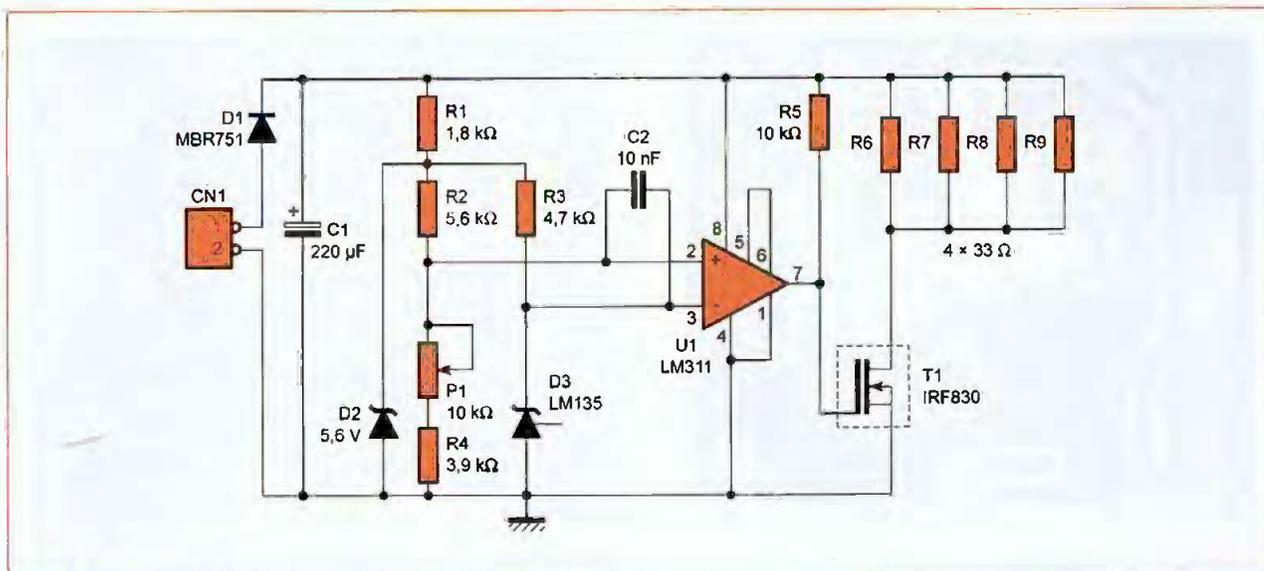
Les capteurs LM135 ou LM235 conviennent également, mais ils sont généralement un peu plus coûteux. Le LM335Z se caractérise par une tension nominale à ses bornes qui est

proportionnelle à la température absolue de son boîtier (température exprimée en °K).

Il est calibré pour développer une tension de 10 mV/°K, dans une plage d'utilisation allant de -40 °C (233,15 °K) à +100 °C (373,15 °K). Rappelons que le zéro de la température absolue (exprimée sur une échelle dynamique ou absolue dont l'unité est le degré Kelvin) est décalé de -273,15 degrés par rapport à notre échelle usuelle des températures (l'échelle Celsius). Le passage d'une échelle à l'autre se fait facilement à l'aide de la relation suivante : $T(^{\circ}\text{C}) = T(^{\circ}\text{K}) + 273,15$.

1 Contrôle de température par ventilation





2 Contrôle de température par résistance chauffante

Si l'on applique cette relation à la tension de sortie de notre capteur de température, on obtient :

$$V(T) = 2,7315 + (T \times 10 \text{ mV}/^\circ\text{C})$$

avec V exprimé en volts et T en $^\circ\text{C}$. Par exemple, lorsque la température ambiante du boîtier du capteur est à $+25^\circ\text{C}$, la tension présente à ses bornes est de l'ordre de 2,98 V.

La proportionnalité de la tension de sortie par rapport à la température absolue du boîtier rend le capteur LM335Z très simple à utiliser, comme vous pouvez le constater par vous-même sur les schémas reproduits en figures 1 et 2.

Le schéma de la **figure 1** représente un petit système de contrôle de température par ventilation, tandis que la **figure 2** reproduit un petit système de contrôle de température par résistances chauffantes. Comme vous pouvez le constater, les deux schémas sont quasiment identiques, à la polarité de détection près.

Dans le cas du schéma de la **figure 1**, la tension développée par le capteur de température (D3) est comparée par le circuit U1 via sa broche positive (2) à une tension de référence appliquée à sa broche négative (3). Lorsqu'une tension aux bornes du capteur de température dépasse la tension de référence (c'est-à-dire lorsque la température du capteur augmente), la sortie du comparateur U1 passe à l'état « haut », ce qui polarise le transistor MOS (T1) dans

un mode saturé. Cela déclenche le ventilateur qui est raccordé au connecteur CN2.

Notez que le transistor retenu pour ce montage permet de commuter un courant pouvant monter jusqu'à 3 A, ce qui est largement surdimensionné pour piloter la plupart des ventilateurs alimentés en 12 V auxquels notre montage est destiné.

Notez qu'avec notre schéma, la limitation de la puissance du ventilateur est plutôt dictée par les possibilités de la diode D1 (ne dépassez pas 1 A avec cette diode). Ceci dit, revenons à notre explication principale.

Sous l'effet du ventilateur (libre à vous de positionner ventilateur et capteur à proximité du système dont vous souhaitez réguler la température), la température du capteur D3 va baisser, entraînant du même coup une diminution de la tension développée à ses bornes.

Si le ventilateur est correctement dimensionné, la température du capteur descend en dessous du seuil pour lequel la tension à ses bornes est inférieure à la tension de référence. Dès lors, la sortie du comparateur U1 retombe à zéro entraînant du même coup le blocage de T1 et l'arrêt du ventilateur. Sous l'effet de la chaleur dissipée par les systèmes environnants, la température du capteur a vite fait d'augmenter à nouveau, entraînant un nouveau cycle de refroidissement.

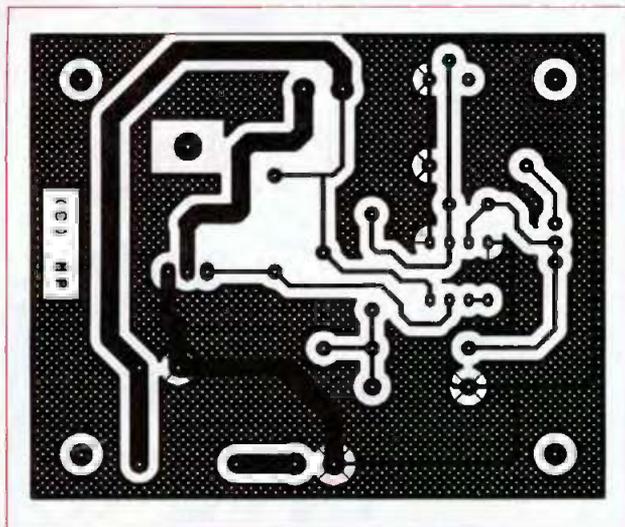
Au final, la température oscille sensiblement autour du seuil pour lequel le ventilateur est mis en fonctionnement, ce qui assure une régulation convenable de la température des systèmes placés à proximité du ventilateur (sous réserve d'un bon dimensionnement du système de ventilation vis-à-vis des calories à évacuer).

Le montage est conçu pour fonctionner de 9 V à 12 V, via une alimentation raccordée à CN1. La tension d'alimentation n'a pas besoin d'être régulée, mais elle doit être correctement filtrée. Un petit bloc d'alimentation capable de fournir le courant nécessaire au ventilateur, avec une surcharge de 50 mA, suffit largement.

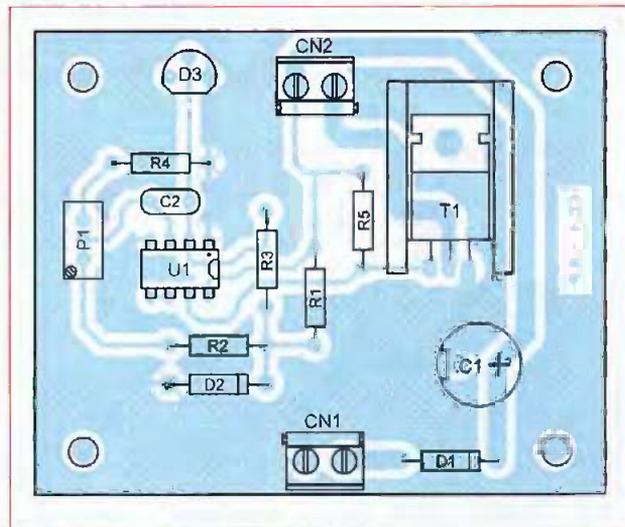
La diode D1 protège le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation, tandis que la diode zener D2 permet de maintenir une tension de référence relativement insensible aux variations de l'alimentation (en revanche, ce n'est pas le cas de la vitesse de rotation du ventilateur).

La résistance variable P1 permet de fixer le seuil de référence, ce qui détermine la température désirée. Le condensateur C2 filtre les oscillations parasites du montage, sachant que le comparateur est monté ici sans hystérésis.

L'hystérésis naturel du comparateur suffit à notre application, sachant que la stabilité de notre boucle de régulation dépend essentiellement des pro-



3 CI du contrôle de température par ventilation



4 Insertion des composants

Nomenclature

Condensateurs

C1 : 220 μ F/25 V
C2 : 10 nF

Résistances

R1 : 1,8 k Ω 1/4 W 5 %
(Marron, Gris, Rouge)
R2 : 5,6 k Ω 1/4 W 5 %
(Vert, Bleu, Rouge)
R3 : 4,7 k Ω 1/4 W 5 %
(Jaune, Violet, Rouge)
R4 : 3,9 k Ω 1/4 W 5 %
(Orange, Blanc, Rouge)
R5 : 10 k Ω 1/4 W 5 %
(Marron, Noir, Orange)

Semi-conducteurs

T1 : IRF830 ou équivalent
U1 : LM311P
D1 : 1N4001
(diode de redressement 1 A/100 V)
D2 : Diode Zener 5,6 V (1/4 W)
D3 : LM335Z (ou LM135/LM235)

Divers

CN1, CN2 : Bornier à vis 2 contacts
P1 : Ajustable 10 k Ω

priété du capteur de température et des performances du système de ventilation.

Ajoutons, pour terminer la description du schéma de la figure 1, que la sortie du comparateur U1 est une sortie à collecteur ouvert, d'où la présence de la résistance R5 pour polariser correctement le transistor MOS (T1) lorsque le comparateur passe à l'état « haut ».

Passons maintenant au schéma de la figure 2 qui est très proche du précédent, mais dont la finalité est totale-

ment inversée par rapport au montage de la figure 1. Cette fois, le montage ne pilote plus un ventilateur mais des résistances chauffantes de 33 Ω (R6 à R9) destinées à élever la température ambiante du système dans lequel ce montage sera placé.

La tension de référence et la tension du capteur de température ont changé d'entrée sur le comparateur, ce qui inverse le sens de l'asservissement. Le transistor T1 est maintenant passant tant que la température du capteur est inférieure au seuil imposé par la position de la résistance ajustable P1. Sous l'effet de la puissance dissipée par les résistances R6 à R9, la température ambiante va monter jusqu'à ce que la tension développée par le capteur soit suffisante.

Ce mode de régulation de la température est couramment employé pour garantir une très grande stabilité sur des oscillateurs à quartz. Le point de fonctionnement se choisit généralement quelques degrés au-dessus de la température ambiante maximum. Quelque 40 °C à 50 °C peuvent suffire en région tempérée, mais 60 °C à 70 °C sont préférables pour une meilleure marge de fonctionnement dans des environnements difficiles, tels que derrière le pare-brise d'un véhicule stationné en plein soleil.

Il va de soi que les résistances R6 à R9 et le capteur D3 doivent être confinés avec le système dont il faut réguler la température. La mise en coffret est généralement un peu plus délicate et il est fréquent de limiter le

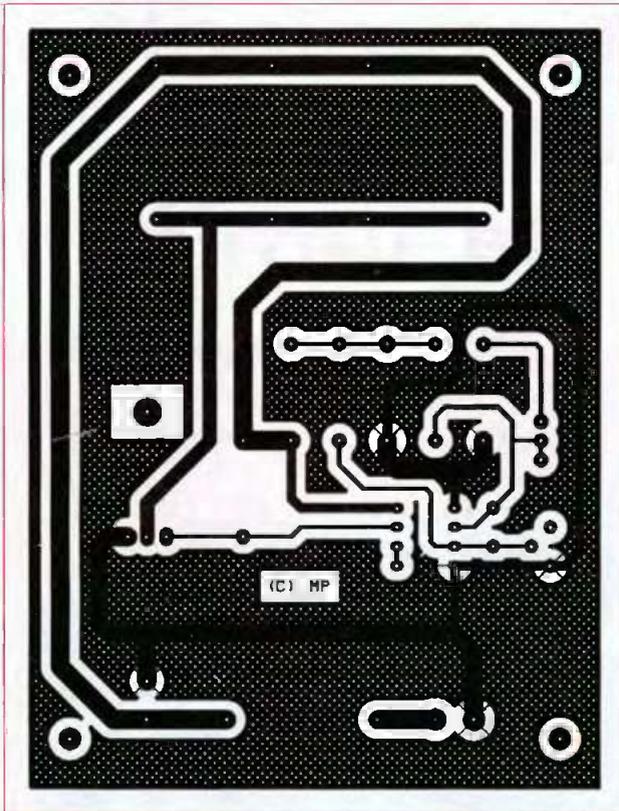
confinement thermique au strict minimum. Vous serez donc certainement amenés à déporter les résistances et le capteur.

Pour vous offrir un peu plus de latitude dans le choix des résistances R6 à R9 (en fonction du volume qu'il faut réchauffer), nous avons changé la diode D1 pour ce montage.

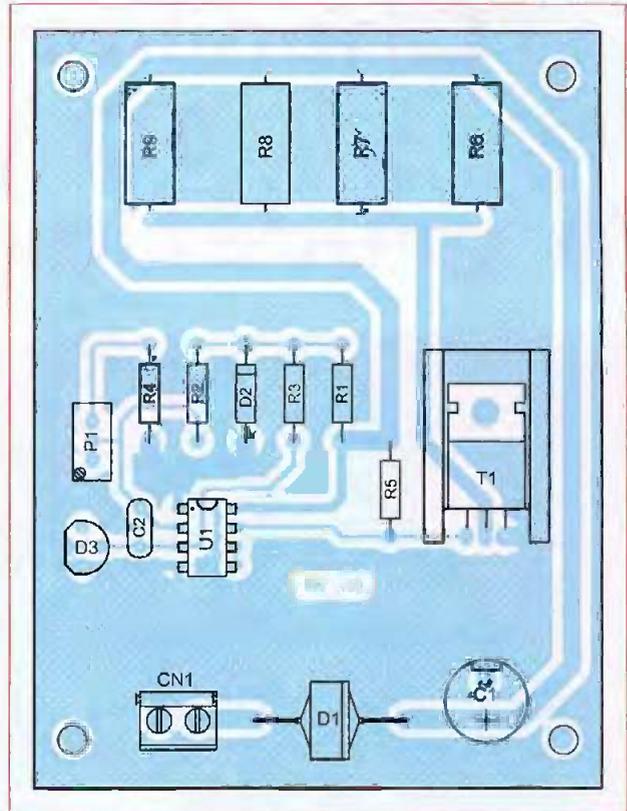
Ainsi, sous 12 V, vous pourrez « piloter » des résistances allant de 33 Ω (4 W) jusqu'à 22 Ω (6,5 W), ce qui devrait suffire à bien des applications (au total, cela fait tout de même 4 x 6,5 W dissipés, sans même parler des pertes dans T1).

Nous attirons votre attention sur les risques de brûlure encourus avec ce deuxième montage, si jamais la consigne est réglée en position maximum. De plus, en cas de défaillance du montage (par exemple, en cas de court-circuit sur T1 ou bien si la résistance P1 est ouverte), la température atteinte par l'ensemble du système pourrait entraîner un risque d'incendie (selon les dimensions globales du système, la résistance thermique et la nature des matériaux employés, l'environnement dans lequel le système est utilisé, etc.). Évitez donc à tout prix de surdimensionner les résistances chauffantes par rapport au volume que vous devez chauffer et refusez d'utiliser un tel montage dans des locaux non surveillés.

Pour estimer les risques d'un surdimensionnement dangereux du système, vous pouvez simuler les effets d'une panne d'asservissement sur le



5 CI du contrôle de température par résistance chauffante



6 Insertion des composants

système final (dans son environnement de travail réel) en retirant la résistance ajustable P1 du montage. En mesurant la température interne du système pendant un temps suffisant, vous pourrez déterminer l'asymptote de votre système en boucle ouverte et juger s'il existe un risque d'incendie du système (en fonction des matériaux employés) en cas de défaillance du montage de commande. Les lecteurs sont encouragés à la plus grande prudence quant aux conditions de mise en œuvre et au dimensionnement de ce montage qui reste de leur seule responsabilité.

Réalisation

Le dessin du circuit imprimé du contrôleur de température par ventilation est en figure 3. L'implantation est reproduite en figure 4. Le dessin du circuit imprimé du contrôleur de température par résistances chauffantes est reproduit en figure 5 et l'implantation en figure 6.

Les pastilles des circuits imprimés sont percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre pour la plupart.

En ce qui concerne les borniers à vis, la diode 1N4001 et les transistors MOS, il faut repercer les pastilles avec un foret de 1 mm de diamètre. Pour la diode MBR751, utiliser un foret de 1,5 mm de diamètre.

Enfin, n'oubliez pas de percer le trou de passage pour la vis de fixation du transistor MOS (trou de 3,5 mm de diamètre) pour pouvoir plaquer le transistor sur un dissipateur ayant une résistance thermique inférieure à 18 °C/W.

Avant de graver le circuit imprimé, il est préférable de se procurer les composants pour s'assurer qu'ils s'implantent correctement. Cette remarque concerne particulièrement les borniers à vis et les résistances de puissance.

Lors de la première mise en service des montages, vous pourrez régler la résistance ajustable P1 pour que la tension de référence appliquée au comparateur soit de 3 V environ, ce qui correspond à une consigne de 26,85 °C (voir la formule indiquée en début d'article). Cela vous permettra de les tester à partir d'une position connue où il est facile d'agir sur le capteur (le simple fait de toucher

celui-ci avec les doigts permet de faire évoluer rapidement sa température et de dépasser le seuil).

P. MORIN

Nomenclature

Condensateurs

C1 : 220 µF/25 V
C2 : 10 nF

Résistances

R1 : 1,8 kΩ 1/4 W 5 %
(Marron, Gris, Rouge)
R2 : 5,6 kΩ 1/4 W 5 %
(Vert, Bleu, Rouge)
R3 : 4,7 kΩ 1/4 W 5 %
(Jaune, Violet, Rouge)
R4 : 3,9 kΩ 1/4 W 5 %
(Orange, Blanc, Rouge)
R5 : 10 kΩ 1/4 W 5 %
(Marron, Noir, Orange)
R6, R7, R8, R9 : 33 Ω 4 W 5 %

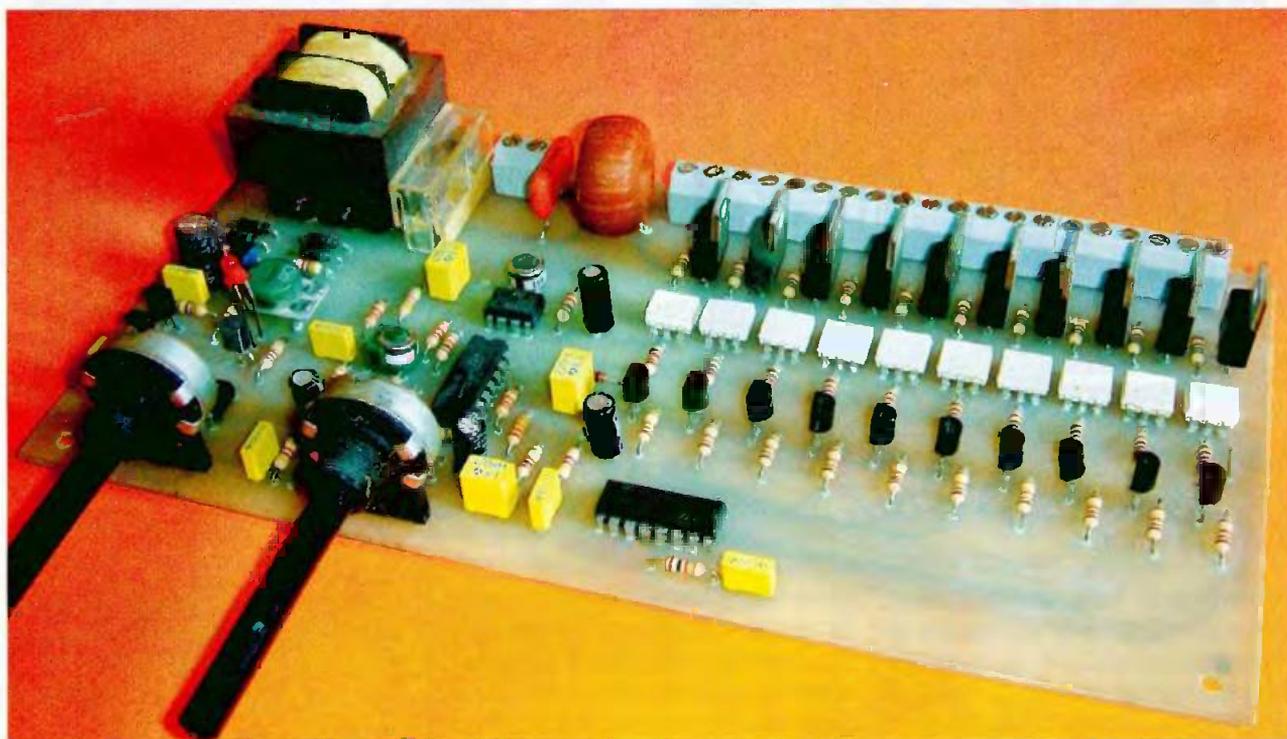
Semi-conducteurs

T1 : IRF830 ou équivalent
U1 : LM311P
D1 : Diode MBR751 (3 A)
D2 : Diode Zener 5,6 V (1/4 W)
D3 : LM335Z (ou LM135/LM235)

Divers

CN1 : Bornier à vis 2 contacts
(au pas de 5,08 mm)
P1 : Ajustable 10 kΩ

Chenillard musical 10 voies à gradation de lumière



Ce chenillard est destiné à commander une rampe de 10 spots. Le nombre important de voies n'est pas le seul atout de ce jeu de lumière, puisqu'il allie à la fois le principe du chenillard et du gradateur.

En effet, d'une part la luminosité de la lampe qui défile successivement de voie en voie est réglable par l'intermédiaire d'un potentiomètre placé en façade de l'appareil, d'autre part la vitesse du défilement est fonction de l'intensité sonore captée par un microphone. De plus, une sélection est prévue pour commander le défilement à partir d'un signal d'horloge externe.

Le schéma

La figure 1 présente le schéma de principe de ce jeu de lumière. Il se compose des sous-ensembles suivants : l'alimentation, le gradateur, le préamplificateur, le convertisseur de niveau sonore, le VCO et le chenillard.

L'alimentation

Un transformateur de faible puissance abaisse la tension secteur et assure un isolement galvanique entre le réseau et l'alimentation basse tension du montage. La tension alternative 50 Hz/12 V_{eff} du secondaire est redressée par un pont de Graëtz constitué des quatre diodes D1 à D4. Dans un premier temps, ce pont est chargé par le diviseur de tension R1/R2. Par ailleurs, la diode D5 charge le condensateur de lissage C1.

La tension continue qui en résulte est ensuite régulée par un classique

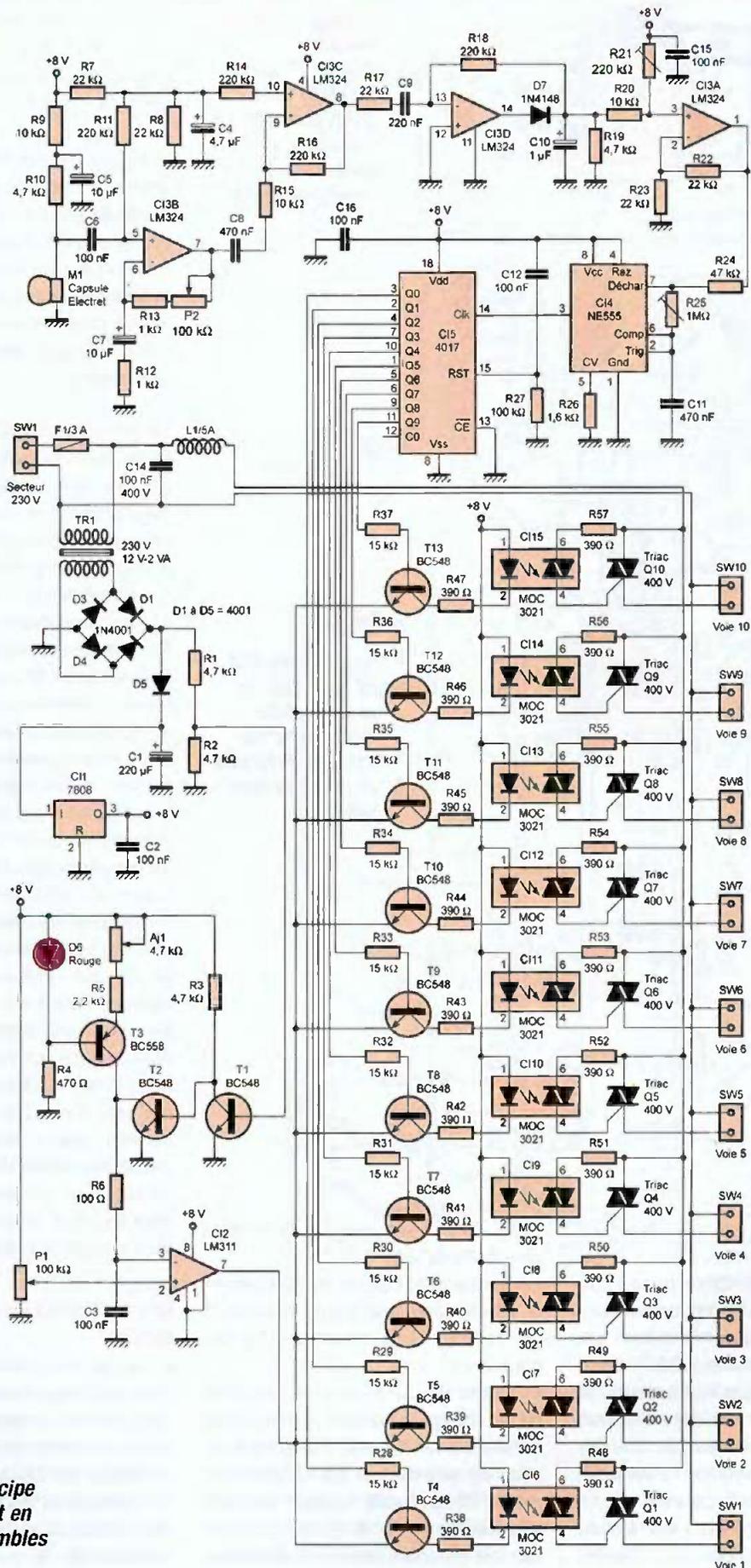
7808, stabilisé par le condensateur de découplage C2.

Le gradateur

Le pont de résistances R1/R2 polarise le transistor T1 dont le collecteur est chargé par la résistance R3. Ce transistor est ainsi conducteur pendant la quasi totalité d'une alternance secteur, bloquant la jonction base-émetteur de T2 qui ne peut alors conduire.

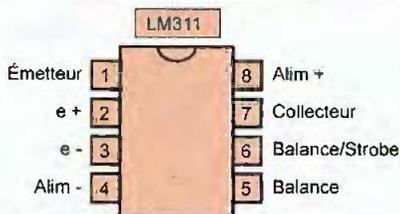
Par contre, à chaque transition d'alternance secteur, la tension redressée passe par ce que l'on appelle couramment le zéro secteur. La base du transistor T1 étant à cet instant à 0 V, ce dernier est bloqué.

La base de T2 est alors libérée et la résistance R3 sature le transistor T2. Pendant la durée du zéro secteur, la saturation du transistor T2 entraîne la décharge du condensateur C3 dans la résistance R6. La constante de temps R6-C3 étant très faible par rap-



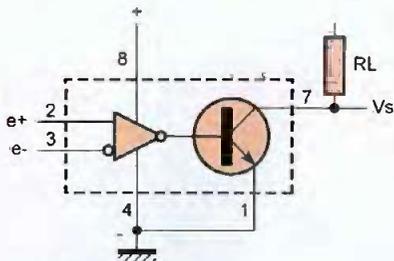
1

*Schéma de principe
se décomposant en
sept sous-ensembles*

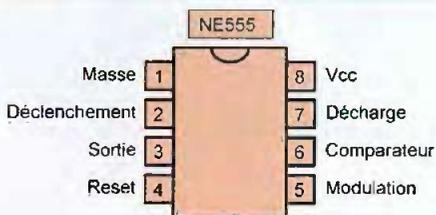


2

L'étage de sortie du LM311 est constitué d'un transistor de puissance à collecteur ouvert

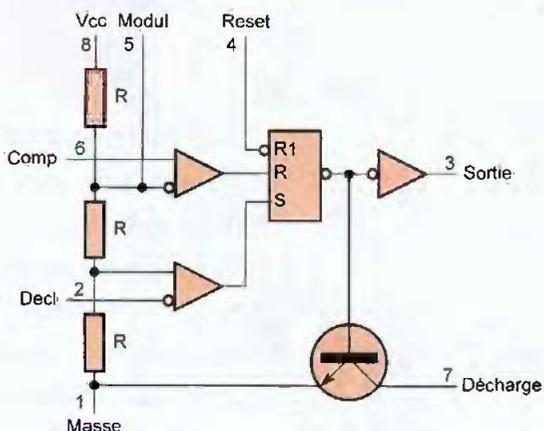


$e- > e+ \Rightarrow V_s = 0$
 $e- < e+ \Rightarrow$ Transistor de sortie à l'état bloqué
 $V_s = V_{alim}$ via RL



3

Structure du 555, en particulier le pont de résistances déterminant les différents seuils de commutation



port à une alternance secteur, la décharge du condensateur C3 est quasi instantanée. Cette phase correspond au front raide, descendant de la dent de scie évoluant aux bornes du condensateur C3.

Par contre, dès que le transistor T2 est bloqué, le condensateur C3 commence à se charger à courant constant car le transistor T3 est polarisé en générateur de courant.

L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C3 est ainsi linéaire. En effet, le potentiel de la base du

transistor T3 est fixé par la tension directe de la led D6.

La tension aux bornes de la résistance R5+Aj1 étant constante, le courant de collecteur du transistor T3 est constant ($I_C \neq I_E$).

Le signal en dents de scie, résultant de la charge à courant constant du condensateur C3, est comparé à un seuil de tension fixé par le potentiomètre P1. Lorsque la dent de scie dépasse ce seuil, l'étage de sortie de C12 est saturé. L'émetteur des transistors T4 à T13 est ainsi porté à la

masse, ce qui permet l'amorçage d'un triac. En fait, le comparateur C12 est un LM311 dont l'étage de sortie est constitué d'un transistor de puissance à collecteur ouvert (figure 2). Ainsi, tant que la dent de scie appliquée sur l'entrée (3) de C12 n'a pas atteint le seuil fixé par P1, le circuit de commande des sorties est inhibé.

En agissant sur le potentiomètre P1, on bloque plus ou moins longtemps le fonctionnement des transistors T4 à T13 pour rendre inactifs les optotriacs. On agit ainsi sur la brillance des lampes.

Le préamplificateur

Le microphone à électret est alimenté par les résistances R9 et R10, le réseau R9/C5 opérant un filtrage.

Le signal capté par le micro M1 est appliqué à l'entrée non inverseuse d'un amplificateur opérationnel, utilisé en amplificateur non inverseur. Son entrée est polarisée au travers de la résistance R11, par le diviseur de tension R7/R8 à $V_{ALIM}/2$, soit 4 V. Ainsi, le signal audio est superposé à une composante continue de 4 V en entrée et en sortie de C13B. Les condensateurs C6 et C7 se contentent d'assurer l'isolation des composantes continues, afin de ne pas perturber les différents étages. Le gain de ce premier étage d'amplification est fonction des éléments R12, R13 et P2 qui assurent une plage de réglage suffisante.

Le signal de sortie de ce premier étage subit ensuite une seconde amplification grâce à un second AOP contenu dans C13, un LM324 qui en contient quatre. Cette fois, C13C est utilisé en amplificateur inverseur, dont l'entrée est polarisée de la même manière que C13B, mais par l'intermédiaire de la résistance R14.

Le convertisseur de niveau sonore

Le signal ainsi préamplifié est converti en une tension lissée de niveau proportionnel à l'amplitude du signal. Pour ce faire, un premier étage, constitué de C13D, D7, R17, R18 et C9 réalise un redressement mono-alternance du signal qui est ensuite intégré par le condensateur C10 associé à la résistance R19.

La constante de temps R19-C10 a été choisie pour produire le meilleur effet psychédélique.

Le signal continu présent aux bornes de la résistance R19 est ensuite appliqué au travers de la résistance R20 à l'entrée d'un amplificateur $\times 2$ non inverseur obtenu avec le quatrième AOP de CI3. Une composante continue de 2 V en sortie (offset) est introduite par la résistance R21. Ainsi la tension de sortie au repos de CI3A est voisine du seuil initial du VCO, CI4. Ce seuil peut être affiné en utilisant pour R21, un modèle ajustable.

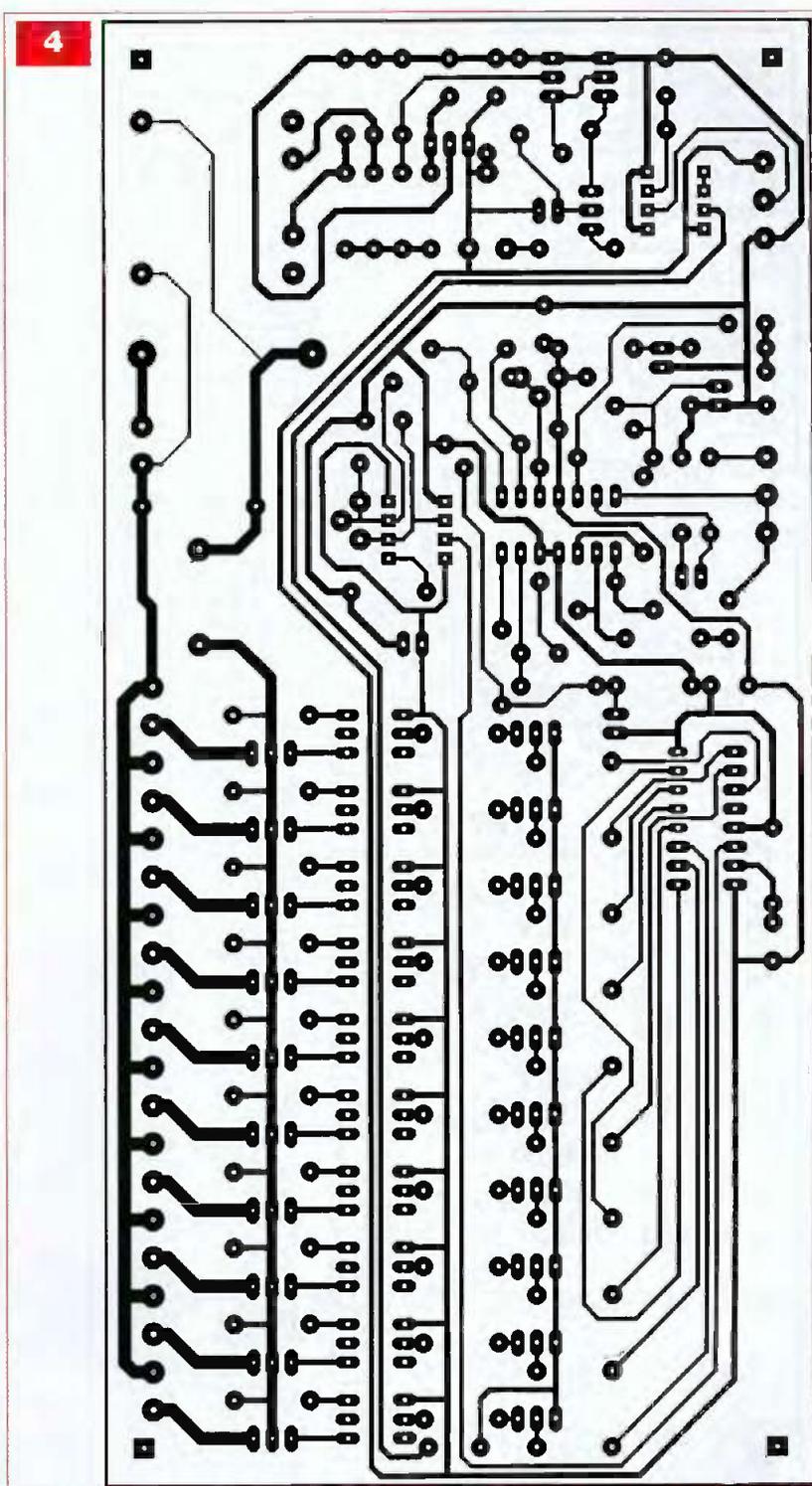
Le VCO

VCO signifie « Oscillateur commandé en tension ». En fait, CI4 est un classique 555, utilisé en convertisseur tension/fréquence. Plus la tension en sortie de CI3A est élevée et plus la fréquence de sortie de CI4 est importante. Le seuil de comparaison du 555 est abaissé à un peu moins de 2 V par la résistance R26. La figure 3 précise la structure du 555, en particulier le pont de résistances déterminant les différents seuils de commutation. Ainsi, pour des tensions aussi basses que 2 V et plus, appliquées à la résistance R24, le condensateur C8 peut se charger pour atteindre les seuils de commutation du 555.

Plus la tension appliquée à la résistance R24 sera importante, plus le courant de charge du condensateur C11 sera élevé, entraînant une charge d'autant plus rapide et une fréquence de sortie plus élevée. La résistance R25 dose le courant de charge du condensateur C11. Avec un modèle ajustable, R25 permet d'ajuster la vitesse maximale de défilement.

Le chenillard proprement dit et l'étage de puissance

Les impulsions d'horloge produites par le VCO sont appliquées à l'entrée (14) de CI5, un compteur décimal CMOS. À chaque front d'horloge, une seule sortie de ce 4017 passe à l'état « haut », la sortie précédemment à l'état « haut » étant remise à zéro. En portant à l'état « bas » l'entrée (13) de CI5, les impulsions d'horloge appliquées à l'entrée (14) sont validées. À la mise sous tension, pour éviter que le 4017 entre dans un mode erro-

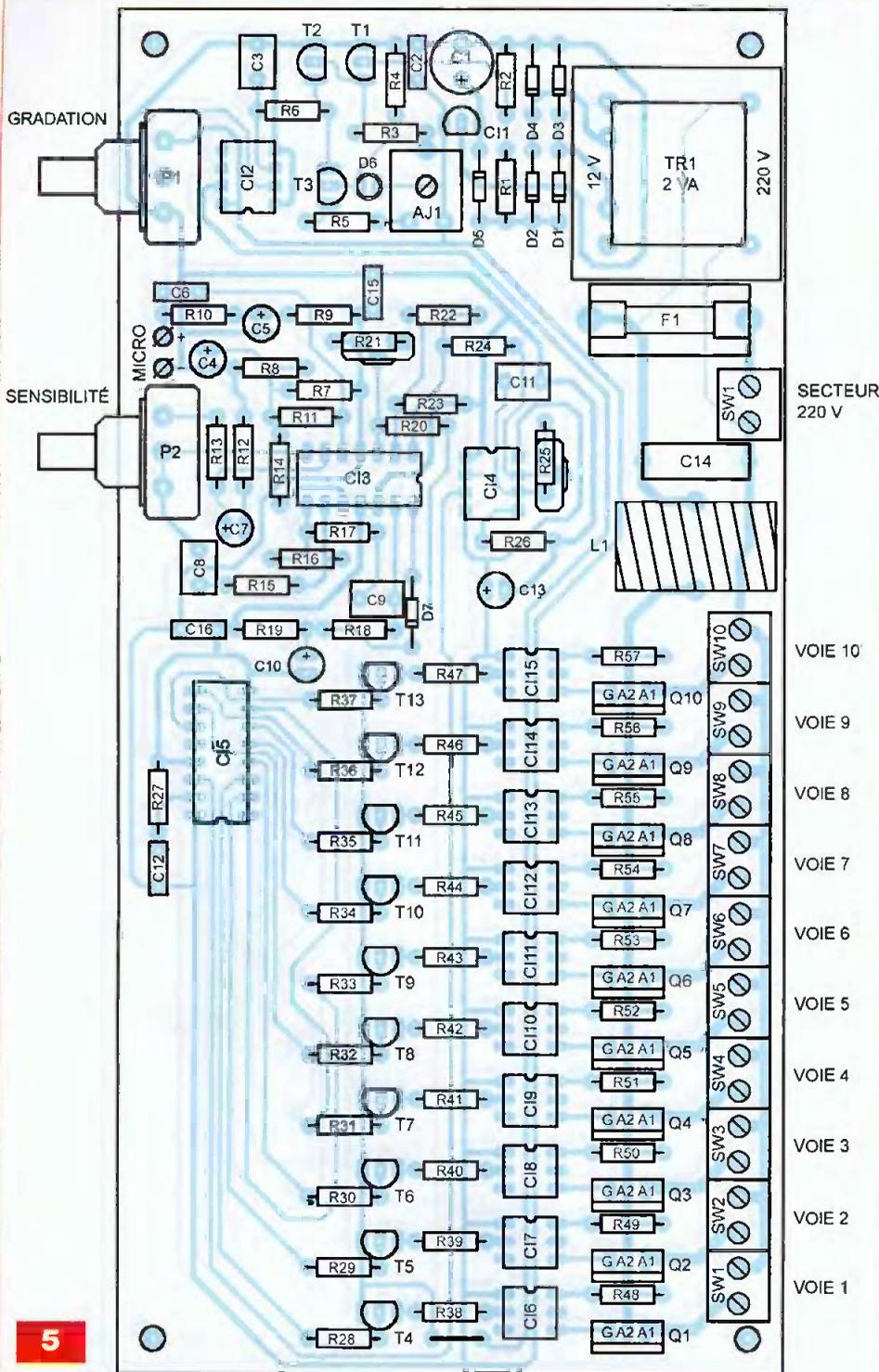


né, le réseau R27/C12 provoque une remise à zéro de CI5, par un bref état « haut » sur l'entrée Reset, broche (15) de CI5.

Chaque sortie de CI5 attaque un étage de commande de la partie puissance, identique à chaque voie. Un transistor NPN est utilisé en commutation pour établir le circuit d'alimentation de la diode émettrice d'infrarouges d'un optotriac. Ce dernier assure le parfait amorçage du triac de

sortie dont le rôle est celui d'un interrupteur commandé.

Un fusible protège l'ensemble des voies. Comme une seule voie est active à la fois, la valeur du fusible est dimensionnée en fonction de la puissance maximale de l'une des voies. Par exemple, si une lampe de 300 W représente la charge maximale, le fusible sera de 1,6 A. D'autre part, le réseau L1/C14 limite la production de parasites.



Nomenclature

Résistances

R1, R2, R3, R10, R19 : 4,7 k Ω
(jaune, violet, rouge)
R4 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R5 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
R6 : 100 Ω (marron, noir, marron)
R7, R8, R17, R22, R23 : 22 k Ω
(rouge, rouge, orange)
R9, R15, R20, R23 : 10 k Ω
(marron, noir, orange)
R11, R14, R16, R18 : 220 k Ω
(rouge, rouge, jaune)
R12, R13 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
R21 : 100 k Ω ou ajustable de 220 k Ω
(marron, jaune, jaune)
R24 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
R25 : 1 M Ω ou ajustable de 1 à 2,2 M Ω
(marron, noir, vert)
R26 : 1,8 k Ω (marron, gris, rouge)
R27 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
R28 à R37 : 15 k Ω
(marron, vert, orange)
R38 à R47 : 390 Ω
(orange, blanc, marron) ou 270 Ω si
MOC3020 au lieu de MOC3021
R48 à R57 : 390 Ω
(orange, blanc, marron)
Aj1 : 4,7 k Ω
P1, P2 : 47 k Ω ou 100 k Ω

Condensateurs

C1 : 220 μ F/16 V
C2, C6, C12, C15, C16 : 100 nF
C3, C8, C11 : 470 nF
C4 : 4,7 μ F/16 V
C5, C7 : 10 μ F/16 V
C9 : 220 nF
C10 : 1 μ F/16 V
C13 : 47 μ F/10 V
C14 : 100 nF/400 V

Semiconducteurs

D1 à D5 : 1N4001 ... 4007
D6 : Led rouge \varnothing 3
D7 : 1N4148
T1, T2 : BC548, BC237, BC547
T3 : BC558, BC557
T4 à T13 : BC338, BC337, BC548
Q1 à Q10 : BT137-F,
triac 4 à 8 A/400 à 600 V
C11 : 78L08, 7808
C12 : LM311
C13 : LM324
C14 : NE555, LM555, TS555
C15 : 4017
C16 à C15 : MOC3021, MOC3020

Divers

M1 : microphone à électret
L1 : self antiparasite 5 A pour triac
TR1 : transformateur 220 V/12 V
- 2 VA
F1 : fusible rapide 1,6 A, 5 x 20
SW1 à SW11 : 11 borniers 2 plots
pour CI
1 support de fusible 5 x 20 pour CI

La réalisation

Bien que la carte soit d'un format imposant (figure 4), la réalisation de ce jeu de lumière demeure assez simple.

De plus, la mise au point est sécurisée par l'utilisation d'optotriacs qui assurent une isolation galvanique parfaite entre le réseau secteur et la

partie basse tension (logique et analogique).

Dans un premier temps, la self L1 n'est pas montée sur la carte (figure 5). Ainsi, l'étage de puissance ne sera pas sous tension pour les premiers essais. Cette self est un modèle antiparasite pour triac ou thyristor, mais il est conseillé, pour cette application, de réaliser un bobinage sur un tore

magnétique avec un nombre de spires important, la section du fil étant alors adaptée à la charge maximale par voie.

Avant la mise sous tension, vous vérifierez le bon sens d'implantation des condensateurs polarisés, des diodes, des transistors et surtout des circuits intégrés.

Placez le curseur de la résistance ajustable Aj1 à mi-course, ainsi que celui des résistances ajustables R21 et R25, si vous avez opté pour des modèles ajustables (verticaux ou miniatures).

Si vous possédez un oscilloscope, observez le signal triangulaire présent sur la broche (3) du LM311. Réglez alors Aj1 pour que la dent de scie soit pointue avec une amplitude maximale. Sinon, vous pouvez effectuer le réglage de Aj1 à l'aide d'un multimètre numérique. Sur le calibre 20 VDC, vous devez lire une tension d'environ 3 V aux bornes du condensateur C3.

Vous pouvez également obtenir le réglage de Aj1 approximativement en recherchant la plus grande sensibilité de la gradation obtenue avec le potentiomètre P1.

Ensuite, vous procéderez à l'étalonnage de R25. En l'absence de microphone, vous devez relever sur la sortie (1) de Cl3 une tension légèrement inférieure à celle relevée aux bornes de la résistance R26, broche (5) de Cl4, soit environ 1,9 V.

En présence d'un fond sonore, vous pouvez conclure cette première phase d'essais en observant les variations de tension en sortie (1) du LM324, en fonction de l'intensité sonore et du réglage du potentiomètre P2.

Dans un second temps, vous procéderez à l'essai de l'étage de puissance et ainsi de l'ensemble du montage. Pour ce faire, la self L1 prendra place sur le circuit imprimé et une lampe 220 V sera placée sur chaque

sortie. Placez le potentiomètre P1 à mi-course et le potentiomètre P2 en butée à gauche (volume minimal).

Dès la mise sous tension du secteur, la led D6 doit être allumée et une lampe doit éclairer avec une brillance moyenne. Agissez alors sur P1 pour régler la luminosité de cette lampe.

Si ce test est satisfaisant, vous n'avez plus qu'à augmenter le volume à l'aide du potentiomètre P2 pour observer le défilement d'un spot dont la luminosité est réglée par le potentiomètre P1.

Sinon, débranchez votre montage et procédez à de nouvelles vérifications. Pour des lampes d'une puissance supérieure à 300 W, les triacs doivent être équipés d'un radiateur. Une chute de tôle en aluminium de 2 mm d'épaisseur, fixée au boîtier du triac à l'aide d'un boulon M3 et d'une rondelle éventail, est une solution.

H. CADINOT

CD-01
Led
Fichiers PDF - 145 pages

**TRIODES
TÉTRODES
PENTODES**

30 €

6L6 6550 845

2A3 845 7189/EL84

6V6 7189/EL84 300B

9 AMPLIFICATEURS
DE 9 Weff A 65 Weff

*Et si vous réalisiez
votre ampli à tubes...*

*Une sélection de 9 amplificateurs
de puissances 9 Weff à 65 Weff
à base des tubes
triodes, tétrodes ou pentodes*

*Des montages à la portée de tous
en suivant pas à pas nos explications*

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si vous réalisiez votre ampli à tubes... »

France : 30 € Union européenne : 30 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

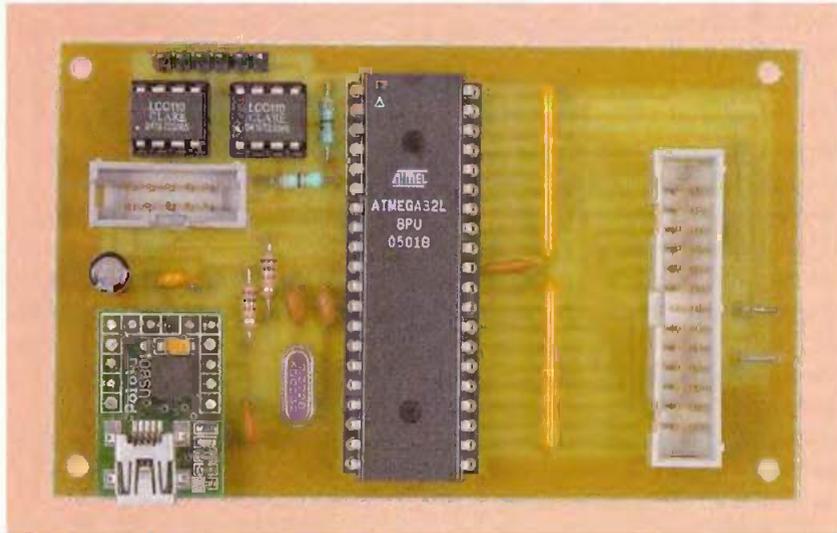
N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Je vous joins mon règlement par : chèque mandat

A retourner accompagné de votre règlement à : TRANSOCÉANIC 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

Une interface GPIB/USB



Les appareils de mesure de haut de gamme possèdent souvent une option « GPIB », ou encore « IEEE-488 », permettant leur fonctionnement en mode télécommandé

Is peuvent ainsi être commandés et interrogés à distance, ce qui ouvre la possibilité de réaliser des bancs de mesure automatiques pilotés à l'aide d'un ordinateur. Encore faut-il, pour tirer profit de cette option, disposer d'une interface adéquate, d'où l'objet de cette réalisation.

Tour d'horizon du bus GPIB

Il n'est peut-être pas inutile de rappeler, très succinctement, en quoi consiste le bus GPIB. Ce sigle est le raccourci de "General Purpose Instrumentation Bus" et répond à la norme IEEE-488. Cette norme a vu le jour dans les années 70, mais c'est la société Hewlett-Packard, à l'époque

constructeur notoire d'appareils de mesure, qui, vers le milieu des années 60, a été à l'origine de ce bus d'instrumentation portant alors le nom de HPIB (pour Hewlett-Packard Interface Bus). Cette invention ne date donc pas d'hier, mais elle est toujours d'actualité et, même si de nouveaux systèmes d'instrumentation à base d'Ethernet sont apparus sur le marché, le parc actuel des appareils de mesure utilise encore

largement le bus GPIB. Il existe en fait deux standards, identiques dans leur fonctionnement, mais différents sur le plan de la connectique : le standard américain IEEE488 et le standard international IEC 625. Le premier utilise un connecteur de type « Micro Ribbon » à 24 broches, alors que le second utilise un connecteur de type SUB-D à 25 broches. Il existe, heureusement, des adaptateurs permettant de passer d'une connectique à l'autre. Il est à noter que le standard IEC 625, avec son connecteur SUB-D, comporte un risque de confusion avec par exemple les anciens ports RS232 à 25 broches et qu'une erreur de branchement peut entraîner des dommages d'un côté, de l'autre, ou des deux ! Notre interface utilise la connectique de la norme IEEE-488. La liaison entre les appareils et le contrôleur (qui est généralement l'ordinateur) comporte 5 fils de contrôle du bus, 3 fils de gestion de la communication et 8 fils de données, les autres fils étant connectés à la masse.

Le tableau de la **figure 1** liste le brochage du connecteur IEEE-488, les

1 Signaux et brochage du connecteur IEEE-488

Nom de signal	Signification	Numéro de broche
DIO1	Data input output 1 (bit 0)	1
DIO2	Data input output 2 (bit 1)	2
DIO3	Data input output 3 (bit 2)	3
DIO4	Data input output 4 (bit 3)	4
DIO5	Data input output 5 (bit 4)	13
DIO6	Data input output 6 (bit 5)	14
DIO7	Data input output 7 (bit 6)	15
DIO8	Data input output 8 (bit 7)	16
EOI	End or identify	5
DAV	Data valid	6
NRFD	Not ready for data	7
NDAC	Not data accepted	8
IFC	Interface clear	9
SRQ	Service request	10
ATN	Attention	11
REN	Remote enable	17
GND	Ground	12, 18 à 24

noms des signaux et leur signification anglo-saxonne.

Voyons plus précisément quelle est la fonction de chacun de ces signaux :

- **DIO1 à DIO8** : ce sont les huit lignes permettant le transfert des octets du contrôleur vers les appareils connectés sur le bus, ou des appareils vers le contrôleur.

Il s'agit donc d'une transmission à 8 bits parallèles, bidirectionnelle.

- **EOI** : quand cette ligne est au niveau logique 1, elle informe l'appareil qui reçoit une série d'octets que la transmission est terminée. La plupart des appareils interprètent également le caractère de saut de ligne (caractère ASCII de valeur 10) comme fin de transmission.

Cette ligne a aussi une autre fonction : lorsqu'elle est au niveau logique 1 en même temps que la ligne ATN, le contrôleur peut exécuter un polling parallèle. Dans la version logicielle actuelle de notre interface, cette fonction n'est pas utilisée.

- **DAV, NRFD et NDAC** : ces trois lignes permettent le contrôle de la transmission des octets selon la technique du « handshake », que l'on peut traduire par « poignée de main ». Nous y reviendrons plus loin.

- **IFC** : cette ligne, quand elle passe au niveau logique 1, agit comme un reset du bus et provoque le retour de tous les appareils dans un état connu.

- **SRQ** : cette ligne peut être activée par un appareil pour signaler qu'il a « quelque chose à dire », par exemple qu'une mesure est disponible, ou bien qu'il est en erreur, ou encore que la commande qu'il a reçue ne fait pas partie de son vocabulaire.

- **ATN** : cette ligne est actionnée exclusivement par le contrôleur et permet de faire la distinction entre les messages d'interface lorsqu'elle est au niveau logique 1 et les messages d'appareils lorsqu'elle est au niveau logique 0. Par ailleurs, lorsqu'elle est au niveau logique 1 en même temps que la ligne EOI, elle signale l'exécution d'un polling parallèle.

- **REN** : au niveau logique 1, cette ligne indique à un appareil qu'il doit

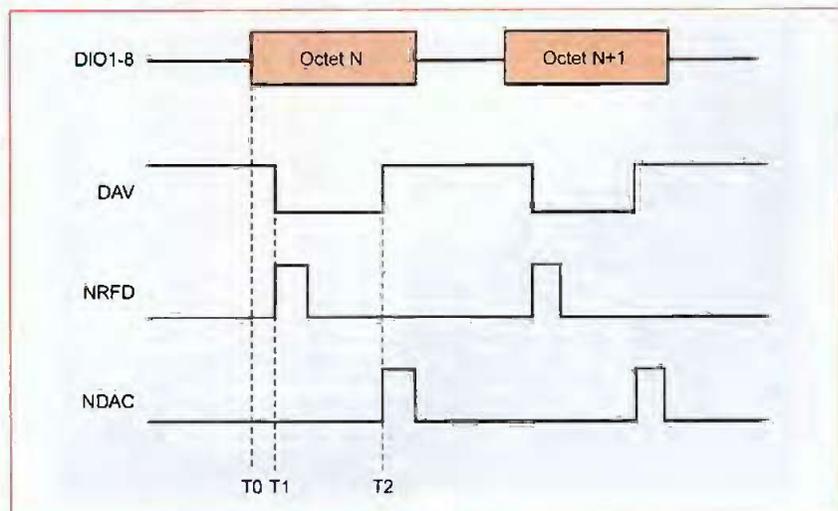
passer dans son mode de commande à distance. Dans ce mode, en général, une led s'allume sur la face avant de l'appareil et les commandes locales deviennent inactives. Dès que cette ligne repasse au niveau logique 0, l'appareil retourne dans son mode de fonctionnement local.

Chaque appareil peut être adressé en parleur ou en écouteur sur le bus IEEE-488. Toutefois, certains appareils ne peuvent être que parleurs, comme certains capteurs, ou que écouteurs, comme les imprimantes ou les matrices de commutation. Plusieurs appareils sur le bus peuvent être adressés comme écouteurs, mais un seul peut l'être en parleur.

Le bus IEEE-488 permet de recevoir au maximum 14 appareils et 2/3 au moins de ces appareils doivent être mis sous tension. Chaque appareil peut prendre une adresse comprise entre 0 et 30, en excluant évidemment celle du contrôleur. Le réglage de l'adresse s'effectue généralement à l'aide de petits interrupteurs situés à l'arrière de l'appareil, ou, pour certains appareils plus sophistiqués, à partir du « setup » accessible depuis la face avant. Ajoutons que la longueur maximale totale des câbles d'interconnexions entre les appareils ne peut excéder 20 mètres et que la longueur d'une liaison entre deux appareils ne peut excéder 2 mètres. Par ailleurs, les circuits de sortie des appareils sont du type à collecteurs ouverts.

Le protocole de communication du bus IEEE-488 est au format TTL, en logique négative. Ainsi, un niveau logique 1 correspond à un niveau de tension inférieur à +0,8 V, tandis qu'un niveau logique 0 correspond à un niveau de tension supérieur à +2 V. Le chronogramme de la **figure 2** représente l'évolution des niveaux électriques présents sur les lignes DAV, NRFD et NDAC, lors d'un échange de données entre un appareil parleur et un appareil écouteur. Les lignes DIO1-8 et DAV sont pilotées par le parleur, tandis que les lignes NRFD et NDAC le sont par l'écouteur. À l'instant T0, le parleur place l'octet à émettre sur les lignes DIO, mais laisse la ligne DAV (Data Valid) à l'état faux (donc à +5 V), tant que l'écouteur maintient la ligne NRFD (Not Ready For Data) à l'état vrai (donc à 0 V). À l'instant T1, l'écouteur met la ligne NRFD à l'état faux, pour informer le parleur qu'il est prêt pour acquérir l'octet. Le parleur fait donc passer à l'état vrai la ligne DAV, pour indiquer à l'écouteur que l'octet qu'il a placé sur les lignes DIO est valide. Dès lors, l'écouteur commence l'acquisition de l'octet. À l'instant T2, il a terminé l'acquisition de l'octet et fait donc passer la ligne NDAC (Not Data Accepted) à l'état faux. Le parleur met alors la ligne DAV à l'état faux pour signifier que l'octet n'est plus valide. Le cycle se renouvelle ainsi jusqu'à ce que l'octet transmis corresponde à un caractère de fin de transmission (comme LF),

2 Processus d'un échange de données



ou bien que la ligne EOI soit activée par le parleur.

Les messages envoyés aux appareils par le contrôleur peuvent concerner un appareil en particulier, pour par exemple lui demander le résultat d'une mesure. Mais il existe aussi une douzaine de messages normalisés à destination de tous les appareils connectés sur le bus. C'est le cas, par exemple, des commandes UNT (UNTalker, octet de valeur 5Fh) et UNL (UNListener, octet de valeur 3Fh), ayant pour effet respectivement de désadresser tous les appareils écouteurs et de désadresser l'appareil parleur. Comme le temps de réponse n'est pas identique pour tous les appareils, on voit ici l'intérêt de ce processus de « handshake ». En effet, la ligne NRFD, par exemple, restera à l'état vrai (0 V) tant que l'appareil le plus lent la maintiendra dans cet état, interdisant au contrôleur de faire passer la ligne DAV à l'état vrai. Ainsi, la vitesse de transmission sur le

bus s'adapte naturellement à celle de l'appareil le plus lent.

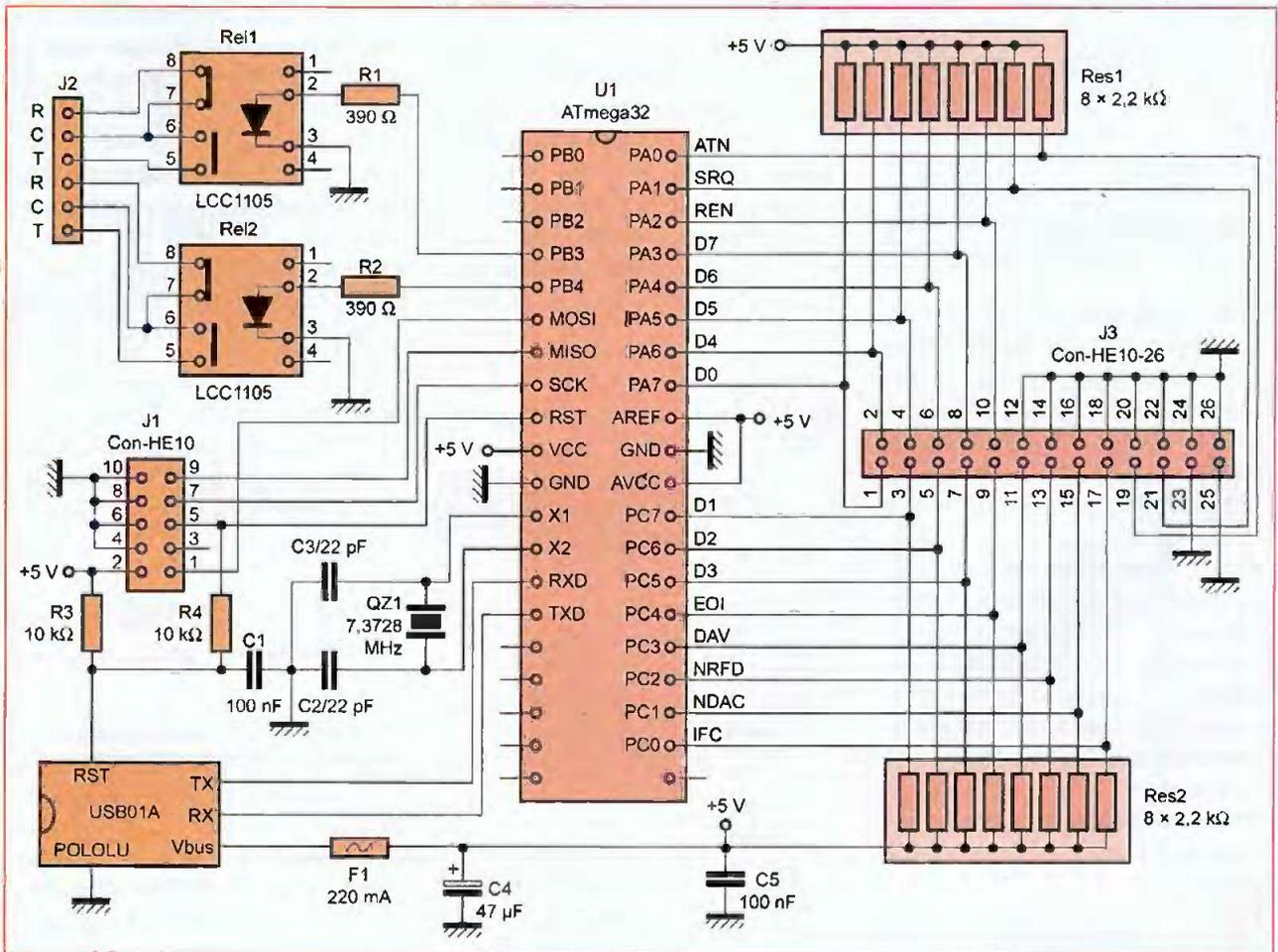
Ce petit aperçu du bus IEEE-488 est très loin d'être exhaustif et les lecteurs intéressés pourront en prendre davantage connaissance en effectuant des recherches sur Internet par le mot-clef « IEEE-488 » ou « GPIB ».

Schéma de principe de l'interface

Le schéma de principe de l'interface est présenté en **figure 3**. Ce genre d'application constitue un terrain de prédilection pour microcontrôleur et celui que nous utilisons est un ATmega32L, de la gamme des microcontrôleurs AVR 8 bits d'Atmel. Le raccordement au bus GPIB est effectué au travers du connecteur J3 et met en œuvre la totalité des ports A et C du microcontrôleur. La communication depuis et vers le PC s'opère par le port série du microcontrôleur,

interfacé au port USB du PC par un module USB01A du fabricant POLO-LU. Ce module, particulièrement miniaturisé, est distribué par la société Lextronic sous la référence USB391 et, ce qui ne gêne rien, est le moins onéreux dans ce genre de produits. Le choix d'utiliser le port USB est justifié par le fait que le port RS232 devient de plus en plus rare sur les PC actuels et en particulier sur les portables, mais aussi et surtout par le confort qu'il apporte en permettant d'alimenter le montage à partir du +5 V du bus. Une protection contre les court-circuits est apportée par le polyswitch noté F1 sur le schéma. Ce fusible « éternel » coupe l'alimentation si l'intensité consommée dépasse un maximum de 200 mA. Le port RS232 du microcontrôleur est configuré à 115200 bauds, 8 bits de données, sans contrôle de parité, un bit de stop et sans contrôle de flux. Le connecteur J1 sert à la programmation du microcontrôleur, pratique

3 Schéma électrique de l'interface



en cas d'éventuelles mises à jour du logiciel. Le montage de ce connecteur est donc facultatif, si le microcontrôleur est programmé extérieurement. Tout aussi facultatifs sont les relais statiques notés Rel1 et Rel2 et le connecteur J2. Néanmoins, ils seront vivement appréciés dans le cas de tests automatiques nécessitant des commutations ou un changement de configuration de nature électrique sur le dispositif testé. Attention, il s'agit de relais statiques dont la résistance des « contacts » atteint une bonne trentaine d'ohms. Il pourra donc être nécessaire de prévoir un montage intermédiaire, en fonction du courant de commande désiré.

Limitations des fonctionnalités

Notre interface n'utilise qu'une poignée de composants relativement classiques. Il est bien évident que la médaille a un revers et qu'il ne faut pas attendre de ce montage des performances comparables à celles d'un produit commercial à base de composants spécifiquement dédiés, d'un coût 10 à 15 fois supérieur. Voici donc quelles en sont les principales limitations :

- la norme IEEE-488-1 prévoyait à l'origine une vitesse de transmission maximale de 1 Mo/s et les produits actuels atteignent maintenant des vitesses de 8 Mo/s. Notre montage est évidemment très loin de ces vitesses, puisque l'échange des données transite par le port RS232 du microcontrôleur. Cet inconvénient est toutefois très relatif, car la vitesse des communications est limitée, dans le cas le plus fréquent, par les instruments pilotés eux-mêmes.
- les chaînes de caractères reçues ou envoyées aux instruments ne peuvent dépasser une longueur de 100 caractères. On évitera donc de chaîner plusieurs instructions longues dans une seule commande.
- la norme prévoit qu'un appareil peut consommer jusqu'à 3 mA par ligne du bus. Notre microcontrôleur ne pouvant délivrer que 20 mA par sor-

tie, six appareils au maximum peuvent théoriquement être mis simultanément en parallèle sur le bus. En réalité, le courant consommé par ligne est généralement bien en dessous de cette valeur.

- cette interface ne peut être que le seul contrôleur du bus. La possibilité pour un instrument de prendre le contrôle du bus, s'il possède cette option (cas peu fréquent), n'est donc pas supportée par cette interface.
 - cette interface ne génère pas d'interruption lorsque la ligne SRQ devient active. Il appartient donc au programme de l'application de tester l'état de cette ligne périodiquement, au moins après qu'une commande ait été envoyée à un appareil.
- On voit donc que ces limitations ne sont pas trop pénalisantes pour le cas général où l'application envoie des commandes aux instruments, les interroge, puis affiche ou traite les résultats reçus. Avant d'entreprendre cette réalisation, il conviendra toutefois de savoir exactement quelles seront les exigences de l'application envisagée.

Réalisation pratique

Le dessin du cuivre est représenté en **figure 4** et l'implantation des composants en **figure 5**. Aucune difficulté particulière n'est à signaler, à l'exception de quelques pistes de cuivre proches les unes des autres, entre lesquelles il faudra vérifier l'absence

de court-circuit de cuivre ou d'étain. Le microcontrôleur sera programmé avec le fichier GPIB.HEX disponible sur le site de la revue.

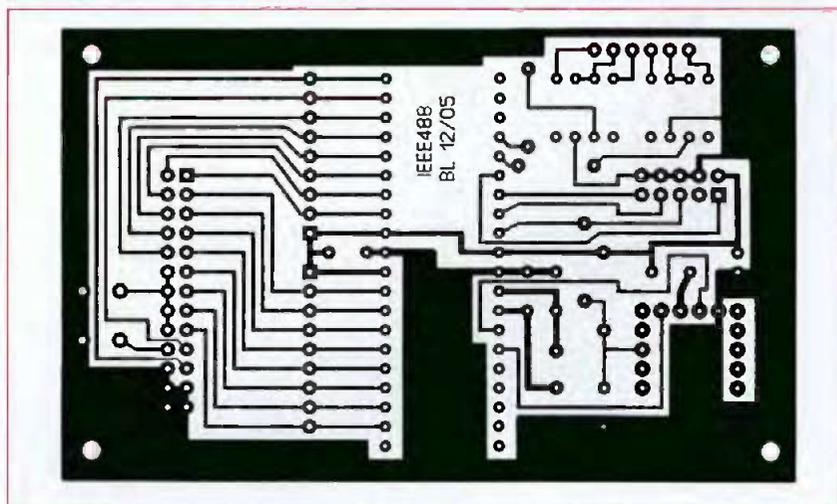
Le module USB01A est distribué par Lextronic avec des barrettes de picots à souder. Il ne faudra pas oublier d'approvisionner le câble USB en même temps que le module. Ce câble est également disponible chez Lextronic, sous la référence CW093.

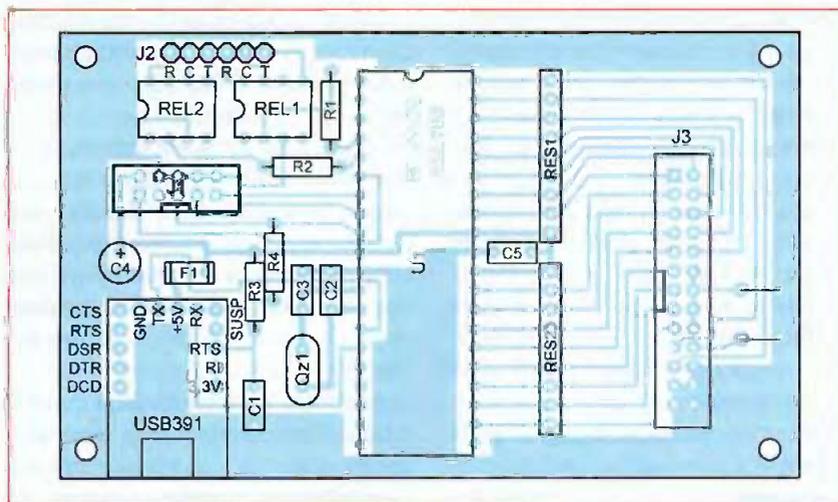
Les câbles conformes à la norme IEEE-488 possèdent des connecteurs « gigognes », leur permettant de s'emboîter les uns dans les autres, de manière à connecter plusieurs instruments sur le bus.

Afin de faciliter le raccordement de la carte à ces câbles relativement lourds et peu souples, le connecteur Centronics à 24 broches n'est pas directement implanté sur la carte. La liaison s'effectue donc au moyen d'une nappe souple, longue d'une vingtaine de centimètres. Les connecteurs exactement conformes à la norme du bus IEEE-488 n'étant pas faciles à trouver, nous utilisons ici un connecteur à sertir femelle Centronics, du type pour imprimante, mais à 24 broches. Ce connecteur ne possède pas les canons filetés nécessaires au verrouillage, mais la compatibilité électrique est totale et la tenue mécanique très satisfaisante. Du côté carte, le connecteur J3 est de type HE10 mâle à 26 broches (il n'existe pas de modèle à 24 broches). On sertira donc un connec-

4

Tracé du circuit imprimé



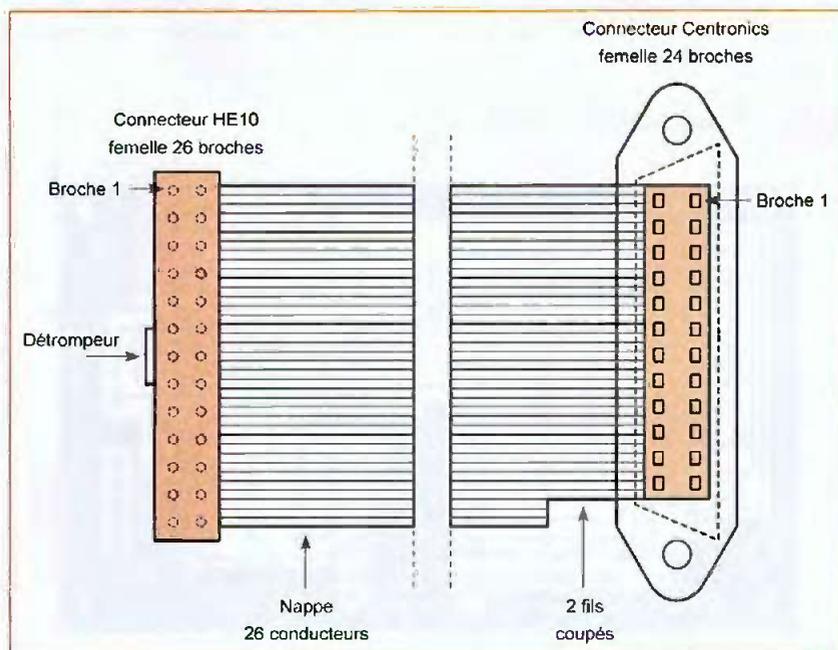


5 Implantation des éléments

teur HE10 femelle à 26 broches à l'extrémité d'un tronçon de nappe à 26 fils au pas de 1,27 mm et le connecteur Centronics à 24 broches à l'autre extrémité de la nappe dont on aura coupé les fils 25 et 26 sur un ou deux centimètres.

Il faudra faire attention, lors du sertissage des connecteurs, à ce que la broche N°1 du connecteur HE10 corresponde bien à la broche N°1 du connecteur Centronics, comme illustré sur la **figure 6**. L'opération de sertissage peut se passer d'un outillage spécial et se contenter d'un petit étau que l'on serrera modérément.

6 Détail de la nappe de raccordement, vue de dessus



Mise en service

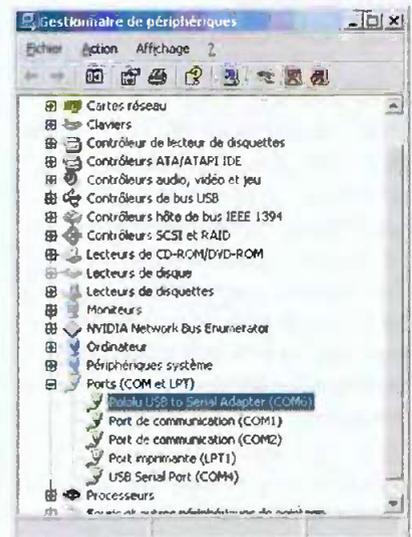
La première chose à faire consiste à installer le driver du module USB, après avoir décompressé le fichier USB01a.ZIP, (téléchargeable avec les fichiers de cet article, mais aussi sur le site de Lextronic ou celui de Pololu) et lancé SETUP.EXE.

Lors du premier branchement de la carte sur le port USB du PC, Windows réclame une deuxième fois ce driver, afin que le module soit reconnu.

Il suffit de se laisser guider par les demandes de Windows et de cliquer sur OK dans la fenêtre qui stipule que

Nomenclature

- R1, R2 : 390 Ω
- R3, R4 : 10 kΩ
- Res1, Res2 : Réseau 8 x 2,2 kΩ
- C1, C5 : 100 nF
- C2, C3 : 22 pF
- C4 : 47 μF
- F1 : Polyswitch 200 mA
- Qz1 : Quartz 7,3728 MHz
- Module USB/RS232 : Pololu USB01A
- U1 : ATmega32L-8
- Rel1, Rel2 : Relais Clare LCC110S
- J1 : Connecteur HE10-10 mâle pour CI
- J2 : Barrette 6 picots
- J3 : Connecteur HE10-26 mâle pour CI
- Nappe de raccordement : Nappe 26 fils au pas de 1,27 mm
- Nappe de raccordement : Connecteur Centronics 24 broches femelle à sertir
- Nappe de raccordement : Connecteur HE10-26 femelle à sertir



7 Le port Pololu est ici en COM6

ce driver n'a pas obtenu la signature de Microsoft.

À partir de cet instant, la carte est fonctionnelle et il ne reste plus... qu'à développer l'application qui communiquera avec les instruments connectés sur le bus au travers du nouveau port com installé par le driver du module USB.

Pour connaître le numéro de ce nouveau port, il suffit de se rendre dans le gestionnaire de périphériques de Windows et de consulter la liste des ports disponibles.

Le port Pololu doit y figurer, comme le montre l'exemple de la **figure 7**.

Liste des commandes de la carte GPIB

La langue de Shakespeare étant de rigueur dans la terminologie utilisée par les instruments programmables IEEE-488, elle est donc également utilisée par notre interface.

- OUTPUT(*adr*, « chaîne »)

Cette commande envoie vers l'instrument d'adresse *adr* l'instruction chaîne. Il est bien évident que la chaîne envoyée est spécifique à l'instrument concerné, dont il faut posséder la notice pour en connaître la syntaxe.

- ENTER(*adr*)

Cette commande demande à l'instrument d'adresse *adr* d'envoyer sur le bus le résultat d'une mesure et fait logiquement suite à une commande OUTPUT. La chaîne reçue de l'instrument respecte, là aussi, une syntaxe spécifique que l'utilisateur est supposé connaître.

- STATUS(*adr*)

Cette commande demande à l'instrument d'adresse *adr* de retourner son octet d'état. Elle doit être utilisée lorsque la ligne SRQ a été activée par l'instrument. Pour pouvoir l'interpréter, il faut connaître la signification de chaque bit. Le fait de lancer cette commande désactive la ligne SRQ.

- SRQ ?

Cette commande permet de connaître l'état de la ligne SRQ. La carte répond par 1 ou 0 selon que la ligne est active ou non.

- RESET(*adr*)

Cette commande permet d'initialiser l'instrument d'adresse *adr*.

- DCLEAR

Cette commande remet tous les appareils dans un état prédéfini.

- CLEAR

Cette commande envoie une impulsion sur la ligne IFC. Elle a pour effet d'interrompre toute communication en cours sur le bus.

- LOCAL(*adr*)

Cette commande oblige l'instrument d'adresse *adr* à quitter le mode télécommandé pour revenir en mode local.

- CONTROLLER(*adr*)

Cette commande permet de changer

l'adresse de la carte interface. Par défaut, la carte est à l'adresse 0 et, en principe, il n'y a pas de raison de la changer. La carte renvoie un message de confirmation.

- TIMEOUT(*x*)

Cette commande permet de fixer le délai d'attente en réponse à une commande d'appareil. Il peut être fixé entre 1 et 60 secondes. Le délai par défaut est de 5 secondes. La carte renvoie un message de confirmation.

- CONFIG

Cette commande renvoie des informations relatives à la carte comme l'adresse de la carte ou la valeur du timeout.

- REL1(*x*)

Dans cette commande, *x* peut valoir 0 ou 1 et place le relais N°1 respectivement en mode "repos" ou en mode "travail". La carte confirme en répondant 0 ou 1.

- REL2(*x*)

Idem que la commande précédente, mais pour le relais N°2.

Les commandes peuvent être indifféremment en minuscules ou majuscules. Elles doivent se terminer par un saut de ligne et un retour chariot (codes ASCII respectivement 10 et 13).

Messages d'erreur

- Err1 (erreur de syntaxe)

La carte renvoie ce message lorsque

la commande envoyée comporte une erreur de syntaxe.

- Err2 (erreur de valeur numérique)

Ce message survient lorsque la commande contient une valeur numérique anormale. Par exemple, si un nombre contient un caractère non numérique.

- Err3 (adresse > 30)

Cette erreur survient si une commande contient une adresse de valeur supérieure à 30.

- Err4 (timeout)

Le délai maximum a été dépassé.

- Err5 (réglage timeout)

Ce message survient si vous tentez de définir un timeout inférieur à 1, ou supérieur à 60.

- Err6 (réglage adresse de l'interface)

Ce message est identique à l'Err3, mais concerne l'adresse de la carte GPIB.

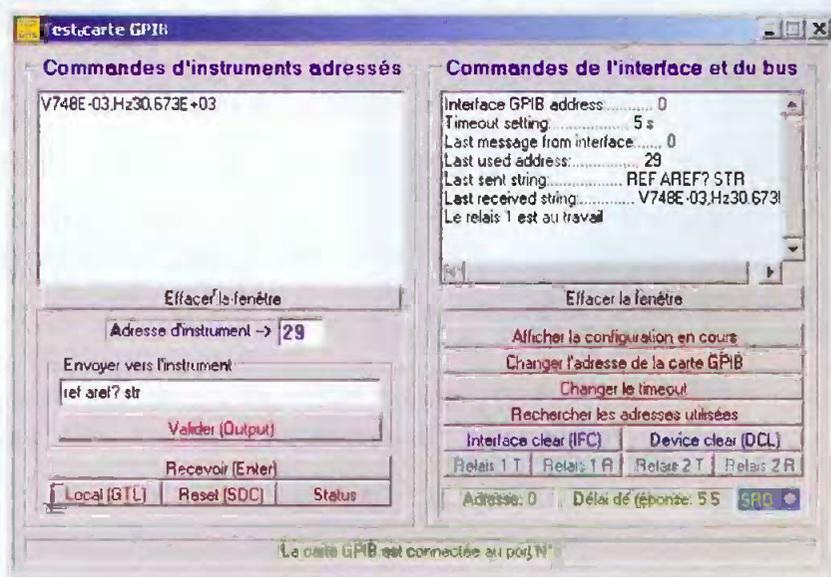
- Err7 (la carte ne peut pas s'adresser elle-même !)

Cette erreur se produit si l'on envoie une commande (comme OUTPUT ou ENTER) avec comme adresse celle de la carte GPIB.

Le fonctionnement de la carte peut être testé à l'aide d'Hyperterminal de Windows. Il faut alors paramétrer la communication en 115 200 bauds, 8 bits de données, 1 bit de stop et pas de contrôle de flux.

Pour un contrôle plus confortable et plus approfondi, on peut lancer le logiciel TEST_GPIB.EXE, dont un écran est présenté en **figure 8**. Ce

8 Exemple d'écran du logiciel Test_gpiB



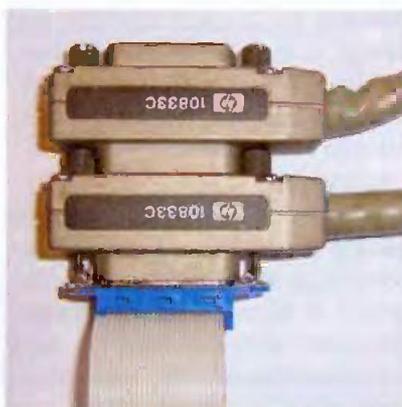
logiciel a été testé sous Windows 2000 et Windows XP.

Lorsqu'il est lancé, le logiciel détecte automatiquement la carte GPIB et recherche ensuite les adresses occupées par des instruments éventuellement présents sur le bus, avant de rendre la main à l'utilisateur.

La fenêtre de gauche affiche les informations en provenance des appareils commandés, tandis que celle de droite concerne plus particulièrement la carte et les lignes de commande du bus.

Il gère les éventuelles erreurs reçues de la carte et permet de s'affranchir des « OUTPUT », « ENTER » et autres caractères de fin de ligne.

Dans le champ « Envoyer vers l'instrument », il suffit donc de saisir une chaîne de caractères conforme à la syntaxe préconisée par le constructeur de l'appareil sollicité, après en avoir renseigné l'adresse dans le champ « Adresse d'instrument », puis de cliquer sur « Valider (Output) ».



9 Deux appareils sont ici raccordés à l'interface

Si la chaîne envoyée déclenche une réponse de l'appareil (elle contient alors, en général, un point d'interrogation), il faut ensuite cliquer sur la touche « Recevoir (Enter) » pour voir s'afficher la réponse de l'appareil.

Si la ligne SRQ est activée par un appareil, la pseudo-led, en bas à droite, s'allume en rouge et la touche « Status » s'affiche en vert.

Il faut dans ce cas cliquer sur cette touche, ce qui a pour effet d'afficher l'octet d'état émis par l'appareil, de désactiver la ligne SRQ et d'éteindre la pseudo-led.

Les messages retournés par un appareil sont présentés dans un format particulier au fabricant de cet appareil.

L'exemple présenté affiche une chaîne de caractères (fenêtre de gauche) reçue d'un analyseur audio Sound Technology type 3200.

Cette chaîne signifie que le niveau audio mesuré vaut 748 mV efficaces et que la fréquence du signal est de 30,673 kHz.

Comme on le voit, il sera nécessaire qu'une application bien faite, dans le cadre d'un relevé de tests automatique, manipule quelque peu cette chaîne de caractères pour obtenir une présentation des mesures plus acceptable !

B. LEBRUN

A collection of tube amplifier circuit boards from the 'Led' CD-ROM. The boards are arranged in a grid and labeled with their respective circuit types: PUSH-PULL EL34, FILTRE ACTIF 2 VOIES, PUSH-PULL KT90, QUADRUPLE PUSH-PULL 6L6, PRÉAMPLI ECF82, TRIPLE PUSH-PULL EL34, QUADRUPLE PUSH-PULL EL04, PRÉAMPLI ECL86, PRÉAMPLIFICATEURS HAUT ET BAS NIVEAU A ECC83/ECC81, PUSH-PULL ECL86, and SINGLE END ECL86. A green starburst graphic indicates a price of 30 €. The CD-ROM is labeled 'CD-02' and 'Fichiers PDF - 137 pages'.

Et si vous réalisiez votre chaîne hi-fi à tubes...

8 amplis de puissances 4 à 120 W_{eff}
4 préamplis haut et bas niveau
1 filtre actif deux voies

Des montages à la portée de tous en suivant pas à pas nos explications

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si vous réalisiez votre chaîne hi-fi à tubes... »

France : 30 € Union européenne : 30 € + 2 € frais de port

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Bon à retourner accompagné de votre règlement à :
Transocéanic - 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE LA CONTRE-RÉACTION

(SUITE)

La contre-réaction est certainement, en audio, le circuit le plus difficile à bien utiliser. Dans notre dernier cours, nous vous avons exposé les principes de base de la réaction et de la réaction négative (contre-réaction ou CR) en simplifiant, à l'extrême, un phénomène bougrement complexe ! Pour aller plus en avant, il vous faut bien comprendre ce qui fait que cela fonctionne ou... provoque une catastrophe ! Et tout d'abord...

Il y a contre-réaction lorsque le signal réinjecté à l'entrée est en opposition de phase avec le signal d'entrée. Avec un seul étage amplificateur, aucun problème (figure 1). Si on couple avec un atténuateur *ad hoc* la tension de sortie récupérée sur la plaque d'un tube amplificateur et qu'on réinjecte une fraction de cette tension sur la grille de ce même tube, l'opposi-

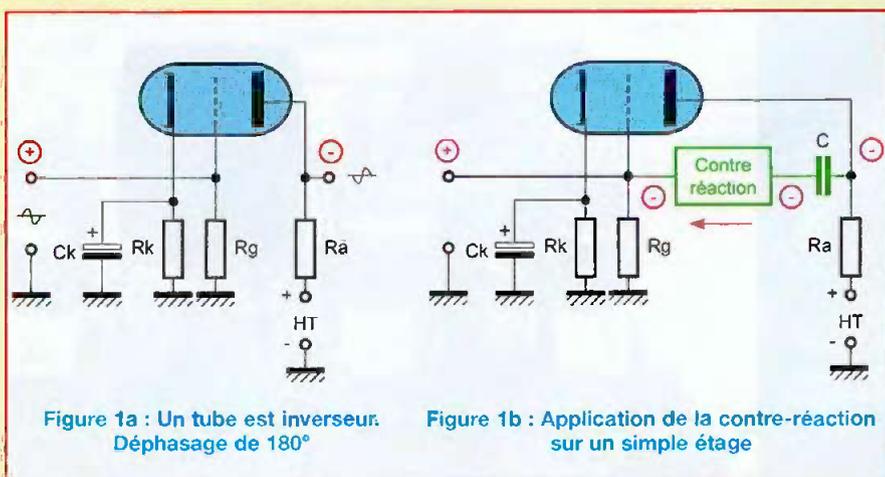
tion de phase est parfaite car le tube est inverseur (lire nos précédents cours). En théorie du moins, car différents facteurs parasites peuvent intervenir !

Tout d'abord, les capacités parasites (cf. cours précédents). Elles se trouvent en parallèle sur ce circuit archi simple et amènent des rotations de phase aux fréquences élevées. L'inversion de phase n'est plus parfaite et le système peut entrer en oscillation à très haute fréquence ! Les condensateurs C et Ck (en série avec le signal) vont, eux, faire tourner la phase aux très basses fréquences. Accrochage très basse fréquence, très désagréable.

Avec un seul étage contre-réactionné, vous ne risquez pas grand-chose. Mais plus le nombre d'étages augmente, plus l'effet des capacités parasites et des condensateurs de liaisons et de découplages se fait sentir. Mais continuons avec des circuits parfaits (!) hyper simples et abordons le cas de deux étages (figure 2).

Inutile de songer à la contre-réaction ramenée sur la grille car la tension de sortie se retrouve en phase avec la tension d'entrée ($180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$).

Vous avez fabriqué un vrai oscillateur qui se nomme un « multivibrateur » !



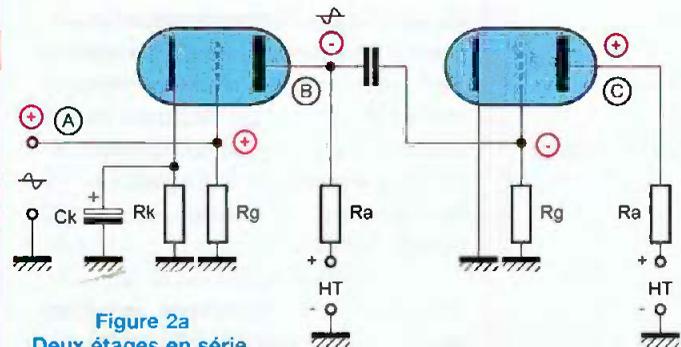


Figure 2a
Deux étages en série.
Double inversion de phase
 $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$

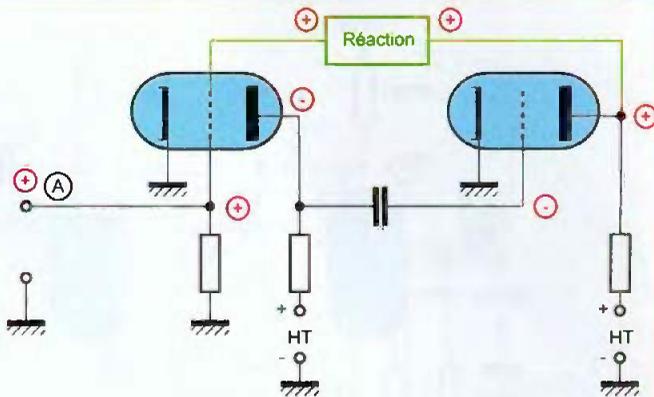


Figure 2b
Si vous réinjectez une fraction de la tension de C vers A, le système oscille.
Vous avez créé une réaction (multivibrateur)

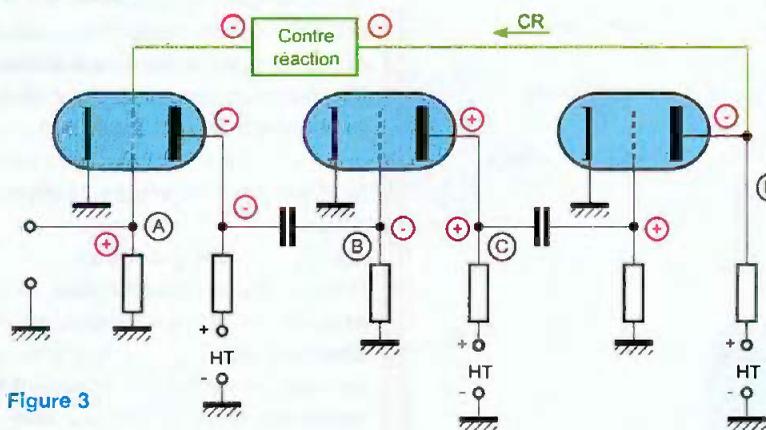


Figure 3

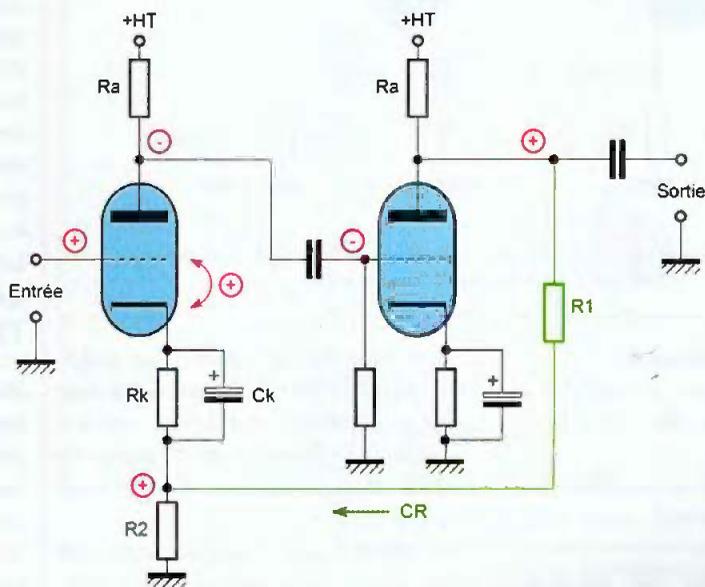


Figure 4
Comment appliquer la contre-réaction (CR) sur un système à deux étages.
R1 beaucoup plus grand que Ra
R2 beaucoup plus petit que Rk

Ce sera toujours le cas lorsque la boucle de contre-réaction englobera un **nombre pair d'étages**.

Avec trois étages, le problème ne se pose pas (figure 3). Le signal de sortie en D est bien en opposition de phase avec le signal d'entrée en A.

Vous pouvez cependant, dans le cas

(fréquent) de deux étages dans les pré-amplificateurs, où il est important que le signal de sortie soit rigoureusement en phase avec le signal d'entrée (phase absolue), appliquer une contre-réaction **sur la cathode** du premier tube (figure 4). Appliquer une tension positive sur la cathode revient, en effet, à réduire la

tension entre grille et cathode, donc l'équivalent d'une fraction négative de tension sur la grille de commande.

Deux autres méthodes sont employées couramment, elles sont extraites de deux célèbres fabrications :

- Ampli de ligne par Ampex. Utilise, sur deux étages, une contre-réaction dite

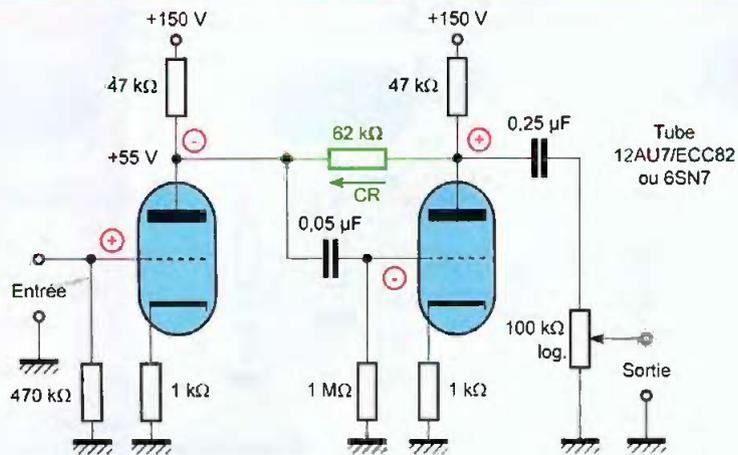


Figure 5 : Contre-réaction plaque à plaque (schéma Ampex)

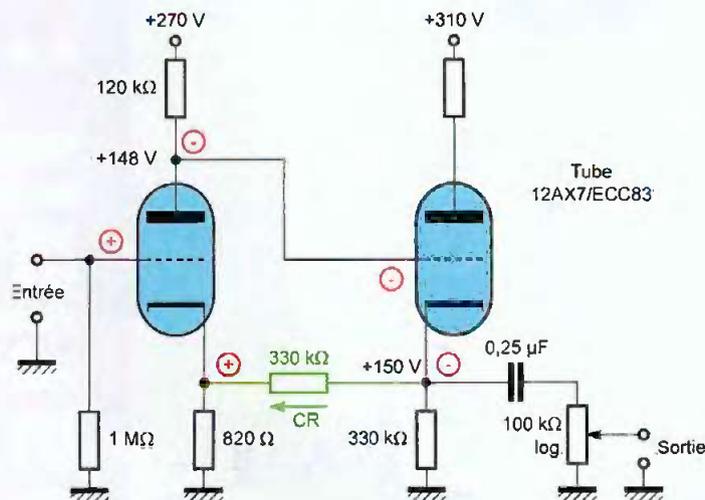


Figure 6 : Contre-réaction cathode à cathode (schéma Mc Intosh).
Attention : ce montage est inverseur

« plaque à plaque » (figure 5).

- Ampli de ligne par Mc Intosh (C20 et C22). Contre-réaction dite « cathode à cathode » (figure 6).

Je vous recommande de mettre en pratique ces deux schémas, vous serez surpris par le résultat !

Vous remarquerez, sur ces schémas, que les résistances de cathodes ne sont pas découplées par un condensateur. Ceci amène une contre-réaction supplémentaire dite, selon certains auteurs, « contre-réaction d'intensité », car ces résistances de cathodes sont parcourues par le courant traversant le tube.

En réalité, d'autres auteurs affirment (et

je suis tenté de les croire... par expérience) qu'il s'agit d'une contre-réaction de tension, car agissant directement sur la variation de potentiel grille/plaque. Au bout de soixante-dix ans, le débat n'est toujours pas clos !

Toujours est-il que le gain de l'étage est diminué, mais que son taux de distortion peut être considéré comme nul ! C'est extra et c'est ce qu'il faut faire !

ET LES ÉTAGES DE PUISSANCE ?

Nous avons vu que chaque étage engendre, en théorie, une rotation de phase de 180°. Mais en raison des

capacités parasites des condensateurs de liaisons et d'autres facteurs (inductances, transformateurs, etc.), il est évident qu'en réalité chaque étage va introduire une rotation de phase « parasite » en dehors du déphasage normal. Prenons le cas de trois étages. Normalement le déphasage global devrait être de :

$$180^\circ \times 3 = 540^\circ$$

En fonction de la fréquence, les effets parasites vont se faire sentir, parfois sur une seule fréquence du signal musical. Si, à une fréquence déterminée, les liaisons par condensateurs de grilles introduisent un déphasage de, par exemple, 60° (valeur typique), chaque étage ne déphasera plus que de :

$$180^\circ - 60^\circ = 120^\circ$$

Multiplié par trois étages, le déphasage sera de :

$$120^\circ \times 3 = 360^\circ$$

Donc le signal de sortie sera en phase avec le signal d'entrée. L'oscillation sera inévitable !

En règle générale, on essaye d'éviter, dans toute la mesure du possible, d'englober avec la contre-réaction un nombre élevé d'étages.

Et pourtant, c'est ce que l'on fait couramment dans pratiquement tous les amplificateurs de puissance contre-réactionnés. Il existe donc des solutions.

LA CONTRE-RÉACTION SUR LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Bien que la contre-réaction soit utilisée pratiquement sur tous les bons préamplificateurs, ne serait-ce que pour ajuster le gain à une valeur raisonnable, on parle surtout de la contre-réaction des amplis de puissance.

Laquelle est constituée, dans la majorité des cas, par une boucle de contre-réaction englobant tout l'amplificateur, y compris le transformateur de sortie (figure 7).

Or, un amplificateur comporte souvent un nombre important d'étages. Le problème majeur sera donc la stabilité (l'amplificateur ne doit pas se transformer en oscillateur).

MM. Bode et Nyquist, dans les années quarante, ont parfaitement cerné le problème mais leurs calculs sont extrêmement complexes et difficilement utilisables en pratique.

On sait, en effet, que les oscillations proviennent des rotations de phase dues aux différentes constantes de temps des circuits de l'amplificateur :

- Condensateurs de liaisons : avance de phase.
- Self induction du primaire du transformateur de sortie : avance de phase
- Action sur les basses fréquences (en dessous de 100 Hz).
- Côté hautes fréquences : retard de phase dû aux capacités parasites (lire cours précédents).
- Self de fuite du transformateur de sortie.

Pour que l'amplificateur soit stable, il faut que **sans contre-réaction** (boucle ouverte), à chaque extrémité de la bande transmise, la somme des déphasages n'atteigne en aucun cas 180° (c'est ce que l'on appelle « le critère de Nyquist »).

Or, on sait qu'une constante de temps (RC) ne peut apporter qu'un déphasage inférieur à 90° .

Par conséquent, un amplificateur de puissance ne comportant que deux étages (cas des monotriodes) sera assuré d'être stable, quel que soit le taux de contre-réaction, car il y aura deux constantes de temps passe haut (liaisons) et deux passe-bas (transfos et capacités parasites).

Malheureusement, plus le nombre d'étages, donc de constantes de temps, augmente, plus cela se gâte. Maintenir la stabilité devient alors très difficile si l'on ne veut pas recourir à des astuces !

- 3 constantes de temps égales : le taux de CR doit être inférieur à 18 dB
- 4 constantes de temps : 12 dB maxi.
- 6 constantes de temps : 9 dB maxi.

C'est pour cette raison que le **taux d'amplificateur**, quel que soit le type d'amplificateur, s'élève à 6 dB.

Avec un taux aussi faible, on bénéficie de tous les avantages de la contre-réaction, sans aucun de ses inconvénients.

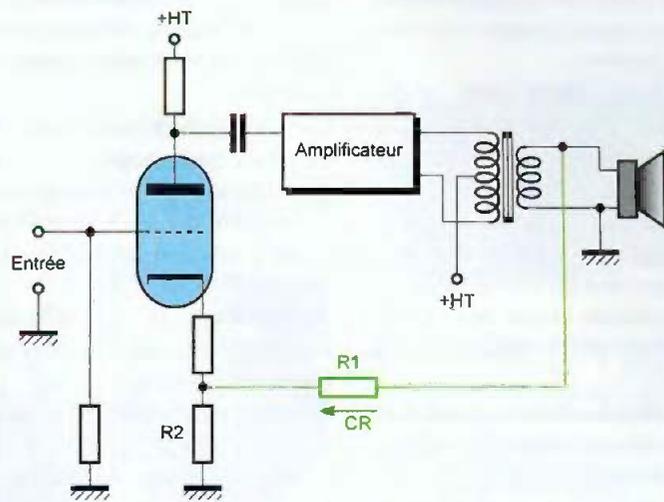
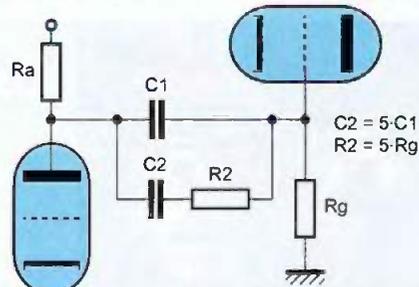
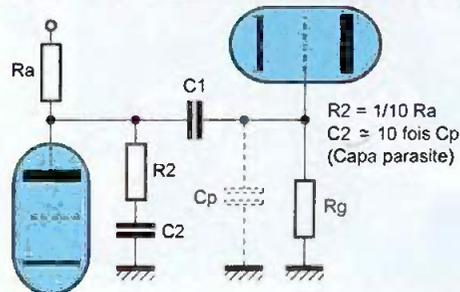


Figure 7 : Disposition classique d'application de la contre-réaction (CR) sur un amplificateur de puissance. La « boucle de contre-réaction » intervient en général sur la cathode d'un tube d'entrée, R1 et R2 formant un potentiomètre.

Correcteur d'instabilité aux fréquences basses



Correcteur d'instabilité aux fréquences élevées



Montage classique que l'on trouve sur 90% des amplificateurs de puissance. C2 est de l'ordre de 470 pF

Figure 8 : Réseaux de correction

LES ASTUCES DE CONCEPTION

Première astuce. Décaler les constantes de temps afin que celle qui com-

mence la première à faire tourner la phase (atténuation de la bande passante -3 dB) ait déjà fortement atténué le gain avant que la suivante ne prenne le relais.

Exemple : un étage de votre amplifica-

LA CONTRE-RÉACTION (SUITE)

teur passe le 1 Hz, vous êtes très fier. Limitez, en diminuant le condensateur de liaison, la bande passante à 10 Hz, vous serez gagnant.

De même, votre étage passe allègrement 100 kHz, limitez-le à 30 kHz, vous serez, là aussi, gagnant en faisant reculer la limite de stabilité.

Votre ampli se comportera alors comme s'il ne comptait que cette constante de temps, en ignorant les autres !

Deuxième astuce. Etablir des réseaux correcteurs de phase (figure 8). Très compliqué !...

Troisième astuce. Utiliser, quand c'est possible, la liaison directe inter-étages (que nous étudierons plus tard).

Attention, si vous utilisez des réseaux correcteurs, déconnectez la ligne de CR et assurez-vous du fonctionnement correct de l'amplificateur **sans contre-réaction**.

Dans la troisième partie de notre série de cours, nous étudierons les schémas des appareils les plus célèbres en analysant point par point la totalité des circuits, y compris les lignes de contre-réaction.

Comment ajuster votre ligne de contre-réaction si vous ne possédez pas d'appareils de mesure ?

C'est ce que nous étudierons le mois prochain.

Il nous faudra aussi évoquer les défauts

de la contre-réaction, lesquels sont nombreux en termes d'intermodulation et de rendu transitoire en audio.

La contre-réaction est difficile et dangereuse à manipuler. C'est pourquoi de nombreux constructeurs tentent de s'en passer.

Nous verrons que, dans le cas d'utilisation de triodes de puissance, cela se justifie, mais que la contre-réaction est pratiquement obligatoire lors de l'utilisation de tétrodes et de pentodes de puissance grâce à son action sur ce que l'on appelle le « coefficient d'amortissement ».

Au travail !
R. Bassi

Led

Et si on parlait « tubes » ... 11 COURS

25 €



Fichiers PDF
84 pages

Et si on parlait tubes...

En 11 cours,
apprenez à connaître
et à maîtriser le fonctionnement des
tubes électroniques

Émission thermoionique, électron-volt, charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Ci-joint mon règlement par : chèque mandat

A retourner à : **TRANSOCÉANIC 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80**

AMPLIFICATEUR 100 mW POUR CASQUE 8 Ω ou 32 Ω



Cet amplificateur développe une puissance nominale de 100 mW sur 8 Ω ou 32 Ω , tout en affichant des spécifications dignes des meilleurs produits. Il met en œuvre un tube 6EM7 d'approvisionnement aisé.

Sa bande passante s'étend de 15 Hz à 60 kHz à -1dB, pour un temps de montée de 3 μ s. À la dynamique exceptionnelle de cette réalisation, s'ajoute la chaleur incomparable du son typiquement « tube ».

LE SCHEMA

Ce projet met en œuvre un seul tube par canal (figure 1).

Notre choix s'est porté sur la 6EM7, une double triode dissymétrique disponible en grande quantité sur le marché américain. Elle peut être remplacée directement par la 6EA7 ou la 6GL7.

Ces trois tubes sont initialement prévus pour fonctionner en « oscillateur - driver » dans les téléviseurs. La première triode à fort gain est câblée en oscillateur et peut dissiper 1 W. La seconde, utilisée pour piloter la bobine de déflexion du tube cathodique, peut dissiper 10 W. Vous remarquerez la faible résistance interne de la triode de sortie : 750 Ω ! (photo 1 et figure 2).

Ce tube est couramment utilisé outre-Atlantique dans des réalisations d'amplificateurs pour casque, mais toujours sans contre-réaction et avec transformateur de sortie placé dans le circuit d'anode. Les essais ainsi réalisés furent très peu convaincants en termes de

bande passante, temps de montée, de facteur d'amortissement et de bruit résiduel.

Nous avons donc remis le concept sur le métier pour aboutir à la présente réalisation.

LE CIRCUIT AMPLIFICATEUR

Pour des raisons de stabilité, les deux triodes sont couplées par des capacités et polarisées par une tension fixée à +36 Vdc par la diode zéner Z1.

Ceci évite les dérives du point de fonctionnement. C'est impératif pour conserver les spécifications de départ dans le temps. Le gain de la première triode V1A sans contre-réaction s'élève à 46.

Le transformateur de sortie est de type torique. Ce choix résulte de bien des essais qui nous ont finalement conduits à abandonner le transformateur de sortie classique placé dans le circuit de charge d'anode.

Il s'agit d'un transformateur d'alimentation de 230V/2 x 6 Vac d'une puissance de 15VA.

Au banc de test, nous avons mis en évidence une bande passante spectaculairement plus large : de quelques hertz à plus de 100 kHz, pour un temps de montée de l'ordre de 2 μ s.

L'inconvénient de ce type de transformateur est de ne pas supporter de courant continu sans être immédiatement saturé.

La charge anodique de la triode de sortie est réalisée par une résistance de 16,5 k Ω /6 W (R11, R12) et le transformateur de sortie est alimenté en alternatif via les condensateurs C8 et C9.

Le gain de la triode de sortie V1B sans contre-réaction s'élève à 4,6.

Le ratio 230V/6V nous donne un rapport de transformation de 38,3 et un rapport d'impédance de 1470.

Ce qui, avec une charge de 8 Ω , au secondaire nous restitue au primaire une charge de 12 k Ω . Nous utiliserons le deuxième secondaire en série avec le premier pour obtenir une impédance de 32 Ω .

La dissipation anodique du tube de sortie s'élève ici à 2 W, ce qui est un gage de longévité.

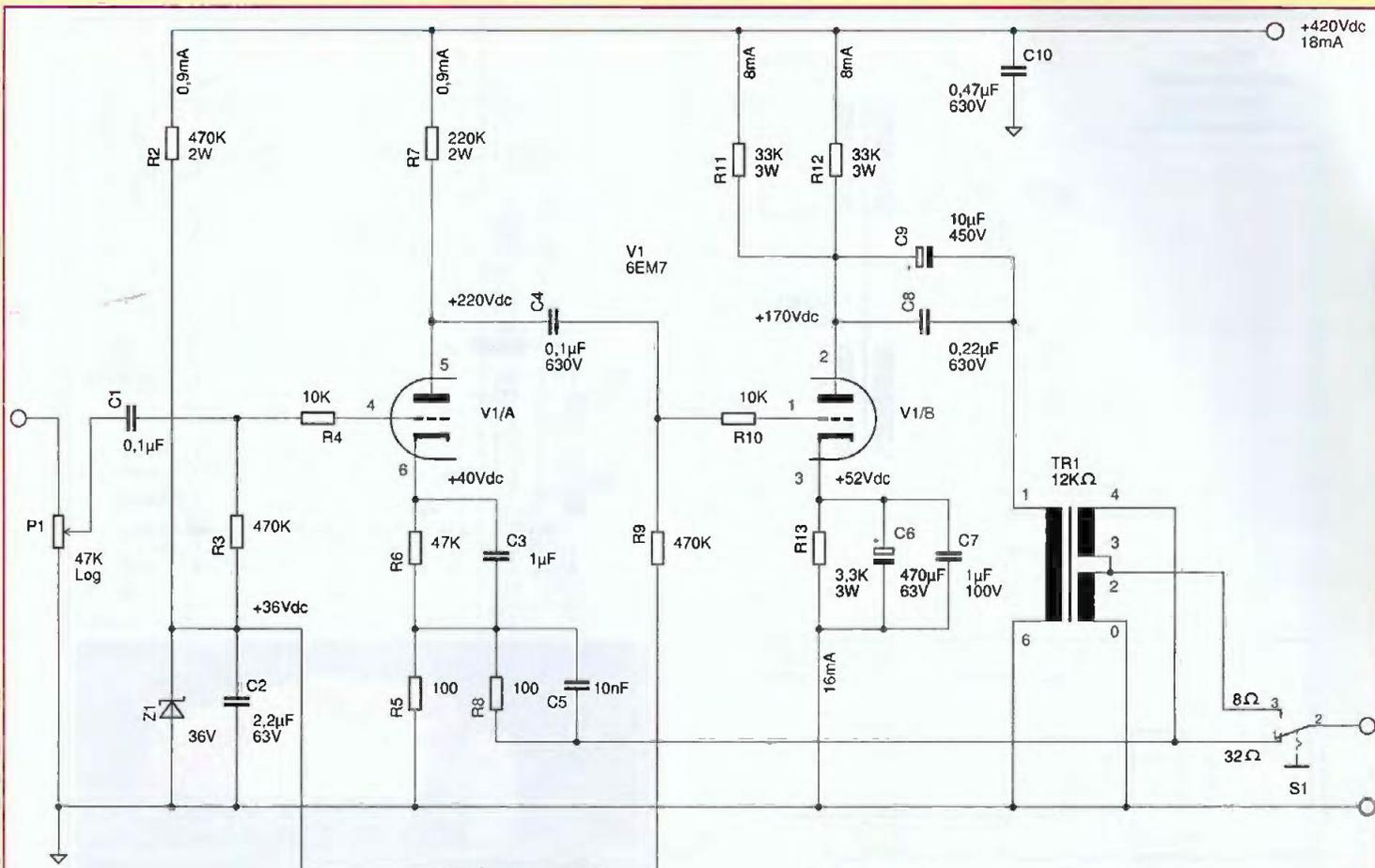


Figure 1
Utilisation d'une double triode dissymétrique 6EM7

Figure 2
L'amplificateur peut être réalisé avec les triodes 6EA7, 6EM7 ou 6GL7

6EM7 Ratings					
Heater					
6,3 +/- 0,6V	925mA				
Va Max	Pa Max	Notes			
330 V	1,5 W	Section 1 (Pins 4,5,6)			
330 V	10 W	Section 2 (Pins 1,2,3)			
6EM7 Application Data					
Class	Va (Volt)	Ia (mA)	Ra (Ω)	S (mA/V)	μ
A	250	1,4	40000	1,6	64
A	150	50	750	7,2	5,4



Photo 1

6EA7 Ratings					
Heater					
6,3 +/- 0,6V	1,05A				
Va Max	Pa Max	Notes			
350V	1 W	Section 1 (Pins 4,5,6)			
550V	10 W	Section 2 (Pins 1,2,3)			

6EA7 Application Data					
Class	Va (Volt)	Ia (mA)	Ra (Ω)	S (mA/V)	μ
A	250	1,5	34000	1,9	65
A	175	48	770	6,5	5

6GL7 Ratings					
Heater					
6,3 +/- 0,6V	1,05A				
Va Max	Pa Max	Notes			
350V	1 W	Section 1 (Pins 4,5,6)			
550V	10 W	Section 2 (Pins 1,2,3)			

6GL7 Application Data					
Class	Va (Volt)	Ia (mA)	Ra (Ω)	S (mA/V)	μ
A	250	2	30000	2,2	66
A	175	46	780	6,4	5

ADAPTATION DES IMPEDANCES

L'impédance des casques n'est pas vraiment normalisée. Nous trouvons sur le marché des casques de 8, 32, 50, 64 voire 600 Ω, ce qui nous oblige à avoir à disposition, pour une même puissance, des tensions assez différentes : 100 mW dans 8 Ω ne demande que

0,9 Vac alors que 100 mW dans 600 Ω exige 7,7 Vac.

L'inverseur S1 permet le choix entre haute ou basse impédance. En basse impédance, le signal maximum est de l'ordre de 1,5 Vac sous 0,5 Ω, ce qui convient aux casques de 8 à 32 Ω.

En haute impédance, il s'élève à 3 Vac

sous 32 Ω pour les casques de plus de 32 Ω. Ce commutateur est placé à l'arrière du châssis.

LA CONTRE-REACTION

Bien que présentant déjà des caractéristiques nettement améliorées, nous avons ajouté une contre-réaction assez

Figure 3
Une alimentation
simplement
redressée et filtrée

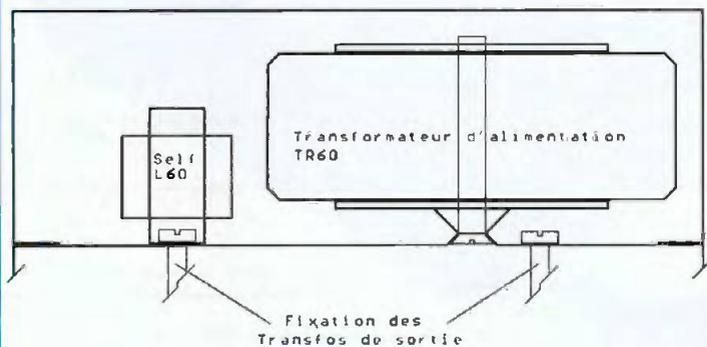
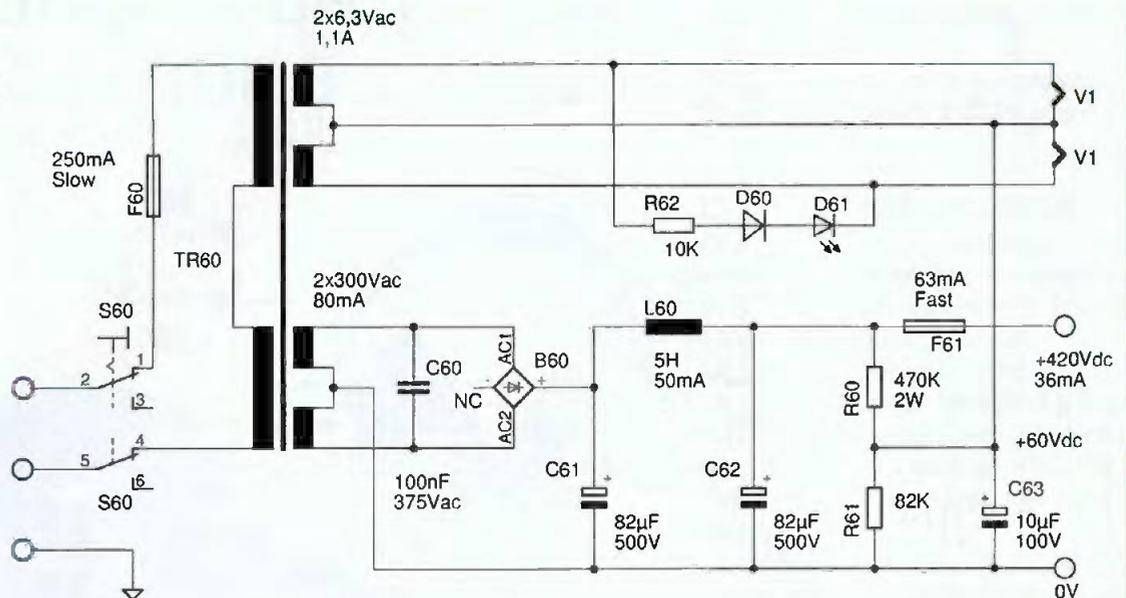
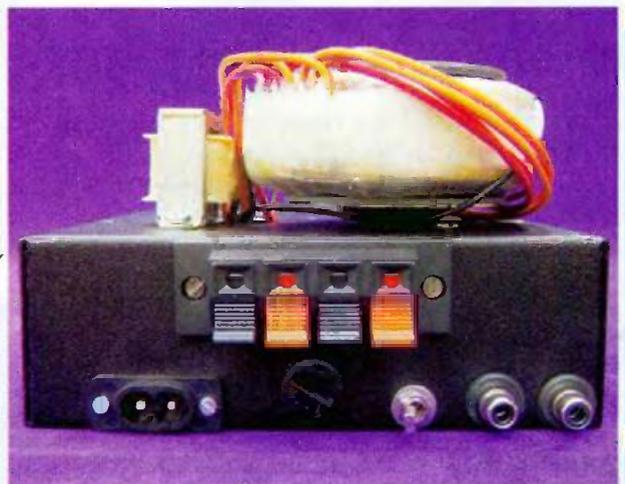


Figure 4 : Le transformateur d'alimentation de type toroïdal est maintenu entre deux coupelles

Photo 2 : Vue arrière de l'amplificateur



sévère. La stabilité du montage n'en a pas été affectée. En effet, la rotation de phase due au transformateur torique reste faible dans la bande de fréquence utilisée. Le taux de contre-réaction est de 18 dB, avec pour résultat une bande passante qui s'étend de 15 Hz à 60 kHz à -1 dB à la puissance nominale et un facteur d'amortissement de 16.

Le taux de distorsion est de 0,6 % à 1 kHz pour 100 mWeff. Il est constitué principalement de H2, ce qui n'a rien d'étonnant pour un montage à triode en single end.

LE CIRCUIT D'ALIMENTATION

Le schéma de l'alimentation est reproduit en figure 3.

Le transformateur torique choisi a l'avantage de ne pas prendre trop de place en hauteur (32 mm).

De plus, son rayonnement magnétique est insignifiant.

Il est disponible chez Audiotub TSM (publicité dans nos pages) sous la référence 01316-0130. Il propose quatre secondaires : 2 x 300 Vac et 2 x 6,3 Vac. La haute tension redressée monte à 430 Vdc aux bornes du condensateur C61. Elle est filtrée par la self choke L60 de 5H et le condensateur C62.

Un fusible rapide de 63 mA protège l'électronique des court-circuits. Les filaments sont alimentés en 6,3 Vac et portés à un potentiel de +60 Vdc afin d'éliminer les risques de ronflette dus à

l'influence thermoïonique « filament - cathode ».

L'ondulation pour un courant de 40 mA est de 3 Vpp avant L60 et 20 mVpp sur C62.

MISE EN ŒUVRE

LE CHÂSSIS

Il n'est pas prévu pour l'instant de soustraire la fabrication du châssis, tout dépendra de l'intérêt des lecteurs pour ce projet. Ce même châssis reçoit également un amplificateur « Push-pull - SRPP hybride - 6BL7/BUZ80 » qui vous sera présenté dans l'une de nos prochaines publications. Le coffret est composé d'un châssis Hammond de

UNE DYNAMIQUE EXCEPTIONNELLE

254 x 152 x 51 mm, identique à celui du PP 6L6GC décrit dans *Electronique Pratique* n°301 (aujourd'hui épuisé), surmonté d'un petit châssis de 100 x 152 x 51 mm.

Il est plus facile de réaliser en premier lieu la partie mécanique en se servant de la carte non montée et des divers éléments.

Le transformateur d'alimentation et la self de filtrage sont fixés au-dessus du châssis et protégés par le deuxième petit châssis.

Le petit châssis sera fixé sur le grand en fin de montage par quatre vis auto-taraudeuses de 6,5 mm et 2,9 mm de diamètre.

Le transformateur d'alimentation est monté à l'aide de deux coupelles de maintien.

Celle du bas, montée à l'envers, surélève le transfo de 10 mm environ. Ceci permettra la fermeture du capot supérieur et le placement de la vis de fixation du transformateur de sortie situé sous le châssis. La vis de maintien du transformateur d'alimentation M6 est à tête conique et la tôle est fraisée facilement pour loger celle-ci.

La fixation arrière de la self L60 fixe également le deuxième transformateur de sortie (photo 2 et figure 4).

La photo 3 et la figure 5 présentent l'agencement général et les diverses cotes d'usinage. Il est préférable de marquer *in-situ* les pointages définis par le circuit imprimé à l'aide de celui-ci. Dans ce cas, on positionnera les deux premiers trous de fixation de $\varnothing 3,2$ de la carte à 30 mm du bord extérieur avant du châssis, en centrant les deux trous. Les autres cotes ne sont pas vraiment critiques. Le trou de 6,2 mm marqué (X) reçoit la vis de maintien du transformateur d'alimentation. Les trous $\varnothing 4,2$, les vis des transformateurs de sorties et les trous $\varnothing 4,2$ (Y)+(Z) la self.

Les quatre trous $\varnothing 3$ servent à fixer le châssis supérieur et enfin le trou $\varnothing 27$ assure le passage des divers fils du transformateur d'alimentation et de la self L60. Une grille en fer agrémentée d'une peinture noire mate et munie de quatre pieds de 10 mm de haut vient fermer le châssis.

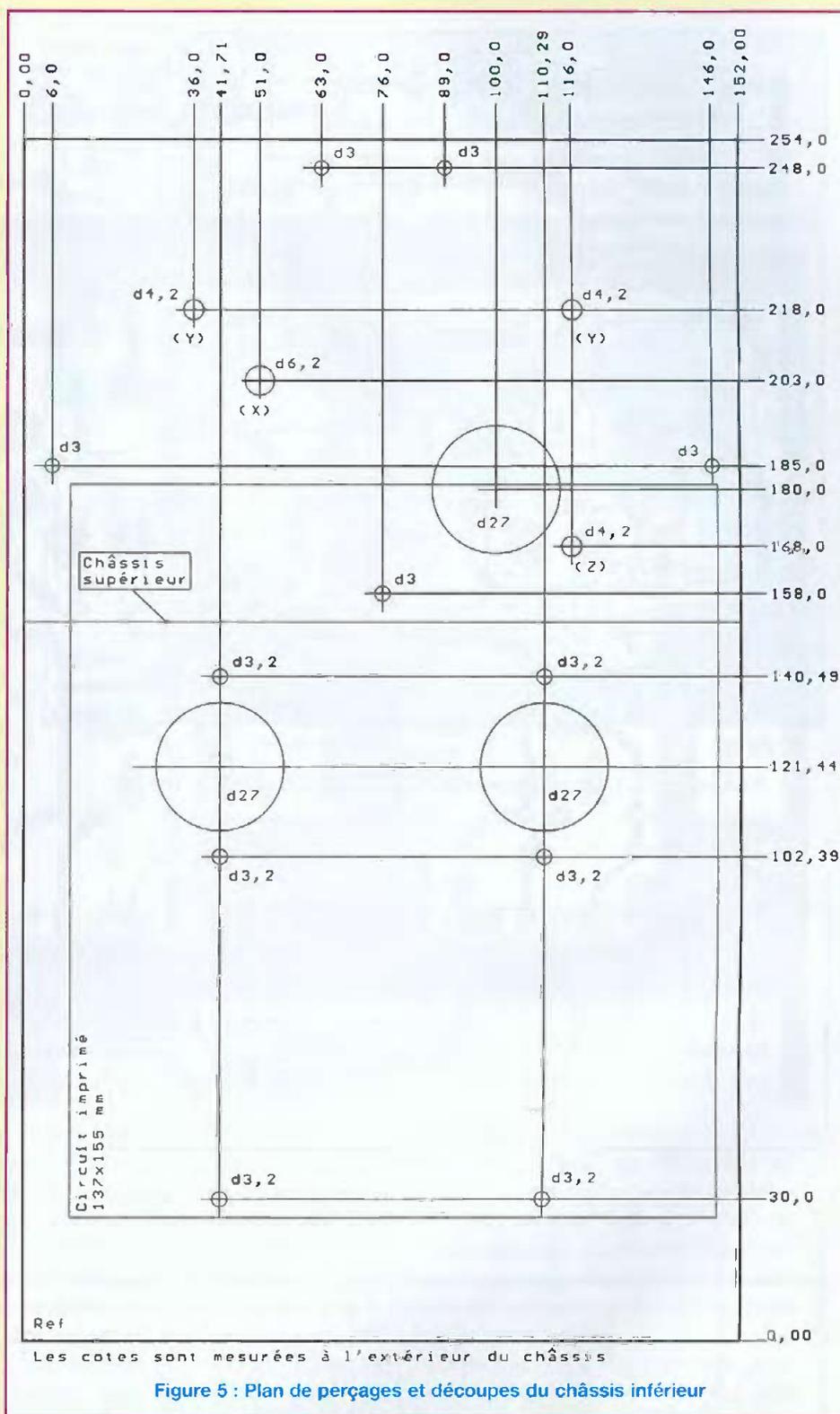
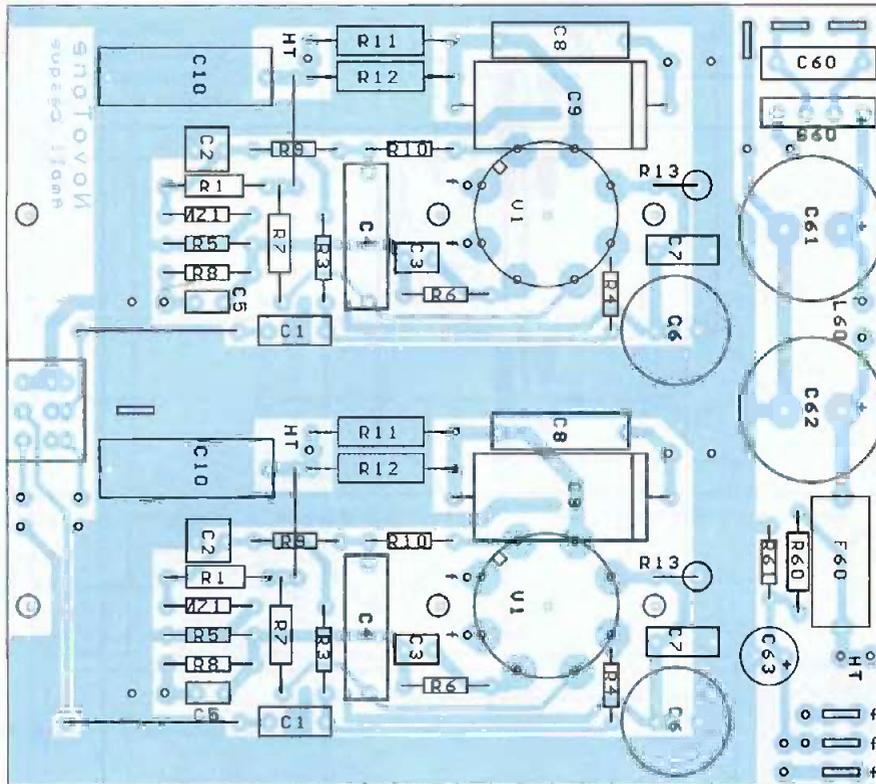


Figure 5 : Plan de perçages et découpes du châssis inférieur

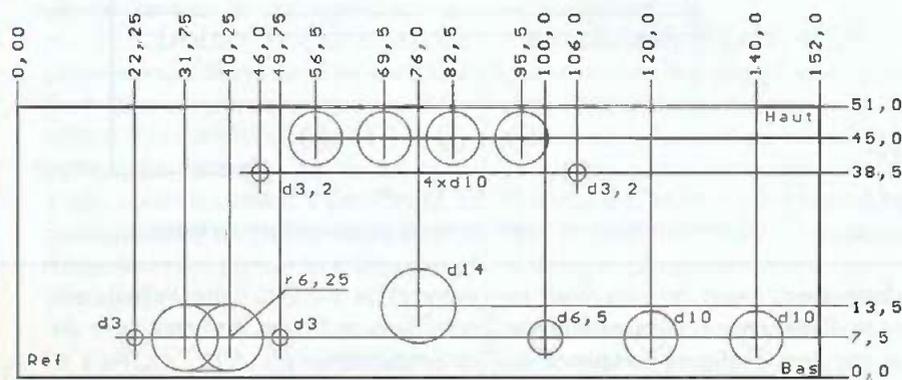
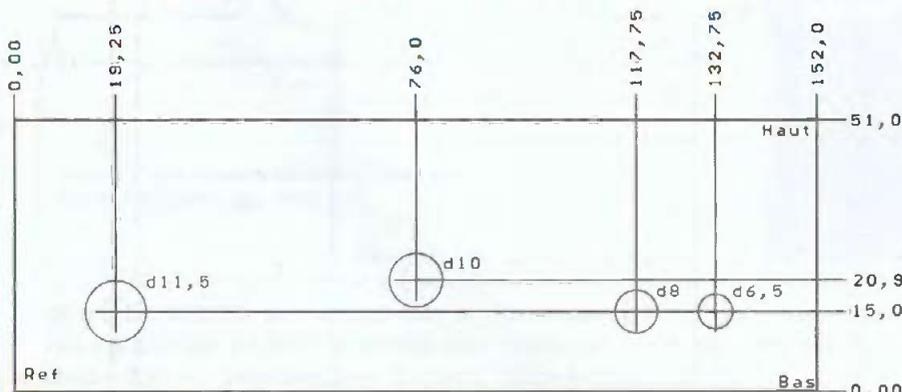
La face avant reçoit la prise pour le casque, l'interrupteur et le voyant de mise sous tension (figure 6 et photo 4). Un trou de 10 mm permet le passage de l'axe du potentiomètre de volume. Un

passerelle de diamètre 6 mm intérieur est serti dans ce trou et maintient l'axe du potentiomètre. La face arrière reçoit le socle et le fusible secteur, le sélecteur d'impédan-

AMPLIFICATEUR POUR CASQUE



Figures 6 et 7 : Plans de perçages des faces avant et arrière du châssis



Les cotes sont mesurées à l'extérieur du châssis

Figures 8 : Insertion des composants et circuit imprimé

Qté	Composants	Valeu
Préamplificateur		
2	C1	0,1µF
2	C2	2,2µF
2	C3	1µF
2	C4	0,1µF
2	C5	10nF
2	C6	470µF
2	C7	1µF
2	C8	0,22µF
2	C9	10µF
2	C10	0,47µF
1	P1	2 x 470µF
2	R2	470Ω
4	R3,R9	470Ω
4	R4,R10	10K
4	R5,R8	100Ω
2	R6	47K
2	R7	220Ω
4	R11,R12	33K
2	R13	3,3K
1	S1	Inverse
2	TR1	Voir te
2	Z1	36V
Alimentation		
1	B60	800V
1	C60	100nF
2	C61,C62	82µF
1	C63	10µF
1	D60	1N4148
1	D61	Led 2m
1	F60	315mA
1	F61	63mA
1	L60	5H
1	R60	470Ω
1	R61	82K
1	S60	Switch
1	TR60	Voir te

ce, les deux socles RCA isolés et le socle pour haut-parleurs (figure 7 et photo 5).

Ce dernier est prévu pour la réalisation de l'ampli SRPP hybride, mais est raccordé ici au socle pour jack écouteur de la face avant.

Après s'être assuré que tous les ensembles trouveront leur place, nous pouvons passer au montage des divers composants sur le circuit imprimé.

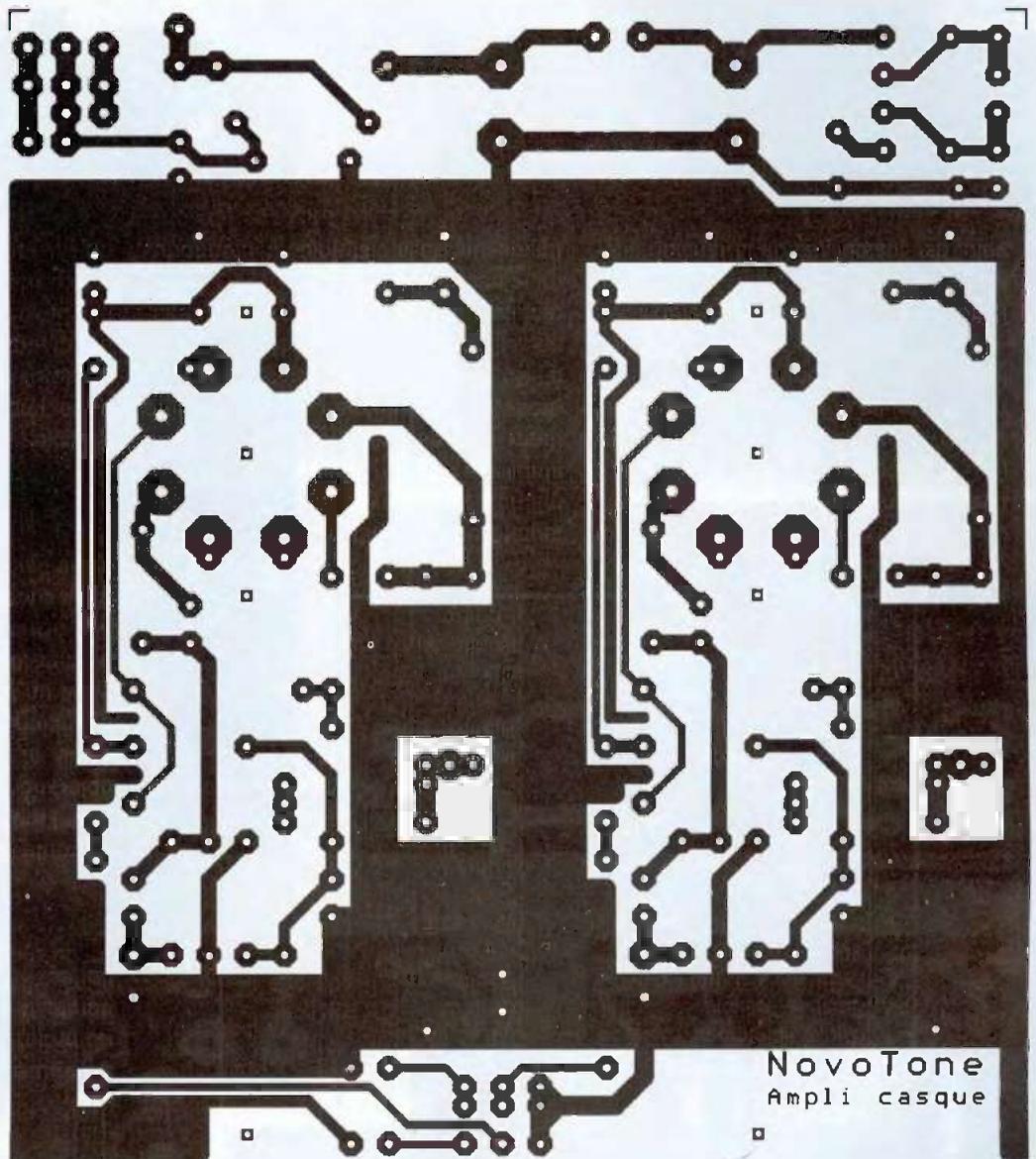
LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Le circuit imprimé de dimensions 137 x 155 mm supporte tous les com-

UNE DYNAMIQUE EXCEPTIONNELLE

Imprimé à l'échelle 1 de l'amplificateur

Volt/Puiss.	Tol/Type
250V	Radial 10mm
63V	Radial 5mm
63V	Radial 5mm
630V	Radial 22,5mm
100V	Radial 5mm
63V	Radial 5 / 7,5mm
100V	Radial 10mm
630V	Radial 22,5mm
450V	Axial
630V	Radial 27,5mm
	Log
2W	5% MO
0,5W	1% MF
2W	5% MO
3W	5% MO
3W	5% MO
	DPDT
400 mW	5%
1A	
375Vac	Radial 15mm
500V	Radial 10mm
100V	Radial 5mm
	Vert
	Lent
	Rapide
50mA	
2W	5% MO
0,5W	1% MF
	DPST



posants de l'amplificateur et de son alimentation à l'exception des trois transformateurs et de la self (figure 8).

Les sept cosses « faston » et douze cosses « picot » sont insérées et soudées en premier lieu. Ensuite, on soudera les deux supports octal.

Les trous de passage des broches sont forés à $\varnothing 2$ mm.

Les supports sont soudés du côté cuivre et les broches ne doivent pas dépasser du côté composant. Ce faisant, l'épaulement du support sera à 15 mm exactement de la surface de la carte et le maintien par les six entre-

toises de 15 mm positionnera ceux-ci à la bonne hauteur. On soudera ensuite les composants par ordre de grandeur croissant en terminant par les deux électrolytiques C61 et C62 et le potentiomètre.

On raccordera les deux fils HT et les deux filaments du côté cuivre, ces fils courront entre la carte et le fond du châssis. Il est préférable de tester la carte en dehors du châssis. Il n'est pas nécessaire de raccorder les transformateurs de sorties. Pour ce faire, alimenter les filaments et appliquer une tension d'une centaine de volts. Sans contre-

réaction, un signal de 100 mVpp en entrée engendrera un signal de sortie de l'ordre de 600 mVpp sur l'anode de V1B. A ce niveau de tension d'alimentation, les polarisations ne sont pas établies et le gain combiné des deux triodes reste faible.

Néanmoins, cela est suffisant pour déclarer la carte fonctionnelle. Elle peut être placée dans le châssis et raccordée aux différents éléments extérieurs. Notez que tous les raccordements se font par cosses et souliers, de cette façon la carte est libre de tout fil et peut être démontée facilement.

AMPLIFICATEUR POUR CASQUE

Photo 5



Photo 6

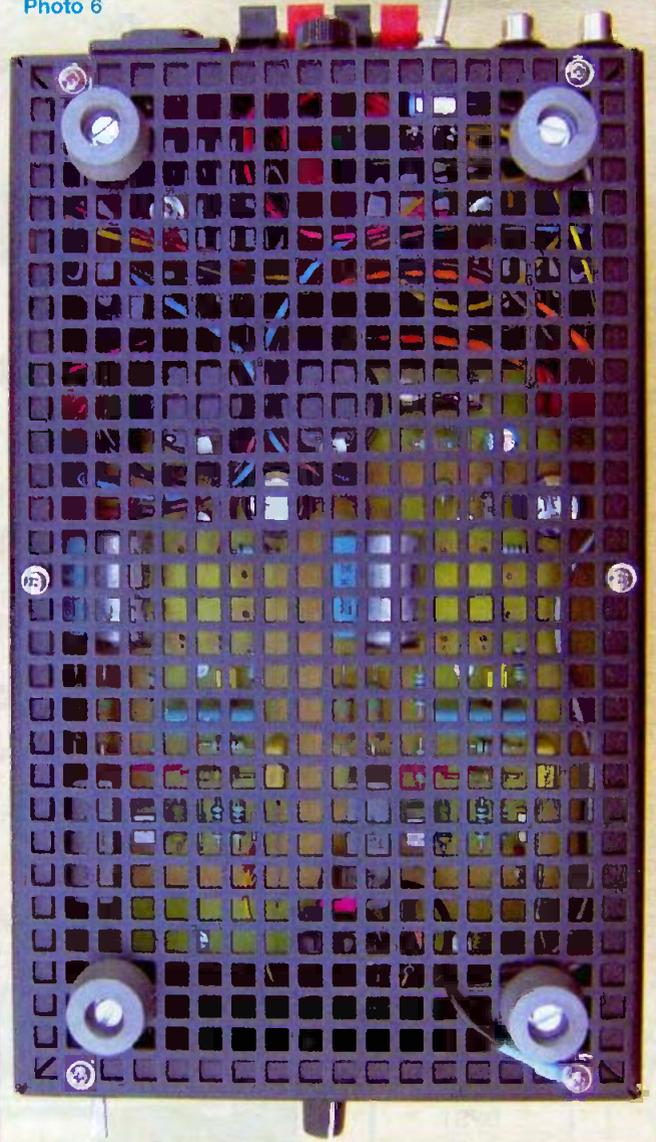


Photo 3

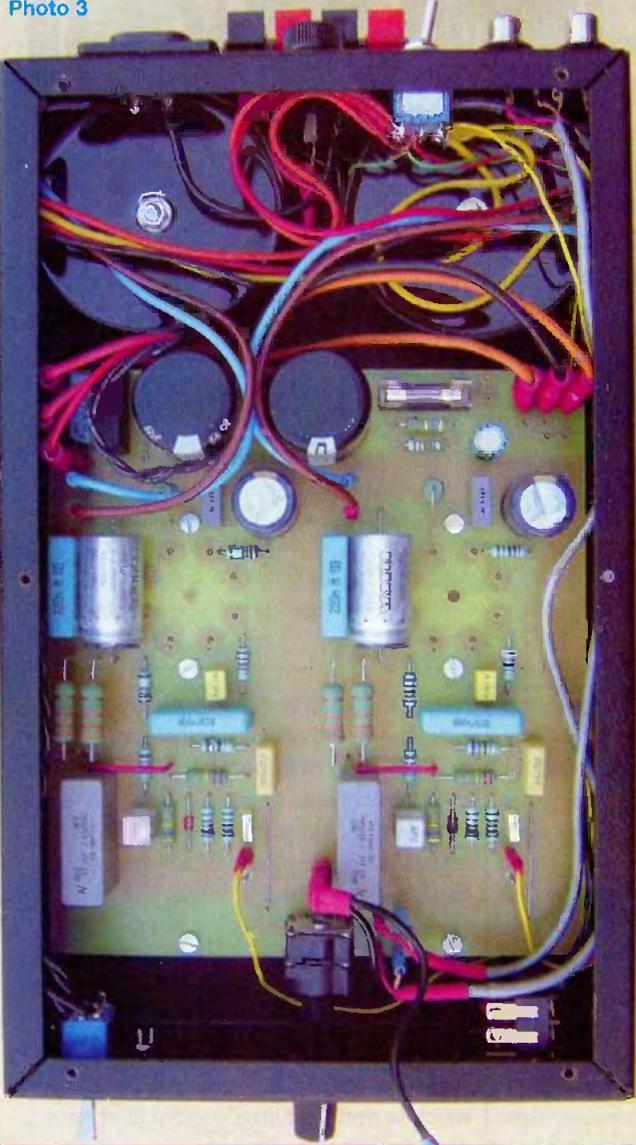


Photo 4



LES MASSES

L'ensemble du circuit est flottant. La mise à la masse du châssis se fait en un seul point de la carte derrière le potentiomètre (photos 3 et 6). Une vis autotaraudeuse assure le contact électrique avec le châssis et la grille.

On s'assurera que sans ce contact de masse, le circuit est bien flottant par rapport au châssis. Si ce n'est pas le cas, il faudra chercher et dépister la « fuite » coupable.

MISE SOUS TENSION

Il ne faut pas raccorder les deux fils de contre-réaction.

La première mise sous tension se fait de préférence à l'aide d'un autotransformateur.

Vérifier progressivement la montée des tensions jusqu'à obtenir les 6,3 Vac de chauffage et les 420 Vdc de HT.

Vérifier la tension de polarisation de 36 Vdc (R2-Z1) et les tensions d'anodes des deux triodes. L'ampli est alors fonctionnel et il y a lieu de rebrancher les fils de contre-réaction. Câblés selon le code couleur (0 = noir, 1 = brun, etc.) présenté sur le schéma, les transformateurs de sortie sont raccordés dans le bon sens. Mais une surprise est toujours possible et si l'accrochage de l'ampli se produit, aucun doute il faudra inverser les deux fils brun et bleu.

QUELQUES MESURES

Les mesures classiques sur notre prototype vous sont présentées aux figures 9, 10 et 11.

La réponse aux signaux carrés, tout particulièrement à 10 kHz, est excellente. Le dépassement reste faible et le temps de montée est de 3 μ s. La fréquence de coupure se situe vers 110 kHz à -3 dB (figure 9). L'ajout d'une réactance composée d'une capacité de 1 μ F en série avec une résistance de 8 Ω laisse le signal imperturbable.

Le taux de distorsion à -1 dB de la puissance nominale est de 0,5 %. La représentation spectrale montre une décroissance progressive H2 à -46 dB, H3 à -66 dB, H4 à -76dB.

De quoi ravir nos lecteurs audiophiles...

Fig.9

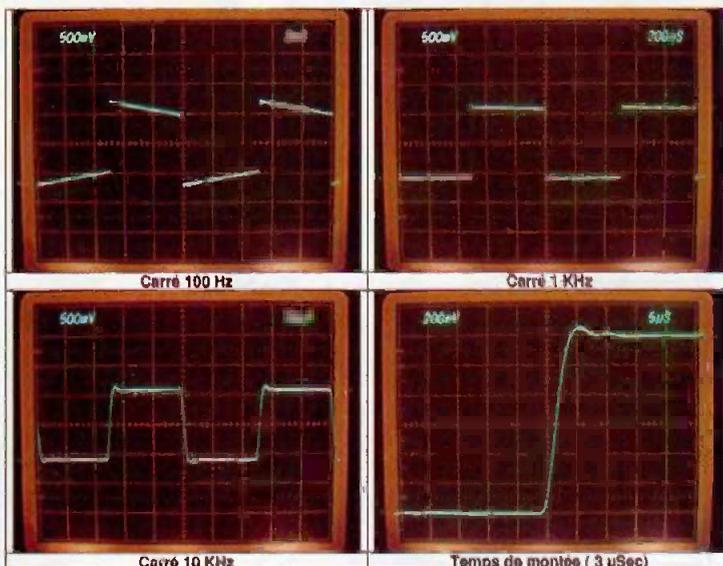


Fig.10

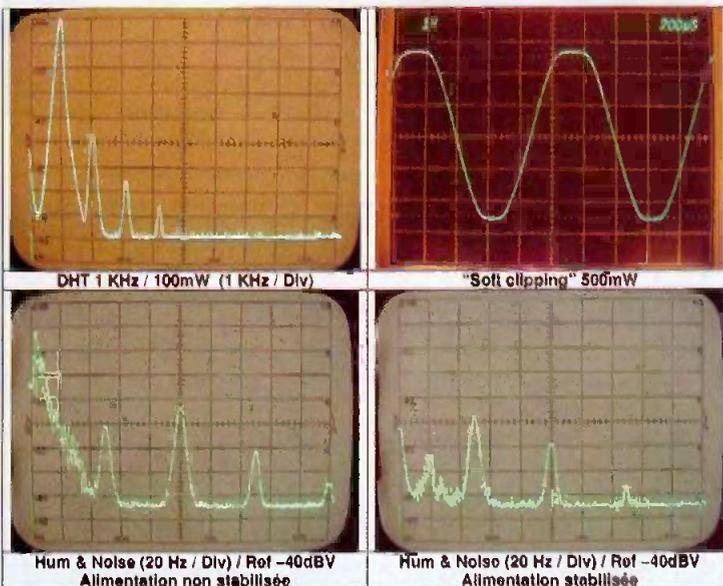
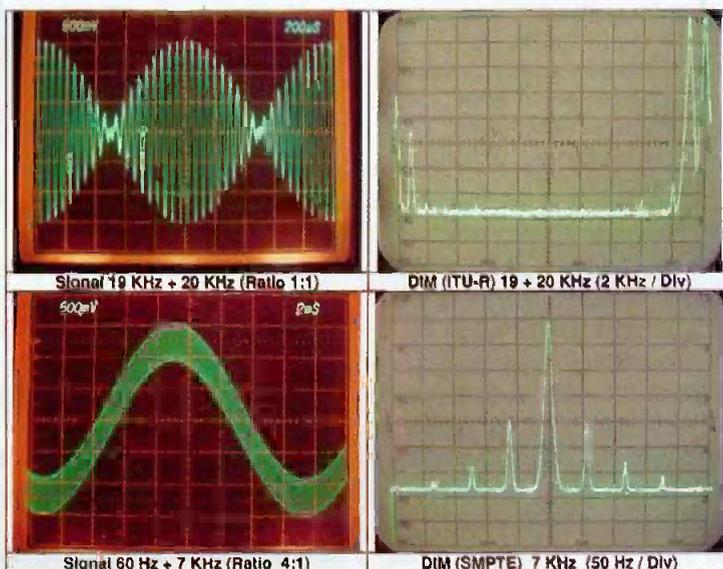


Fig.11



AMPLIFICATEUR POUR CASQUE

Caractéristiques Techniques

Puissance nominale	2 x 100 mW
Puissance maximale	2 x 300 mW
DHT + Bruit à 100mW	< 0,8 %
DHT + Bruit à 10mW	< 0,2 %
Distorsion d'intermodulation (ITU-R)	-46 dB
Distorsion d'intermodulation (SMPTE)	-50 dB
Temps de montée	3 µSec
Sensibilité	1 Vac pour 100 mWeff
Réponse en fréquence à -1 dB à 100mW	15 à 60 KHz
Réponse en fréquence à -3 dB à 100mW	7 à 100 KHz
Impédance de sortie	8 Ω / 32 Ω
Impédance d'entrée	47 KΩ
Taux de contre-réaction (NFB)	18 dB
Impédance interne (sortie 8 Ω)	0,5 Ω
Facteur d'amortissement (DF)	16
Bruit de fond (H&N)	< 100 µV
Rapport S/B (Flat SNR) pour 100 mW	> 80 dB
Diaphonie de 100 Hz - 10 KHz	> 70 dB
Tubes	2 x 6EM7
Consommation	220 Vac - 0,17 A - 40 VA
Dimensions	152 x 270 x 115 mm
Poids	3,5 Kg

Figure 12 : Mesures relevées sur le prototype

Composants spécifiques

1	Châssis	Me contacter
1	Grille	Rayons bricolage
2	Tube 6EM7	Me contacter
2	Transformateur de sortie	Radiospares 223-8459
1	Transformateur d'alimentation	Audiotub TSM 01316-0130
1	Choke Hammond 155H	Me contacter
2	Socle RCA isolé	Conrad 731071
1	Socle Jack stereo isolé	Radiospares 478-015
2	Support octal CI 25mm	Me contacter
1	Socle fusible 20mm	Conrad 064436
6	Entretoise M3-FF-15mm	Conrad 526525
1	Socle Secteur	Conrad 735620
1	Socle HP	Conrad 737780
1	Raccord Led	Conrad 741213
1	Support Led	Conrad 178942
7	Cosse Faston	Radiospares 284-8466
7	Soulier Faston	Radiospares 534-351
12	Cosse picot 1,3mm	Conrad 526274
12	Soulier picot 1,3mm	Conrad 526258
4	Pied 20mm	Radiospares 543-232
1	Bouton	Conrad 715620

La figure 10 montre également la manière dont s'effectue l'écrêtage doux (« Soft Clipping ») de cet ampli, ici à 500 mW. Les deux vues du bas montrent les bruits et ronflements résiduels, le niveau de référence est placé à -40 dBV. À gauche, on distingue bien l'effet de l'alimentation non-stabilisée. Le bruit décroissant de 0 à 20 Hz est celui des instabilités de la tension sec-

teur. Pour confirmation, nous avons alimenté l'ampli avec une alimentation stabilisée et ce bruit disparaît complètement comme présenté sur la vue de droite, avec toutefois une petite pointe à -95 dBV due à l'alimentation stabilisée elle-même et un peu plus de 50 Hz résultant de la boucle de masse (mesurer, c'est perturber...).

La mesure de la distorsion d'intermodu-

lation a été faite selon les deux méthodes les plus courantes.

La méthode de l'ITU-R (International Telecommunications Union - Radiocommunications) préconise l'injection de deux signaux de 19 et 20 kHz d'amplitude égale (en fin de bande audio !) et de mesurer le résultat issu de la soustraction des deux fréquences (1 kHz) dû à la non-linéarité du système.

C'est le test le plus cruel pour un amplificateur. Le ventre du battement fait 6 Vpp, ce qui produit un signal de 500 mW en pointe en sortie (figure 11 - haut). La DIM est de -46 dB.

La méthode américaine SMPTE (Society of Motion Picture & Television Engineers) date de 1941. Elle préconise l'injection de deux signaux de 60 Hz et 7 kHz dans un rapport de 12 dB (4 à 1). Cette méthode est plus avantageuse car elle se trouve dans une zone plus linéaire. Les deux raies latérales situées à 60 Hz de part et d'autre de la raie à 7 kHz sont à 50 dB du signal pilote de 60 Hz (figure 11-bas).

SPÉCIFICATIONS DU PROJET

La figure 12 indique les performances du projet. Vous trouverez également ci-contre la liste des composants spécifiques.

L'ÉCOUTE

L'écoute au casque se révèle un régal pour l'oreille. Le son très agréable, sans coloration, restitue la musique classique et le jazz avec une excellente définition.

Avec un temps de montée de 3 µs, les percussions sont, comme on pouvait s'y attendre, superbement rendues, mais sans agressivité déplacée. Le réalisme est exceptionnel.

Jean-Louis Vandersleyen

Pour les données de fabrication, de la carte imprimée ou quelque problème d'approvisionnement, l'auteur dispose de quelques dizaines de tubes 6EM7 (NOS/NIB). N'hésitez pas à le contacter par e-mail (j.l.vandersleyen@skynet.be) ou via son site www.novotone.be/fr