électronique

RADIO PLANS

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMÉRO 558 MAI 2004

AMPLI UHF 0,5W

LES ALIMENTATIONS SECTEUR SANS TRANSFO

ADAPTATEUR THERMOMÉTRIQUE A SONDE PT100

TERMINAL MICRO PORTABLE

DÉCODEUR D'IMPULSIONS EJP EDF

L'AFFICHAGE VGA SUR TV

T 2438 - 558 - 24,00 F

sommaire

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 42.00.33.05 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F
Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en Chef :
Claude DUCROS
Marketing/Ventes :
Jean-Louis PARBOT
Tél. : 42.00.33.05.
Création maquette :
Rachid MARAI
Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.
Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.
Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 42.00.33.05
C.C.P. PARIS 37 93 60
Directeur commercial : Jean-Pierre REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT
Voir notre tarif «spécial abonnement».
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,80 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés. «La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part que «copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective» et d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, «toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite» (alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal».

Ce numéro a été tiré à 35 800 exemplaires
Dépôt légal mai 94 - éditeur 1745
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transports-Presse
Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -
Photo de couverture : E. Malemanche.

Numéro 558 - Mai 1994

ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

57 AMPLIFICATEUR CMS UHF 500 mW
65 ÉTAGE D'ENTRÉES STÉRÉO UNIVERSEL

REALISATION

23 ADAPTATEUR THERMOMÉTRIQUE À SONDE Pt100
29 DÉCODEUR D'IMPULSIONS EJP EDF
49 TERMINAL PORTABLE
61 QUATRE ALIMENTATIONS SECTEUR SANS TRANSFO
81 DOMESTICUS : LE BORNIER MIXTE D'ENTRÉES-SORTIES

TECHNIQUE

35 LES TRAITEMENTS NUMÉRIQUES EN AUDIO

MESURE ET INSTRUMENTATION

19 LE BANC DE MESURES AUDIO NEUTRIK A2

CIRCUITS D'APPLICATION

85 LES CIRCUITS JAUGE DE BATTERIES

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

44 LE SYSTÈME MODULAIRE TECHNO CMS PRIMELEC

C.D.A.O.

91 LE LOGICIEL D'ÉVALUATION D'EEPROM MICROCHIP

COMMUNICATIONS

13 AFFICHAGE VGA SUR TÉLÉVISEUR

IDEES ET METHODES

41 SYNTHÈSE DES FONCTIONS SINUSOÏDALES SUR MICROCONTRÔLEUR

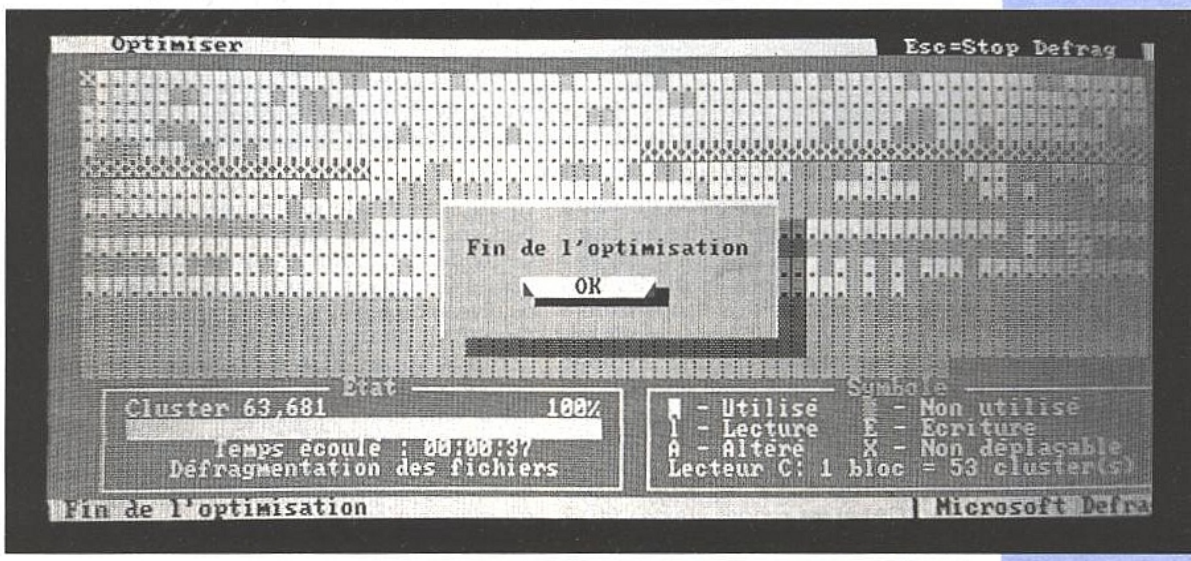
INFOS

74 CATALOGUE MESURE 2000, 94
- SÉMINAIRES HP - EESOF
- LE PRÉRÉGULATEUR ML4824 MICRO LINEAR
76 RÉSEAU DE PROTECTION 15 kV, 6 ns HARRIS
- LES GUIDE-CARTES PCMCIA BIVAR ASN
78 LES BOITIERS D'ALIMENTATION RENDAR
- L'IR 2155, SIMPLIFICATION DES BALLASTS ÉLECTRONIQUES
94 LE COLLECTEUR DE DONNÉS THERMIQUES CELSIPICK
- RV 2e RADIO MONTREUX
- LE DÉNUDEUR DE COAXIAUX PRESSMASTER TOOL
96 LES BASES DE LA PROGRAMMATION AVEC LABVIEW
- PILES 9 V HAUTE ÉNERGIE AU LITHIUM SAFT

Ont participé à ce numéro : J. Alary, C. Basso, J.-Y. Bedu, H. Benoit, J.-M. Delaplace, F. de Dieuleveult, C. Djabian, J. Garbay, P. Gueulle, P. Morin, P. Oguic, R. Schnebelen.

AFFICHAGE VGA SUR TÉLÉVISEUR : C'EST POSSIBLE!

Qui d'entre nous n'a pas éprouvé à une occasion ou à une autre le besoin (ou l'envie) de connecter la sortie video d'un PC sur un téléviseur standard, un téléprojecteur pour une présentation, ou un magnétoscope pour enregistrer ces signaux sur cassette video ? Ceci était assez simple à l'époque des cartes CGA (sur un appareil compatible NTSC), mais ne l'est plus avec la sortie VGA standard. C'est toutefois théoriquement envisageable dans la limite de la résolution de 640 x 480 : c'est en effet la résolution VGA maximale qui reste inférieure ou égale à celle permise par la télévision, qui en RGB peut atteindre 720 x 576 (Europe : 625 lignes/50 Hz) ou 640 x 480 (USA : 525 lignes/60 Hz).

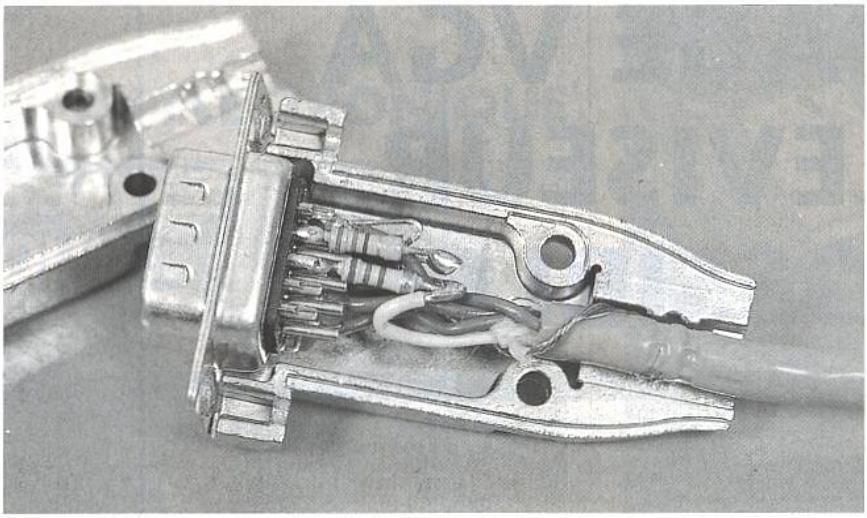


Mode VGA obtenu sur un téléviseur standard muni d'une prise Péritel

Cependant, les signaux normalement issus d'une carte à la norme VGA sont très différents de ceux que peut admettre un téléviseur sur sa prise «Péritel» (RGB) ce qui rend la connexion directe apparemment impossible, voir **tableau 1**.
Comme le montre ce tableau, le seul point commun évident est la caractéristique électrique des signaux de sortie RGB ! Cet état de fait a donc conduit certains constructeurs à proposer des convertisseurs VGA -> TV en général externes au PC. Ces appareils sont assez coûteux, car complexes: ils nécessitent la conversion A/D du signal VGA, sa mise en mémoire, la relecture de celle-ci au rythme du balayage TV et enfin conversion D/A pour affichage RGB direct et/ou encodage NTSC ou PAL. Ils offrent l'avantage d'être totalement transparents pour le logiciel et l'utilisateur et permettent en général l'affichage simultané sur TV et moniteur VGA, mais ils peuvent apporter une dégradation notable de l'image si le traitement du signal n'est pas suffisamment soigné.
Il existe également quelques cartes VGA spéciales assurant ce mode d'affichage, mais leur diffusion reste très confidentielle.
Alors, n'y a-t-il pas de solution avec une carte VGA courante?
La réponse est oui, mais à condition que le circuit VGA concerné permette le mode de balayage entrelacé: en effet, la résolution verticale de la télévision (576 lignes en Europe) est obtenue en mode «entrelacé», c'est à dire en deux trames successives de 312,5 lignes de balayage, dont 288 «utiles»), ceci afin de réduire de moitié la bande passante nécessaire à sa transmission. L'entrelacement, dont l'origine a plus

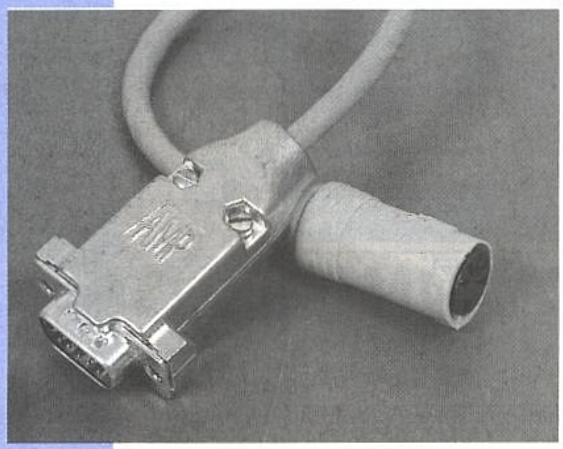
Paramètre	VGA (max. 640x480)	TV (625 lignes)
fréquence ligne	31,500 kHz	15,625 kHz
fréquence trame	60/70 Hz selon mode	50 Hz
type balayage	progressif	entrelacé
type synchro	H/V séparées (TTL)	composite (0,3V/75Ω)
polarité synchro	variable selon mode	négative
signaux RGB	0,7 V / 75 Ω	0,7 V / 75 Ω

Tableau 1 : comparaison des paramètres VGA et TV.



Adaptation à réaliser au sein du connecteur.

de 50 ans peut donc être considéré comme la première forme de compression video!
Il en découle que tous les modes VGA d'une résolution verticale supérieure à 288 lignes devront utiliser le mode entrelacé pour pouvoir «passer» en mode compatible TV (il s'agira en pratique des modes graphiques EGA 640 x 350 et VGA 640 x 480). Pour les modes graphiques de résolution plus faible (640 x 200 CGA et 320 x 200 CGA/VGA) et les modes «texte» (40 x 25, 80 x 25), on aura intéret à utiliser un mode non entrelacé (trames de 312 ou 313 lignes totales) pour éviter le «flicker» caractéristique du mode entrelacé, surtout gênant pour les lignes horizontales très contrastées et le texte.



La «norme» VGA, qu'est-ce que c'est?

L'origine des spécifications VGA est le Video Graphics Array qui équipait les PS/2 d'IBM (1987) et dont les caractéristiques décrites dans le manuel «IBM Personal System/2 Display Adapter Technical Reference», sont devenues un standard de fait.
La lecture attentive de cette documentation permet de se rendre compte que, malgré une grande souplesse de programmation, le VGA de base ne prévoit aucun mode entrelacé (contrairement au circuit 6845 qui équipait les cartes CGA, MDA et Hercules). La carte VGA de base ne permet donc pas un affichage TV à pleine résolution verticale des modes VGA à plus de 288 lignes utiles.
Cependant, si toutes les cartes compatibles VGA sont en principe conformes, au niveau du registre, avec la spécification IBM, chaque constructeur de «chips» Super VGA a apporté ses propres extensions, mais malheureusement sans souci de compatibilité. La plupart des cartes SVGA permettent le balayage entrelacé (prévu normalement pour l'affichage en 1024 x 768 sur moniteur courant).
Ce mode peut en général être mis en oeuvre indépendamment de la résolution, mais chaque «chip» demandera une commande différente, que ne mentionne pas la documentation «utilisateur»... On peut néanmoins trouver pour les circuits les plus populaires, des informations (souvent incomplètes, voire inexactes) dans des ouvrages spécialisés et, pour les circuits disponibles sur le marché, dans leurs «data sheet».
Examinons tout d'abord les possibilités de la spécification VGA de base, et le niveau de compatibilité TV qu'elle permet puis nous étudierons la mise en mode entrelacé de quelques chips VGA parmi les plus populaires.

L'adaptateur VGA (Video Graphics Array) IBM :

Nous ne décrirons pas en détail l'ensemble des possibilités de programmation de l'adaptateur VGA, ce qui dépasserait largement le cadre de cet article (nous renvoyons le lecteur interessé aux publications de la bibliographie en fin d'article pour plus d'informations).

Nous n'examinerons en détail que les registres ayant une influence sur les «timings» et polarités des signaux de sortie VGA, seuls concernés par l'adaptation que nous nous proposons de réaliser.
L'adaptateur VGA comporte 6 jeux d'un ou plusieurs registres rappelés **tableau 2** .
A l'inverse de la carte EGA, les registres VGA sont tous de type «read/write» (lecture/écriture), sauf les registres d'état.
Mis à part les registres «généraux», tous les autres registres (séquenceur, CRTC, graphique et attributs) sont adressés par un système d'indexation: on envoie tout d'abord l'index du registre considéré par une instruction OUT à la première des deux adresses puis on lit ou on écrit son contenu par une instruction IN ou OUT à l'adresse suivante (p. ex. 3C4 et 3C5). La recherche de compatibilité des chips EGA et VGA avec les cartes CGA et MDA basées sur le 6845 a conduit à une répartition pouvant paraître assez anarchique pour les bits de certains registres du CRTC, ce qui ne facilite pas la tâche du programmeur...
Pour l'application qui nous préoccupe, nous devrons modifier les registres suivants :

Registres généraux :

Ce groupe comporte 4 registres, dont nous n'utiliserons qu'un seul :
Miscellaneous output register (écriture à 3C2, lecture à 3CC)
→ bit 7 : polarité synchro verticale (0=positive, 1=négative)
→ bit 6 : polarité synchro horizontale (idem ci-dessus)
bit 5 : page mémoire paire/impaire
bit 4 : réservé (mettre à 0)
→ bit 3 : pixel clock select 1 |
→ bit 2 : pixel clock select 0 |

b3	b2	Fréquence
0	0	25,1744 MHz
0	1	28,3212 MHZ
1	0	réservé
1	1	réservé

bit 1 : video RAM enable (1= accès RAM autorisé)
bit 0 : sélection d'adresse E/S (0= 3Bx, 1=3Dx)
En utilisation VGA normale :
- la polarité des synchro change en fonction du nombre de lignes du mode video considéré, de manière à informer le moniteur pour lui permettre une correction de fréquence et

Fonction :	Port d'entrées/sorties	(1)
Registres généraux	3?A, 3CA, 3C2, 3CC	(2)
Séquenceur	3C4 et 3C5	
Contrôleur écran (CRTC)	3?4 et 3?5	(2)
Contrôleur graphique	3CE et 3CF	
Contrôleur d'attributs	3C0 et 3C1	
Convertisseur D/A	3C6 à 3C1	

Tableau 2 : (1) adresses hexadécimales ; les adresses 3C6 à 3C9 sont réservées.
(2) ? = B pour les mode monochromes et D pour les modes couleur.

d'amplitude trame en fonction du nombre de lignes (350, 400 ou 480 selon le mode).
- la fréquence pixel est de 28,3212 MHz pour les modes à 720 points par ligne (texte 80 x 25) et 25,1744 MHz pour les modes à 640 et 320 points par ligne.
- l'adresse d'entrée/sortie est 3Bx pour les modes monochromes et 3Dx pour les modes couleur.
En mode TV, ce registre nous permettra :
- de déterminer la polarité des synchro indépendamment du mode video considéré pour pouvoir reconstituer très simplement une synchro composite (voir **figure 1**).
- de choisir la fréquence d'horloge pixel en fonction du mode. Les bits concernés sont marqués d'une flèche.

Séquenceur : (index : 3C4, données : 3C5)

Nous n'utiliserons qu'un seul des 6 registres de ce groupe :
Clocking mode register (index 1)
bits 7, 6 et 1 : réservés
bit 5 : screen off (extinction écran)
bit 4 : shift 4 (1= horloge caractère/4)
→ bit 3 : dot clock/2 (1= division par 2 horloge pixel) <-
→ bit 2 : shift load (bit4 = 0 et bit2 =1 => horl. caractère/2)
bit 0 : 8/9 dots (1= 8 points par cycle caractère)
Dans les modes VGA normaux :
- la fréquence d'horloge choisie par le registre précédent correspond à la fréquence pixel, sauf dans les modes d'émulation CGA à 320 pixels par ligne où elle est divisée par deux.
- les modes «texte» 80 x 25 utilisent 9 pixels/caractère, tous les autres modes en utilisant 8.
Dans les modes compatibles TV, nous utiliserons en général :
- une horloge pixel de 28,32 MHz divisée par 2,
- une largeur de 8 pixels par caractère.
Les 2 bits concernés sont marqués d'une flèche.

Contrôleur d'écran (CRTC) : (index : 3?4, données : 3?5)

C'est de ce groupe de 24 registres que dépendent tous les timings du balayage une fois la fréquence pixel et le nombre de points par caractère choisi au moyen des deux registres précédents. Nous ne détaillerons que les registres utilisés ici, les autres n'étant pas modifiés par rapport à leur valeur VGA normale.
Les timings horizontaux (ligne) sont exprimés en nombre de caractères, leur période étant égale au produit de la période d'horloge pixel par le nombre de pixels par caractère (8 ou 9). Les timings verticaux (trame) sont exprimées en nombre de lignes de balayage.
L'origine des temps est, pour les timings «ligne», le premier caractère affiché (à gauche de l'écran) et pour les timings «trame» la première ligne de balayage utile (en haut de l'écran).
Afin de faciliter la compréhension, les **figures 2 et 3** permettent de visualiser le rôle des registres concernés du CRTC sur les timings «ligne» et «trame» des signaux video et synchronisation. Un bon dessin valant mieux qu'un long discours, ces figures épargneront au lecteur les ambiguïtés des définitions de la spécification VGA (qui ne comporte aucune figure...).
Horizontal Total (Index 0h) :
b7...b0= fixe la durée d'une ligne de balayage, exprimée en nombre de caractères. Il contient ce nombre, diminué de 5.
Horizontal Display Enable End (Index 1h) :
b7...b0= nombre de caractères affichés sur une ligne moins 1.
Horizontal Blanking Start (Index 2h) :
b0...b7 : début du blanking horizontal (HBS).
Horizontal Blanking End (Index 3h) :
b0...b4 : bits de poids faible de fin du blanking horizontal (HBE), le bit 5 est dans le regitre «End Horizontal retrace» (b7).
Ils sont obtenus en prenant les 6 bits de poids faible du résultat de :
HBE = HBS + HBL (HBL = durée du blanking ligne).
b5 et b6 : décalage horizontal de la zone affichée (de 0 à 3).
b7 : autorisation de lecture des registres 10h et 11h.
Horizontal Retrace Start (Index 4h) :
b0...b7 : début d'impulsion de synchronisation horizontale (HRS).
Horizontal retrace End (Index 5h) :
b0...b4 : bits de poids faible de fin de synchro horizontale (HRE), ce sont les bits de poids faible de :
HRE = HRS + HRL (HRL= durée).
b5 et b6 : décalage horizontal de l'impulsion de synchro (0 à 3)
b7 : bit 5 de la fin de blanking horizontal.

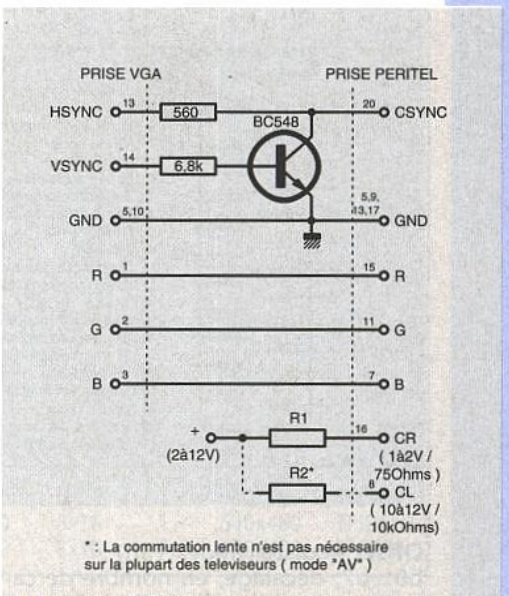


Figure 1 : l'adaptation matérielle très simple à réaliser insérée dans le connecteur.

Vertical Total (Index 6h) :
b0...b7 : bits de poids faible du nombre total, diminué de 2, de lignes contenues dans une trame (codé sur 10 bits). Les bits 8 et 9 sont dans le registre «CRTC Overflow» (resp. b0 et b5).
CRTC Overflow (Index 7h) :
b0 : bit 8 de Vertical Total
b1 : bit 8 de Vertical Display Enable End (index 12h)
b2 : bit 8 de Start Vertical Retrace (index 10h)
b3 : bit 8 de Start Vertical Blanking (index 15h)
b4 : bit 8 de Line Compare (index 8h)
b5 : bit 9 de Vertical Total (index 6h)
b6 : bit 9 de Vertcal Display Enable End (index 12h)
b7 : bit 9 de Start Vertical Retrace (index 10h)
Vertical Retrace Start (Index 10h) :
b0...b7 : 8 bits de poids faible du début de synchro trame (VRS) ; les bits b8 et b9 sont dans CRTC Overflow (resp. b2 et b7).
Vertical Retrace End (Index 11h) :
b0...b3 : bits de poids faible de la fin de synchro trame (VRE) ; ils sont obtenus en prenant les bits de poids faible du résultat de VRE= VRS + VRL (VRL = durée, en lignes, de la synchro trame).
Vertical Display Enable End (Index 12h) :
b0...b7 : bits de poids faible du nombre de lignes utiles diminué de 1. Les bits b8 et b9 sont dans CRTC Overflow (resp. b1 et b6).

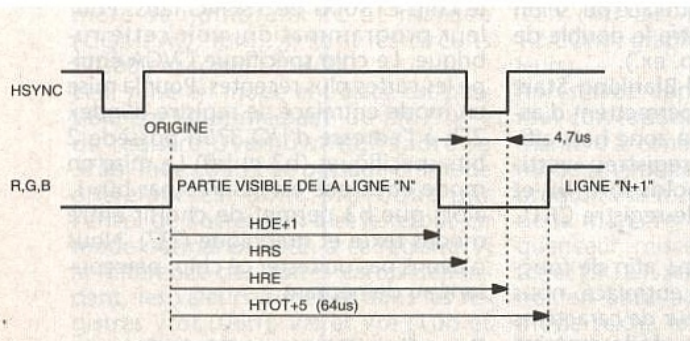


Figure 2 : paramètres timing ligne.

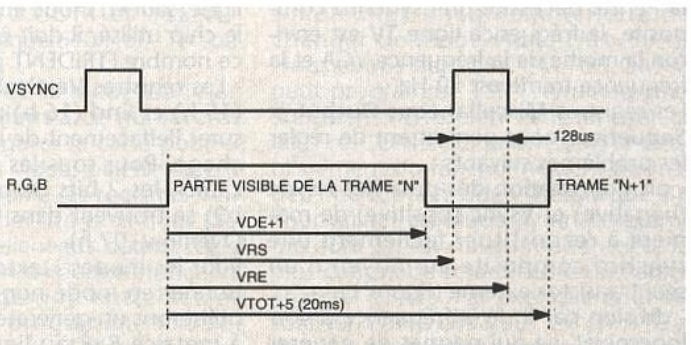
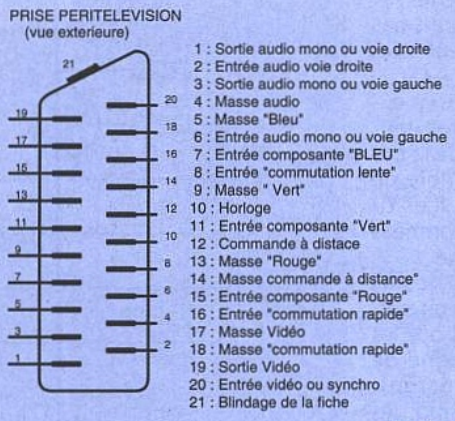
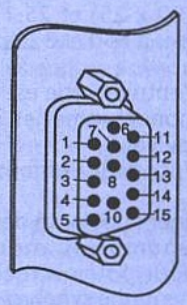


Figure 3 : paramètres timing trame.



Video Port Connector Pinout

pin no.	function
1	Red Video
2	Green Video
3	Blue Video
4	Monitor ID Bit 2 (not used)
5	ground
6	Red Return (ground)
7	Green Return (ground)
8	Blue Return (ground)
9	Key (no pin)
10	Sync Return (ground)
11	Monitor ID Bit 0 (not used)
12	Monitor ID Bit 1 (not used)
13	Horizontal Sync
14	Vertical Sync
15	not used



Les brochages péritel et connecteur.

Offset Register (Index 13h) :
b0...b7: décalage, en nombre de caractéres, entre le début d'une ligne et la suivante. Il correspond en général au nombre de caractères affichés par ligne, sauf en mode entrelacé.
Vertical Blanking Start (Index 15h) :
b0...b7 : bits de poids faible du début de blanking trame (VBS). b8 est dans Maximum Scan Line et b9 dans CRTC Overflow.
Vertical Blanking End (Index 16h) :
b0... b6 : bits de poids faible de la fin de blanking trame (VBE), c'est à dire du résultat de VBE = VBS + VBL.
b7 : réservé

REPROGRAMMATION DE LA CARTE POUR LE FONCTIONNEMENT EN MODE TV

La spécification VGA définit 14 modes standard numérotés de 00 à 07h et de 0D à 13h. Les modes d'émulation CGA 00 et 01, 02 et 03, 04 et 05 sont respectivement équivalents sur une carte VGA.
Le **tableau 3** donne les caractéristiques de ces modes. Seuls les modes de résolution verticale inférieures à 288 lignes (en pratique 200 pour les modes standard) pourront être programmés sur la carte VGA de base qui ne permet pas l'entrelacement. Nous verrons ensuite comment passer en mode entrelacé sur quelques chips Super VGA dont nous avons pu obtenir les informations. Comme le montre le Tableau 1, la Péritel nécessite une synchro composite, la fréquence ligne TV est environ la moitié de la fréquence VGA et la fréquence trame est 50 Hz.
Les registres **Miscellaneous Output** et **Sequencer** nous permettent de règler les problèmes suivants :
- programmation des polarités Hsync (négative) et Vsync (positive) de manière à reconstituer facilement une synchro composite au moyen d'un seul transistor externe (figure 1).
- division par 2 de la fréquence d'horloge pixel, ce qui permet de générer simplement la fréquence ligne TV.
- choix de la fréquence d'horloge de 28,32 MHz au lieu de 25,17 MHz (modes VGA à 640 et 320 points) et des caractères de largeur 8 pixels au lieu de 9 (modes texte 80 colonnes) pour réduire la largeur de la zone affichée (compensation du «surbalayage» TV).
Les registres du CRTC (adresse 3?5h, index 0 à 18h) permettent la programmation des timings des signaux de commande du balayage :
- Le registre **Horizontal Total (00h)** est programmé de façon à obtenir la fréquence ligne la plus proche possible de 15625 Hz (15643 Hz avec la valeur 6C h et l'horloge à 28,32 MHz / 2).
- Le registre **Horizontal Display Enable End (01 h)** est inchangé.
- Les registres **Horizontal Blanking Start (02 h) et End (03 h)** sont programmés de façon à effacer la zône externe à l'affichage (retour ligne).
- Les registres **Horizontal Retrace Start (04 h) et End (05 h)** sont programmés de manière à centrer correctement l'image et à obtenir une impulsion de synchro ligne d'une durée d'environ 4,7 µs.
- Le registre **Vertical Total (06 h)** est programmé pour avoir un nombre total de 313 lignes, d'où une fréquence trame de 50,05 Hz.
-Les registres **Vertical Retrace Start (10 h) et End (11 h)** sont programmés de façon à centrer verticalement l'image et à fixer la durée de l'impulsion de synchronisation trame à 2 lignes (128 µs).
- Le registre **Vertical Display Enable End (12 h)** détermine le nombre de lignes utiles d'affichage selon le mode.
- Le registre d'**Offset (13 h)** détermine l'écart entre une rangée et la suivante en nombre de caractères. Il contient en général le nombre de caractères par ligne, sauf en mode entrelacé où, selon le chip utilisé, il doit être le double de ce nombre (TRIDENT p. ex.).
- Les registres **Vertical Blanking Start (15 h) et End (16 h)** permettent d'assurer l'effacement de la zone hors affichage. Pour tous les registres «verticaux», les 2 bits de poids fort (b8 et b9) se trouvent dans le registre CRTC Overflow (07 h).
Pour les modes «texte», afin de fonctionner en mode non entrelacé, nous utiliserons un générateur de caractères à matrice 8x8 au lieu de la matrice 8x16 normale (fonction 12h de l'interruption 10h). Les modes d'émulation CGA et VGA 320x200 fonctionneront également en mode non entrelacé (résolution verticale de 200 lignes). Les modes 00/01, 02/03, 04/05, 06, 07, 0D, 0E et 13 h pourront donc être ainsi émulés en balayage TV sur toute carte VGA.
Pour les modes 0Fh et 10h (640 x 350), 11h et 12h ainsi que le mode 640 x 480 à 256 couleurs,le balayage entrelacé est indispensable et nécessite une carte Super VGA. Nous allons passer en revue la mise en balayage entrelacé des chips pour lesquels ces informations sont «disponibles».

Mise en Balayage entrelacé des cartes Super VGA

La liste ci-dessous n'est naturellement pas exhaustive, et le lecteur disposant d'un autre type de circuit Super VGA devra adapter dans les programmes ci-après les quelques lignes nécessaires à sa mise en mode entrelacé s'il a la chance de disposer de la documentation adéquate...

Ati, Chips & Technologies, Cirrus, Headland, Vidéo 7 :

Aucune information n'est publiée sur l'utilisation avancée des registres permettant notamment la mise en mode entrelacé. Toute information à ce sujet est la bienvenue...

Genoa :

Les premières cartes GENOA utilisent le chip ET3000 de TSENG labs. Pour leur programmation, voir cette rubrique. Le chip spécifique GVGA équipe les cartes plus récentes. Pour la mise en mode entrelacé, le registre d'index 2Fh à l'adresse d'I/O 3?5h possède 2 bits spécifiques (b3 et b0) La mise en mode entrelacé est assurée par b0=1, alors que b3 permet de choisir entre modes texte et graphique (???). Nous n'avons pas pu tester ce chip, peu courant au demeurant.

Paradise/Western Digital :

Plusieurs circuits Super-VGA ont été proposés par ce constructeur. Le pre-

mier, appelé PVGA1 n'assure qu'une résolution maximale de 800x600 et ne permet pas le balayage entrelacé. Les suivants (90C00 à 90C31 et suivants) permettent tous le balayage entrelacé, qui se commande de la même manière (un peu plus compliquée que pour les autres circuits). Ils possèdent des registres supplémentaires baptisés PR10 à PR20 dont nous utiliserons les suivants dans cet ordre :

PR10 : Unlock PR11-17
(adresse 3?5h, index 29h) = 85h
PR13 : Interlace H/2 Start
(adresse 3?5h, index 2Ch) = 21h
PR14 : Interlace H/2 End + Enable
(adresse 3?5h, index 2Dh) = 29h
PR10 : Lock PR11-17
(adresse 3?5h, index 29h) = 00h

- Le déverrouillage de PR11 à 17 en lecture et écriture s'obtient par la mise dans ce registre de 85h (1000 0101).
- PR13 doit être programmé avec la position horizontale de l'impulsion de trame impaire (ici 21h).
- PR14 permet la validation du mode entrelacé (bit 5= 1) ; les bits 0-4 doivent être programmés avec les bits de poids faible de la somme du contenu de PR13 (21h) et de la largeur de l'impulsion de synchro horizontale (08h), ce qui donne 29h.
- Enfin on reverrouille PR11 à 17 par la mise de 00h dans PR10. Le retour au mode non entrelacé s'effectue simplement en mettant 00h dans PR13 et PR14 après avoir déverrouillé PR10.

Trident :

Les deux principaux circuits de constructeur s'appellent TVGA8800 et TVGA8900. Ils permettent tous deux le balayage entrelacé et se commandent de la même manière.
Le registre permettant cette fonction s'appelle CRTC Module Testing et se trouve à l'adresse 3?5h, index 1Eh. Le bit qui contrôle l'entrelacement est le bit b2 (1= entrelacé). L'envoi de l'octet 04h à ce registre assure donc le passage en balayage entrelacé, le retour en mode «normal» s'effectuant par l'envoi de 00h à ce même registre. Pour passer en mode entrelacé, on peut par exemple étendre à 1Eh le nombre des registres CRTC en mettant 0 dans les registres 19h à 1Dh et 04h dans le registre 1Eh.

Tseng Labs :

Les deux circuits les plus connus de ce constructeur, qui équipent la carte-mère de nombreux PC de marque (COMPAQ, IBM...), sont les circuits ET3000 et surtout ET4000.
Leur mise en mode entrelacé est possible par l'intermédiaire du bit 7 (=1) du registre Overflow High (adresse 3?5h, index 35h). Le passage en mode entrelacé est donc provoqué par l'envoi de l'octet 80h à et le retour en mode normal par 00h à ce registre. A la différence des autres cartes cependant, les valeurs à mettre dans les registres Vtot (06h), Vrs et Vre (10h et 11h), Vde (12h) et Offset (13h) doivent contenir les mêmes valeurs qu'en mode VGA non entrelacé.
En fait, le problème du surbalayage TV mis à part, le seul fait de mettre à 1 le bit d'entrelacement et celui assurant la division par 2 de l'horloge pixel suffit à founir un signal proche de la norme TV américaine (525 lignes/60 Hz).
Cependant, nous voulons fournir un signal 625 lignes/50 Hz sans surbalayage : nous devrons modifier la plupart des registres CRTC.

Les différents mode VGA

Mode	Type	Coul	Texte	d.RAM	Carac.	Pages	Pixels	Origine
00/01	ALPHA	16	40x25	B8000	8x8	8	320x200	CGA
02/03	ALPHA	16	80x25	B8000	9x16	8	720x400	CGA
03/04	GRAPH	4	40x25	B8000	8x8	1	320x200	CGA
06	GRAPH	2	80x25	B8000	8x8	1	640x200	CGA
07	ALPHA	M4	80x25	B0000	9x16	8	720x400	MDA
0D	GRAPH	16	40x25	A0000	8x8	8	320x200	EGA
0E	GRAPH	16	80x25	A0000	8x8	4	640x200	EGA
0F	GRAPH	M4	80x25	A0000	8x14	2	640x350	EGA
10	GRAPH	16	80x25	A0000	8x14	2	640x350	EGA
11	GRAPH	M2	80x30	A0000	8x16	1	640x480	VGA
12	GRAPH	16	80x30	A0000	8x16	1	640x480	VGA
13	GRAPH	256	40x25	A0000	8x8	1	320x200	VGA
Modes graphiques S-VGA 640x480, 256c.								
25	GRAPH	256	80x25	A0000	8x16	1	640x480	TSENG
5D	GRAPH	256	80x25	A0000	8x16	1	640x480	TRIDENT
5F	GRAPH	256	80x25	A0000	8x16	1	640x480	PARADI.

Tableau 3

Le programme de mise en mode TV :

La fonction 00h de l'interruption video 10h permet le changement de mode video: un mode est appelé en invoquant l'interruption video par l'instruction INT 10h après avoir chargé 00h dans AH et le numéro du mode video désiré dans AL.
Par exemple pour le mode video 03h (mode DOS par défaut, 80 x 25) la séquence assembleur sera :

```
MOV AX, 0003h
INT 10H
```

Son résultat est équivalent à celui de la commande DOS «mode co80».
Nous avons donc écrit, afin d'obtenir des listings hexadécimaux ou «dumps» assez courts pour une saisie manuelle sans erreur, un programme en assembleur qui configure la carte VGA en mode TV pour un mode déterminé seulement, et avons baptisé la version exécutable MODE_XX.COM, où XX figure le numéro hexadécimal du mode. Cet article ne fournit que les plus utiles, à savoir ceux des modes 03h (MODE_03.COM : texte 80x25) et 12h (MODE_12.COM et TSENG_12.COM : graphique 640x480, 16 couleurs).
Après avoir appelé le mode VGA normal correspondant à ce numéro de manière à configurer la carte pour ce mode (mémoire video, palette etc), le programme modifie les registres VGA de la manière décrite plus haut (séquenceur, miscellaneous output register et CRTC). Afin de pouvoir fonctionner en balayage non entrelacé en mode texte, le programme MODE_03.COM utilise le générateur de caractères 8 x 8: le fonctionnement sur TV du mode 03h sera ainsi assuré avec toute carte VGA ou SVGA, y compris une carte VGA de base et la plupart des portables disposant d'une sortie VGA. Après saisie (**Remarque 1**), il suffira alors de lancer la commande MODE_03, ce qui donne une image brouillée sur le moniteur VGA (sauf s'il est Multisync à partir de 15 KHz). Mettez votre téléviseur en mode AV, connectez-le au PC via le cable décrit ci-avant et cela doit fonctionner.
Le mode 12h nécessitant quant à lui l'entrelacement, le programme diffèrera d'un chip VGA à l'autre; le programme MODE_12.COM est prévu pour les cartes munies d'un chip TRIDENT.
Les cartes munies d'un autre chip SVGA, la carte VGA de base et les portables produiront avec MODE_12 un balayage non entrelacé à demi-résolution verticale (une ligne sur 2, soit 640x240) qui peut «passer» sur du graphique pur mais rendra les textes pratiquement illisibles. Ces cartes (**Remarque 2**) nécessitent un programme différent pour les modes utilisant l'entrelacement: par exemple celles munies d'un chip TSENG Labs pour lequel le dump hexadécimal du programme TSENG_12.COM est fourni (mode 12h, 640 x 480, 16 couleurs).
Une fois lancé le mode TV souhaité, il convient d'empêcher le programme suivant de tout «casser» (beaucoup de programmes reconfigurent la carte video avant toute autre chose...). Heureusement, les programmes «bien élevés» effectuent cette opération en passant par la fonction 00h de l'interruption 10h : il suffira donc de détourner cette interruption vers un simple IRET lorsqu'elle tentera de changer de mode video (AH=00h). Nous avons baptisé DINT10.COM le petit programme TSR (Terminate and Stay Resident) assurant cette fonction et RINT10.COM celui permettant le rétablissement du fonctionnement normal de l'interruption video (**Remarque 3**).
Pour utiliser en mode TV un programme dont on est sûr du mode video, le plus commode sera d'écrire un fichier «batch» (.BAT). Par exemple pour visualiser WINDOWS sur TV en 640 x 480, 16 couleurs et revenir ensuite en mode texte 80 x 25 couleur, toujours sur TV, on pourra utiliser le fichier WINTV.BAT ci- dessous :

MODE_12 (ou TSENG_12 selon la carte)
DINT10
WIN
RINT10
MODE_03

CONCLUSION :

Cet article, qui peut être considéré comme une étude de faisabilité, permet de résoudre un problème que beaucoup ont pu se poser, de façon originale et économique, pour celui qui possède une certaine connaissance de sa configuration PC (hard et soft). Les programmes ont été écrits en assembleur (le langage dinosaure de l'époque jurassique pour certains !), et sont de ce fait très courts.
Ils ont néanmoins demandé beaucoup de temps, non pas tant pour l'écriture du code que pour l'épluchage de la spécification VGA et la chasse aux informations relatives aux divers chips SVGA ainsi que la détermination des paramètres de chacun des modes. Ils sont donc destinés à une utilisation exclusivement privée. Les lecteurs intéressés par une exploitation professionnelle ou commerciale et/ou une extension à d'autres circuits SVGA sont invités à se mettre en rapport avec l'auteur via la revue. **Hervé BENOIT**

Remarques :

1/ La saisie des programmes peut se faire de deux manières à partir des listings publiés sous forme de texte :
a : avec tout éditeur ASCII, en recopiant scrupuleusement les listings (sans omettre espaces ni retour à la ligne), puis en sauvegardant le fichier ainsi obtenu (avec l'extension .TXT par exemple) ; on le transforme enfin en fichier .COM automatiquement appelant DEBUG suivi de «<» et du nom du fichier texte.
Par exemple : DEBUG < MODE_03.TXT génèrera directement le programme exécutable MODE_03.COM.
b : pour les utilisateurs avertis de «DEBUG», la saisie pourra se faire directement sous DEBUG en omettant les «E1XX» de début de ligne et en donnant nom et longueur du programme directement. Dans les deux cas, si vous n'avez pas fait d'erreur, le lancement du programme par son nom doit fonctionner du premier coup...
c : une troisième possibilité moins fastidieuse si vous possèdez un modem V23 ou un Minitel connecté à votre PC est le téléchargement par le 36 15 ERP (où d'autres modes vidéo sont disponibles).
2/ N'ayant eu à notre disposition que les cartes TRIDENT et TSENG, nous avons préféré ne pas fournir de programme non testé pour d'autres chips (GENOA et PARADISE par exemple).
3/ Les limitations suivantes sont à prendre en compte : -on obtiendra un écran noir ou incohérent si le programme utilise un mode vidéo autre que celui escompté ou s'il tente de changer de mode vidéo (appel de DOS par Windows par exemple).
Le détournement de INT 10h n'est pas apprécié par certaines configurations Windows (plantage!). Une réalisation à la fois plus orthodoxe et plus élégante, permettant une commutation «normale» entre modes video nécessiterait la copie en RAM d'une version modifiée de la «BIOS Save Area» pour tous les modes VGA.
Ceci est assez simple pour les modes compatibles TV ne nécessitant pas l'entrelacement, mais pas pour les autres modes car le contenu des registres d'entrelacement est placé différemment d'un BIOS SVGA à l'autre, même pour des cartes utilisant le même chipset.

```
N MODE_03.COM
E100 B8 03 00 CD 10 B8 02 11 B3 00 CD 10 BA C4 03 B0
E110 01 EE 42 EC 0C 09 EE BA CC 03 EC 0C C4 24 77 BA
E120 C2 03 EE BA D4 03 B0 11 EE 42 EC 24 7F EE 33 C0
E130 8B F0 4A 2E 8A A0 79 01 EF 40 46 83 FE 1F 7E F3
E140 8D 16 4A 01 B4 09 CD 21 CD 20 6D 6F 64 65 20 54
E150 56 20 38 30 78 32 35 20 20 43 6F 70 79 72 69 67
E160 68 74 20 28 43 29 20 48 65 72 76 82 20 42 45 4E
E170 4F 49 54 20 31 39 39 34 24 6C 4F 50 8B 59 82 37
E180 11 00 47 06 07 00 00 00 00 F9 8B C7 28 1F F7 FF
E190 A3 FF 00 00 00 00 00 00 00
R CX
99
W
Q
N MODE_12.COM
E100 B8 12 00 CD 10 BA C4 03 B0 01 EE 42 EC 0C 09 EE
E110 BA CC 03 EC 0C C4 24 77 BA C2 03 EE BA D4 03 B0
E120 11 EE 42 EC 24 7F EE 33 C0 8B F0 4A 2E 8A A0 74
E130 01 EF 40 46 83 FE 1F 7E F3 8D 16 43 01 B4 09 CD
E140 21 CD 20 6D 6F 64 65 20 54 56 20 36 34 30 78 34
E150 38 30 20 20 43 6F 70 79 72 69 67 68 74 20 28 43
E160 29 20 48 65 72 76 82 20 42 45 4E 4F 49 54 20 31
E170 39 39 34 24 6C 4F 50 8B 59 82 37 15 00 40 00 00
E180 00 00 00 00 0C 8E EF 50 00 F0 36 E3 FF 00 00 00
E190 00 00 04 00
R CX
94
W
Q
N TSENG_12.COM
E100 B8 12 00 CD 10 BA C4 03 B0 01 EE 42 EC 0C 09 EE
E110 BA CC 03 EC 0C C4 24 77 BA C2 03 EE BA D4 03 B0
E120 11 EE 42 EC 24 7F EE 33 C0 8B F0 4A 2E 8A A0 78
E130 01 EF 40 46 83 FE 1F 7E F3 B8 35 80 EF 8D 16 47
E140 01 B4 09 CD 21 CD 20 6D 6F 64 65 20 54 56 20 36
E150 34 30 78 34 38 30 20 20 43 6F 70 79 72 69 67 68
E160 74 20 28 43 29 20 48 65 72 76 82 20 42 45 4E 4F
E170 49 54 20 31 39 39 34 24 6C 4F 50 82 59 81 6D BA
E180 00 40 00 00 00 00 00 00 20 02 EF 28 00 F0 02 E3
E190 FF 00 00 00 00 00 00 00
R CX
98
W
Q
N DINT10.COM
E100 EB 43 90 00 00 00 00 9C 80 FC 00 75 02 9D CF 9D
E110 2E FF 2E 03 01 43 68 61 6E 67 65 6D 65 6E 74 20
E120 6D 6F 64 65 20 76 69 64 82 6F 20 69 6E 68 69 62
E130 82 20 20 28 43 29 20 48 2E 42 45 4E 4F 49 54 20
E140 31 39 39 34 24 B8 10 35 CD 21 8B C3 A3 03 01 8C
E150 C0 A3 05 01 B8 07 01 8B D0 B8 10 25 CD 21 8D 16
E160 15 01 B4 09 CD 21 BA 45 01 CD 27
R CX
6B
W
Q
N RINT10.COM
E100 B8 10 35 CD 21 33 C0 8E D8 26 A1 03 01 A3 40 00
E110 26 A1 05 01 A3 42 00 BA D4 03 B0 17 42 EC 24 7F
E120 EE 0C 80 EE 8C C8 8E D8 8D 16 32 01 B4 09 CD 21
E130 CD 20 43 68 61 6E 67 65 6D 65 6E 74 20 6D 6F 64
E140 65 20 76 69 64 82 6F 20 72 82 74 61 62 6C 69 20
E150 28 43 29 20 48 2E 42 45 4E 4F 49 54 20 31 39 39
E160 34 24
R CX
62
W
Q
```

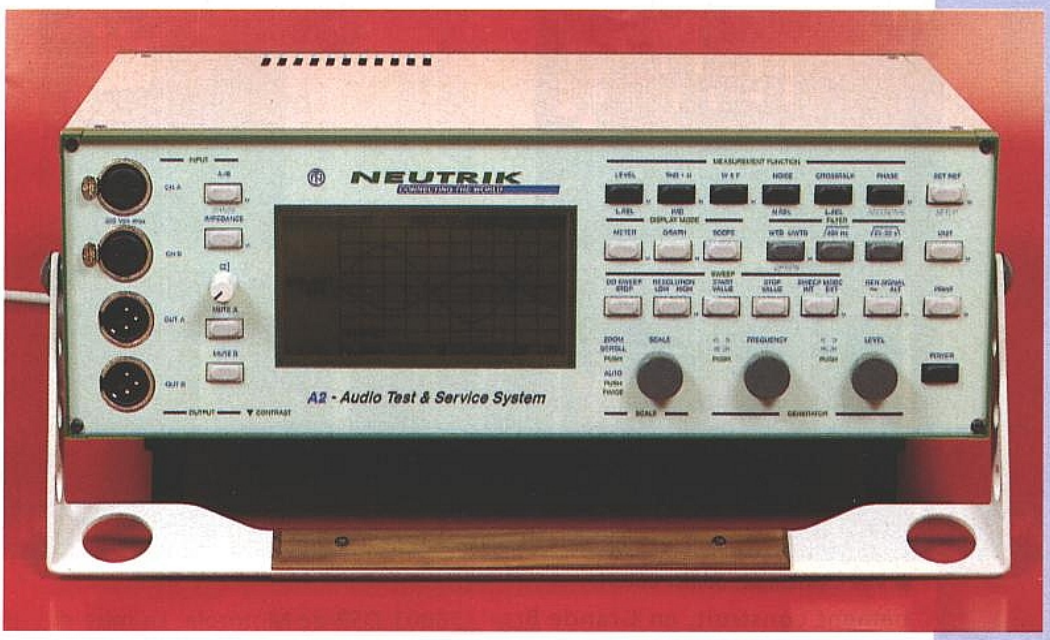
Annexes 1 à 5 : listings des programmes sous forme «texte».

Bibliographie (non limitative) :

- IBM Personal System/2 Display Adapter Technical reference, Ref.IBM 68X2251.
- EGA/VGA: A Programmer's Reference, de Bradley Dick KLIEWER, editions Mc Graw Hill, collection Intertext.
- Programmer's Guide to the EGA and VGA Cards, 2nd edition, de Richard E. FERRARO, Editeur Addison-Wesley.
- Data sheet WD90C31 (Western Digital).

NEUTRIK A2 : LA BONNE MESURE

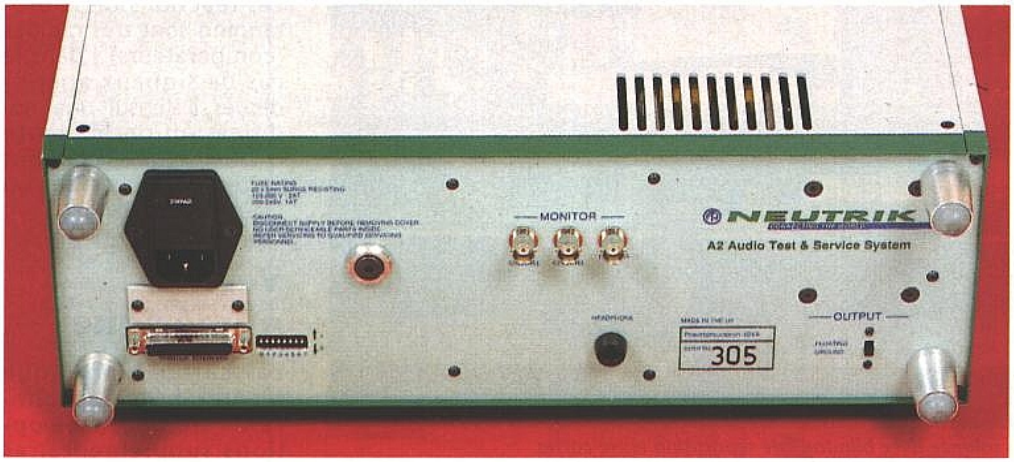
La gamme des bancs de mesures audio Neutrik s'enrichit d'un nouvel appareil : le A2. Ce produit succède au A1 dont il reprend la philosophie au niveau de l'exploitation, et l'aspect extérieur général. Il s'est vu doter de nombreuses améliorations, dont notamment une refonte complète du générateur de signaux et une bande passante étendue à 100 kHz.

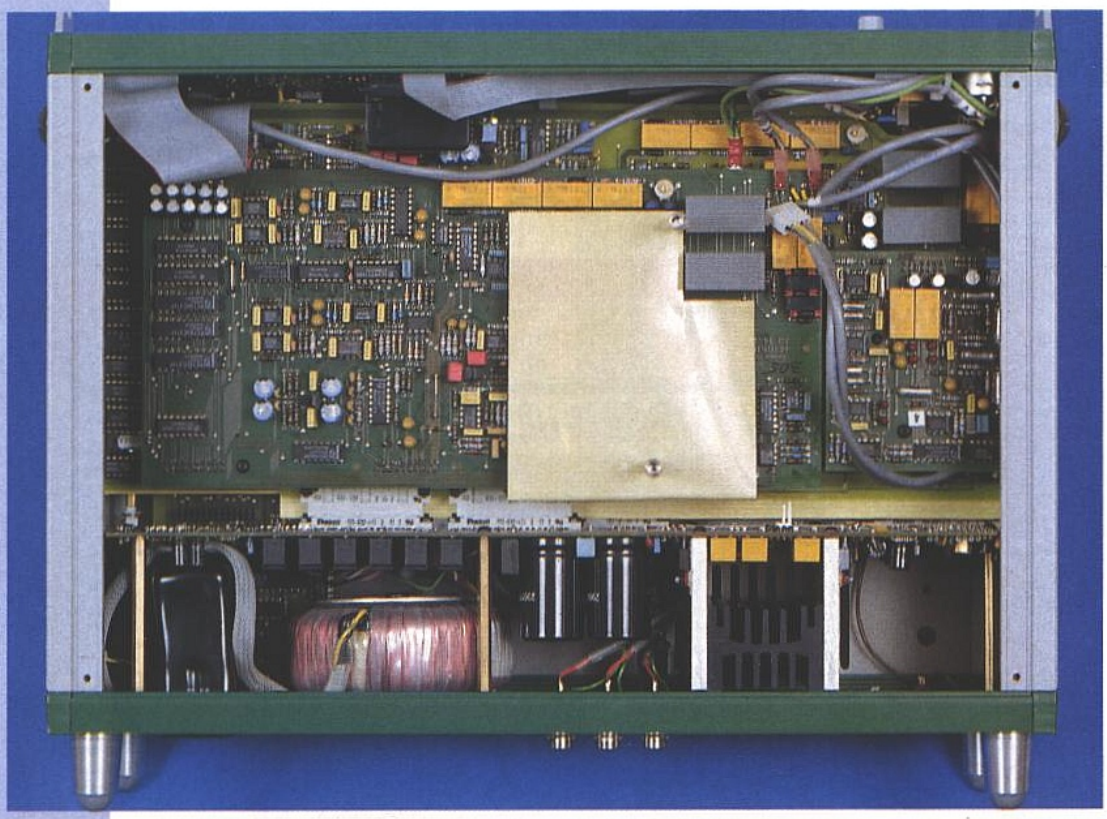


Le dépouillement relatif de la façade dont un bon quart est occupé par un afficheur à cristaux liquides, est loin de laisser supposer le nombre des prestations que le A2 est capable d'assurer : Il s'agit bien d'un banc de mesures audio à deux canaux complet qui permet de réaliser la totalité des tests indispensables au contrôle de tous les équipements analogiques en basse fréquence. Par ailleurs, une carte d'analyse numérique sera proposée en option dèbut du troisième trimestre de cette année ; son champ d'action s'étendra dès cet instant à l'évaluation des matériels utilisant cette technologie. Cette carte est adaptée aux formats d'échange AES/EBU et IEC 958 (SPDIF).

La forme...

Le A2 se présente sous la forme d'un solide coffret parallélépipèdique en aluminium de dimensions raisonnables. Deux belles pièces de bois donnent une épaisseur certaine à l'élégante poignée destinée à assurer son transport. La façade comprend, alignées verticalement sur sa partie gauche, les entrées en mode symétrique de l'analyseur (XLR femelles), et les sorties du générateur (XLR mâles), flanquées de leurs touches de contrôle. Les boutons de commande des fonctions occupent tout le tiers droit de l'appareil, agencés en ordre logique sur quatre rangées horizontales. Le contraste de l'afficheur rétro-éclairé s'ajuste au moyen d'une molette située de façon évidente sous l'appareil. Cet ordre strict reflète bien la volonté de Neutrik de proposer un appareil convivial au maniement intuitif. Par manque de place sur le devant, trois enbases BNC destinées au monitoring sont reportées au dos du coffret. Un petit haut-parleur permet de suivre l'évolution du signal à l'oreille ; en raison des performances limitées aux deux extrémités du spectre de ce reproducteur, il est doublé d'une prise casque assurant un plus grand confort acoustique à l'opérateur; ce dernier devra sans doute en coiffer son animal favori au delà de 16 kHz. Toujours au dos, un connecteur centronics assure la liaison vers une imprimante (aiguilles, laser ou jet d'encre). En option, une sortie RS232 permet de relier le A2 à un PC ; un programme spécifique autorise alors une prise en main complète de l'appareil par le micro-ordinateur, et l'automatisation par exemple de séries de mesures en routine, ainsi qu'un stockage des courbes sur disque dur pour traitement ultérieur. Le A2 est super-





Vue d'ensemble, boîtier ouvert

bement construit, en Grande Bretagne.
Nous nous montrerons parfaitement désagréables en insinuant que le choix des couleurs du coffret à sans doute été laissé aux sujets de sa très gracieuse majestée. L'électronique tient sur trois grands circuits superposés avec blindages intercalaires, pris en sandwich entre le remarquable circuit d'alimentation fixé sur le fond, et la platine de commande solidaire de la face avant. Une éventuelle intervention sera largement facilitée par cette conception modulaire bien réalisée.

...et le fond.

La gestion de l'appareil est tout naturellement confiée à un bon vieux, mais toujours d'actualité, Z80, alors que la génération du signal est assurée par un 56001 DSP de Motorola. La mise en forme de ce signal n'est plus dès lors qu'une simple question de programmation ; cette opération n'est pas si facile à résoudre qu'il y parait : il a fallu tout d'abord développer un algorithme capable d'assurer la production d'un signal sinusoïdal parfait à 100 kHz avec une fréquence d'horloge de 33,33 MHz ; l'échantillonnage à 560 k éch/s obtenu pilote alors un DAC (PCM 63 P de Burr-Brown) à la limite de ses possibilités.

Il ne reste plus qu'à retrouver le signal original aux sorties d'un ampli symétrique, avec un minimum de déphasage, une très très faible distorsion, un rapport signal/bruit constant jusqu'à un niveau de + 30 dBu, et bien sûr, cela sous très basse impédance. Nous savons maintenant pourquoi la consommation d'aspirine a vu sa croissance augmenter dans de notables proportions au Liechtenstein. Le couplage du train série des signaux de sortie du DSP vers le DAC s'effectue par le biais d'opto-coupleurs rapides afin de diminuer au maximum les perturbations du numérique sur l'analogique. L'afficheur fonctionne selon trois modes : le mode bargraph destiné aux mesures ponctuelles, le mode graphique pour le tracé des courbes, et enfin en mode oscilloscope.
Trois espaces RAM sont réservés au stockage de courbes ; chaque espace est capable de conserver six courbes simultanément (en fonction de la résolution choisie). Un signal restangulaire est utilisé pour la mesure THD+N afin d'éviter, comme cela peut arriver avec une sinusoïde, les imprécisions dans le cas de distorsions sur l'harmonique 3.
Comme les changements d'échelle sont assurés par des relais, les ingénieurs de Neutrik ont particulièrement soigné l'élimination du courant d'offset sur les étages d'entrée afin d'obtenir durant le balayage des temps de mesure les plus courts possibles.

Fonctionnement

Nous avons attendu une quinzaine de minutes pour que le A2 ait atteint sa température de croisière. Monsieur Burr étant fin prêt, ainsi que Monsieur Brown, nous avons alors procédé de la façon la plus simple, en rebouclant l'appareil sur lui même ; les sorties du générateur shuntées en interne, nous avons obtenu un bruit résiduel de -113 dB quelle que soit l'impédance de charge. La manipulation de l'appareil est simplissime malgré la multifonctionnalité des touches (une lecture en diagonale du mode d'emploi suffit) ; seul l'accès aux menus, obtenu par un double click assez rapide sur les touches concernées, requiert un peu d'habitude. Les réactions de l'autoranging sont très rapides (comparateurs) ; dans le cas de signaux apériodiques, il s'ensuit une modification permanente d'échelle que l'on peut éviter en choisissant un facteur d'échelle fixe.

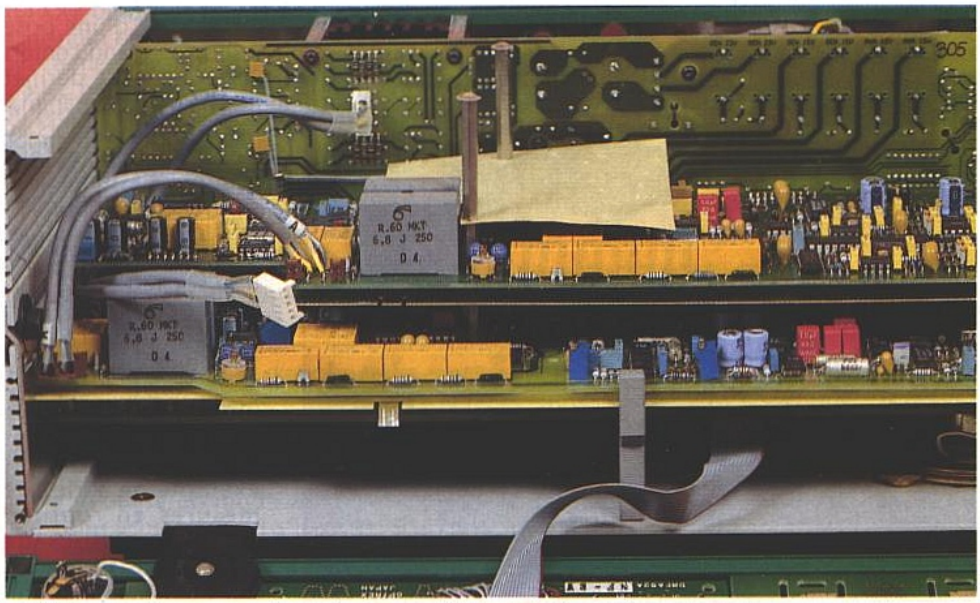


Tableau 1 : Une construction soignée avec blindage de séparation entre cartes.

Vers le numérique

La carte numérique bientôt disponible offrira de nombreuses options supplémentaires,

Caractéristiques techniques :

GENERATEUR

Signaux : Sinus, Sinus modulés, carrés, bruit blanc, bruit rose, Wow and flutter, signaux pour distortion d'intermodulation IMD 60 et IMD 250 dans les rapports 4 : 1 ou 10 :1
Bande de fréquence : 10 Hz - 100 kHz pour sinus et carrés ; 10 Hz - 40 kHz pour les autres
Résolution : ≤ 0,05%
Précision : ± 0,01% de ma valeur définie
Niveau de sortie : 200µV à 24,5 V RMS soit -71 dBu à +30 dBu
Impédance de sortie : < 15Ω (ou 200, 600Ω)
Précision en boucle ouverte : 0,5% de la valeur définie
Réponse en fréquence : ± 0,1 dB de 20 Hz à 40 kHz (réf 1 kHz)
THD+N : Max < -86 dB ou 50 µV (20 Hz - 20 kHz, sans charge, 80 kHz BW). Typique -92 dB (0,0025%)
Signaux carrés : temps de montée et de descente ; 5 µs (sans charge)
Signal IMD : f1 : 60 Hz, 250 Hz
f2 : 4 kHz - 40 kHz (normes DIN et SMPTE)

ANALYSEUR

Entrées : 2 entrées simultanées, symétriques et différentielles
Impédance : 100 kΩ / 50 pF (200, 600, 100 kΩ)
Tension d'entrée : max 300 V crête ou 200 V RMS
CMRR : > 80 dB, de 20 Hz à 20 kHz
Mesure des niveaux :
Echelle : 1µV à 200 V (-120 dBV à + 46 dBV)
Bruit résiduel : < 1,5 µV
Précision : ± 0,1 dB
Type de convertisseur : RMS vrai, de bande passante (± 1,5 dB) > 250 kHz.

parmi lequelles nous avons noté :
- affichage de la fréquence d'échantillonnage,détection automatique du format : professionnel ou amateur
- le convertisseur numérique/analogique de haute performance permet de diriger le signal vers un analyseur analogique et d'effecteur des mesures importantes, comme le niveau, le bruit, la rotation de phase et la distortion
- analyse des conditions électriques du bit-stream numérique
- détection automatique sur les prises XLR d'entrées de la nature du signal
- indication du niveau en dBF (dB pleine echelle)
- le générateur peut être synchronisé sur l'horloge d'entrée ; il délivre des signaux à résolution variable de 4 à 24 bits.

En Bref

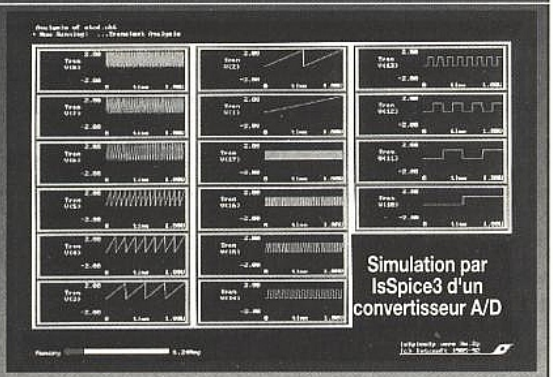
La vocation du dernier né dans la gamme Neutrik est de toute évidence le contrôle de production et la mesure sur site des équipements audio analogiques. Ses performances permettent cependant à l'A2 de figurer en bonne place au sein d'une baie d'appareils dans le cadre d'un laboratoire de recherche et développement. Il se présente sur un marché à l'évidence limité, déjà très occupé, avec beaucoup d'atouts décisifs, dont, et c'est un argument de choix, un prix compétitif.

Prix
A2 : 35900 F.
- option RS232 A01 : 3600 F.
- manuel de maintenance AA21 : 350 F.
- carte filtre utilisateur A05 : 80 F.
- Alimentation fantôme : (option à prévoir de préférence à l'achat en précisant la tension) : 50 F.

SIMULATION ÉLECTRONIQUE MIXTE

IsSpice3 affiche les signaux pendant les calculs !

- Entrée de schémas
- Simulation SPICE
- Bibliothèques de modèles
- Monte Carlo
- Oscilloscope logiciel
- Prix ABORDABLES



ENVIRONNEMENT INTÉGRÉ - UTILISATION AISÉE

Les progiciels ICAPS pour PC ou MAC permettent de dessiner un circuit mixte analogique/digital et d'évaluer ses performances avant de le construire réellement. Un ensemble ICAP est composé de quatre modules principaux :
- **SPICENET**, outil dédié à la saisie de schémas.
- **PRESPICE**, qui comprend, entre autres, des bibliothèques de composants très complètes.
- **ISSPICE**, noyau de calcul SPICE, effectue des analyses AC, DC, transitoire, time, noise, pole-zero,... La nouvelle version IsSpice3, basée sur le SPICE 3E.2 de Berkeley, permet en plus d'évaluer des expressions booléennes et des multipôles définis par une simple équation.
- **INTUSCOPE**, oscilloscope logiciel, affiche, manipule et effectue des opérations sur les courbes obtenues aux différents nœuds après simulation.

Il existe plusieurs versions ICAPS, à partir de 9800 F H.T.
ICAP est un produit de la société INTUSOFT.

Documentation, disquette de démonstration, Information technique ou commerciale, Services d'ingénierie, Contactez-nous !

EXCEM
Département Produits Informatiques
12, chemin des Hauts de Clairefontaine 78580 MAULE
Tél. : (1) 34 75 13 65
Fax : (1) 34 75 13 66

-30 à -70 % par rapport au prix neuf !

	Prix HT* :
Oscilloscopes :	
Tek 2225 2 x 50 Mhz Analogique	5900 F
Tek 2215 2 x 60 Mhz Analogique	6400 F
Tek 2235 2 x 100 Mhz An 2 BT	7500 F
Tek 22465 B 4 x 400 Mhz	31800 F
Tek 2211 2 x 50 Mhz An/Num	13950 F
Tek 2230 2 x 100 Mhz An/Num	18700 F
H.P 54601A RS232 4 x 100 Mhz Num	14500 F
Analyseurs de spectre :	
Tek 2710 10 K à 1.5 Ghz	39000 F
Tek 2712 10 K à 1.5 Ghz + tracking	89700 F
H.P 8590 A 10 K à 1.5 Ghz	38000 F
AD VANTEST R3361 A 9K à 2.6 Ghz + track	78000 F
H.P 8592 A 50 Khz à 22 Ghz	89000 F
Tek 492 50 Khz à 21 Ghz	92000 F
Analyseurs logiques :	
Tek 1241 100 et 50 Mhz écran couleur	15900 F
H.P 1654B 64 voies 100 Mhz	28500 F
KONTRON KLA2 2 Ghz écran plasma	34500 F
Divers :	
Analyseur scal WILTRON 10 M à 2 G	34500 F
Sonde courant AM503 comp Tek	24500 F
Géné, vobul 10 M à 18 Ghz GP2118B	55000 F

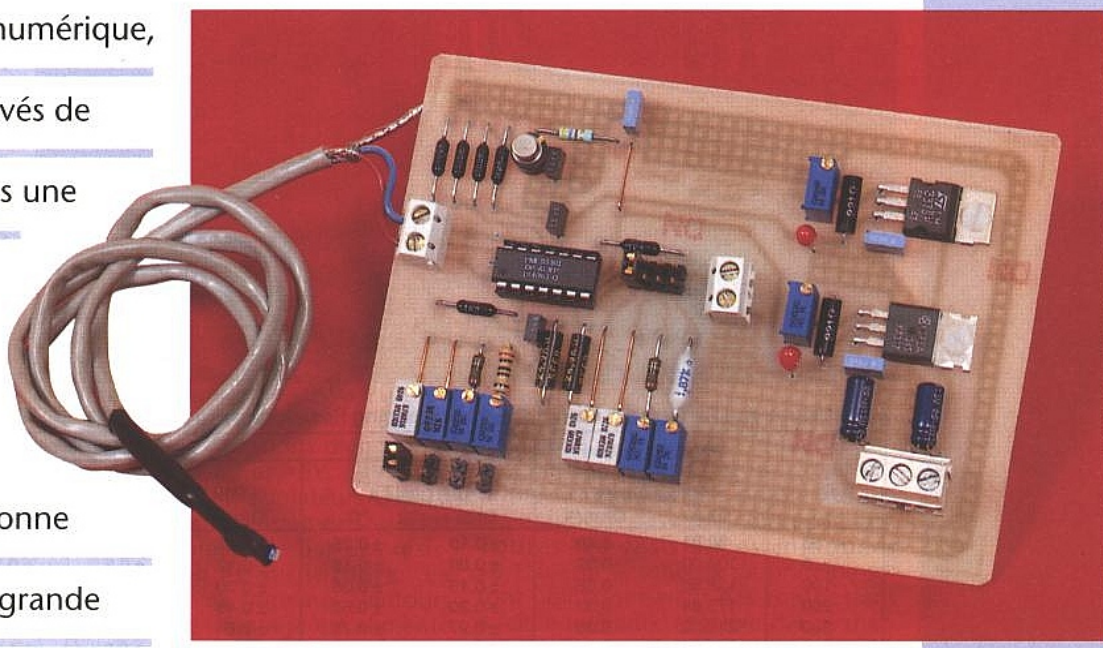
Extrait de notre liste + de 100 appareils disponibles ! nous consulter

Avec TECHNODIF, c'est le bon sens pour réaliser des économies en toute tranquillité :
«Matériel récent, d'occasion sélectionné et reconditionné par nos soins, liuvré avec sondes et accessoires,
«Garantie totale de 6 à 12 mois,
«Délais de livraison de 7 à 30 jours, port 190 F par appareil.

TECHNODIF
1, square du Chêne Germain
35510 CESSON SEVIGNE
Tél. : 99 87 21 87
Fax : 99 87 24 00

THERMOMÈTRE À SONDE PLATINE

Connecté à un multimètre numérique, ce circuit permettra des relevés de mesure de température dans une gamme relativement large puisque comprise entre -50°C et +600°C.



Ces mesures seront d'une bonne précision et dépendront en grande partie des composants utilisés pour la réalisation du montage.

Il est relativement aisé de construire une sonde thermique lorsque les températures à mesurer ne se situent pas dans des gammes extrêmes, car il existe une foule de capteurs disponibles, et spécialement étudiés à cet effet. Mais les températures mesurables à l'aide de ces capteurs dépassent rarement les 100°C. Si l'on veut monter beaucoup plus haut, il faut alors utiliser des sondes comme les thermocouples ou les capteurs au platine.

Une réalisation utilisant un thermocouple ayant déjà été publiée ces derniers mois, nous nous sommes tournés vers les capteurs platine qui permettent une mise en oeuvre facile et avec une linéarité bien meilleure.

Le capteur Pt100

La platine est utilisé depuis plus de 100 ans comme matériau sensible à la température, et celà en raison de sa haute stabilité. La série des capteurs Pt100 est considérée comme le standard en matière de capteurs. Leur constitution est en fait relativement simple : un film de platine est appliqué sur un substrat céramique. Deux fils de platine plaqué au nickel y sont fixés. Le tout est protégé par deux minuscules plaques de verre. Le principe de mesure à l'aide de la Pt100 (100Ω à 0°C ou 273K) repose sur la mesure de la résistance électrique. Cette résistance varie constamment en fonction de la température d'une manière précise et prédéterminée. La courbe représentée en **figure 1** donne les variations de la résistance en fonction de la température. Comme on le constate immédiatemment, cette variation n'est pas absolument linéaire et il conviendra, si l'on souhaite des mesures précises introduire une certaine compensation afin de pallier cette non-linéarité.
Les expressions mathématiques suivantes donnent la relation résistance-température de la Pt100 dans deux plages :

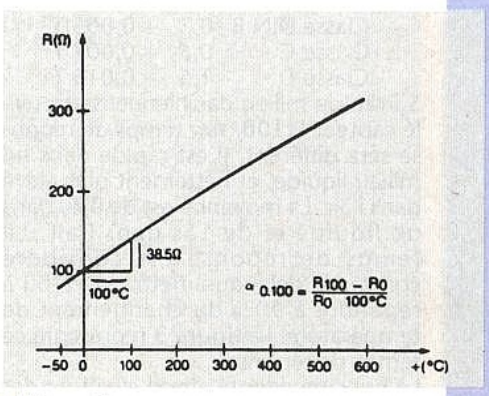


Figure 1

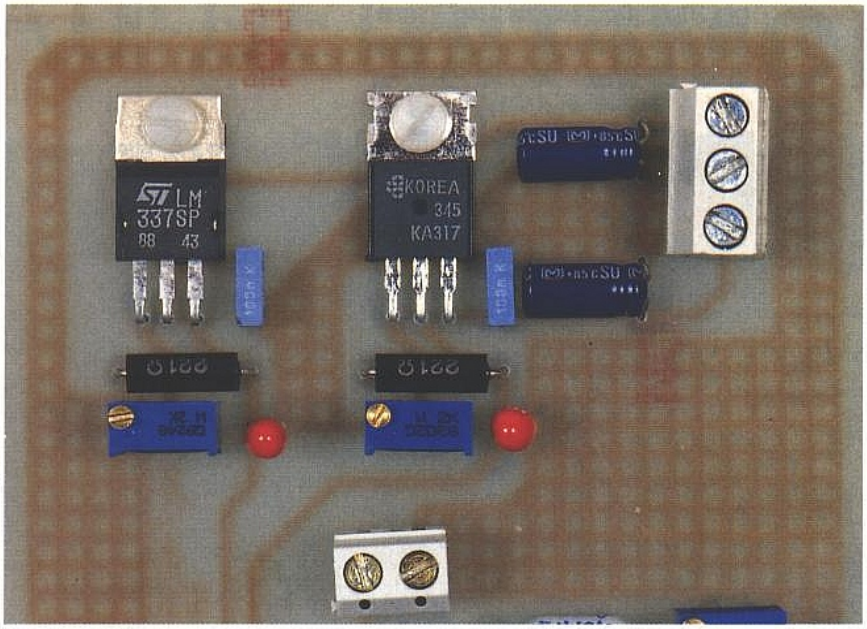
0°C à + 600°C :

$$Rt = Ro\ (1+3{,}90802\times10^{-3}T - 0{,}580195\times10^{-6}T^2)$$

-50°C à 0°C :

$$Rt = Ro\ (1+3{,}90802\times10^{-3}T - 0{,}580195\times10^{-6}T^2 - 4{,}27350\times10^{-12}(T-100)T^3)$$

Le tableau de la **figure 2** (2ème colonne à partir de la gauche) donne les résultats de ces formules pour des températures comprises entre -50°C et +600°C par tranches de 100°C. La caractérisation de la variation de la résis-



de composant. Nous verrons en premier lieu la configuration que nous avons utilisée pour la réalisation de notre montage. Son schéma de principe est donné en **figure 4**. Un amplificateur opérationnel quadruple a été utilisé, l'OP413. C'est un AOP de précision avec faible tension d'offset (100µV). IC1A est monté en convertisseur tension-courant. La tension de référence est fournie par une zener de précision, l'AD589, et vaut 1,2V. Le réseau diviseur R2, R3 et R4 fournit les tensions de 100mV et 200mV nécessaires à l'étage suivant. Il est absolument nécessaire que ces résistances soient à tolérance de 0,1% si l'on désire obtenir une bonne précision. La résistance Pt100 est donc traversée par un courant de 1mA, valeur à ne pas dépasser - comme nous l'avons vu dans les lignes précédentes- si l'on ne veut pas fausser les mesures par phénomène d'auto-échauffement. L'étage

Limit Values and Permissible Deviations for Measuring Resistors are to DIN 43760, IEC 751:

t °C	Principle Values Pt 100 Pt-resistance Ohm	Ohm/K	Permissible Deviations Pt 100 DIN Class A Ohm	°C	DIN Class B Ohm	°C	Class C Ohm	°C	Class D Ohm	°C
– 50	80.31	0.40	±0.10	±0.25	±0.22	±0.6	±0.38	±1.0	±0.9	± 2.3
0	100.00	0.39	±0.06	±0.15	±0.12	±0.3	±0.24	±0.6	±0.6	±1.5
100	138.50	0.38	±0.13	±0.35	±0.30	±0.8	±0.49	±1.3	±1.1	±3.0
200	175.84	0.37	±0.20	±0.55	±0.48	±1.3	±0.74	±2.0	±1.6	±4.5
300	212.02	0.35	±0.27	±0.75	±0.64	±1.8	±0.96	±2.7	±2.1	±6.0
400	247.04	0.34	±0.33	±0.95	±0.79	±2.3	±1.17	±3.4	±2.6	±7.5
500	280.90	0.33	±0.38	±1.15	±0.93	±2.8	±1.36	±4.1	±3.0	±9.0
600	313.59	0.33	±0.43	±1.35	±1.06	±3.3	±1.54	±4.8	±3.4	±10.5

Figure 2

tance en fonction de la température utilise le coefficient de température TC. Ce dernier indique les changements moyens de résistance dans une gamme de température comprise entre 0°C et +100°C :

$TC = (R_{100} - R_0) / R_0 \times 100$

où R_0 = résistance à 0°C

R_{100} = résistance à +100°C

Pour les résistances PT répondant à la norme DIN 43760 IEC 751, ce coefficient de température est égal à:

$TC = 0,385(\Omega/C)$

Suivant la classe (A, B, C ou D), les tolérances diffèrent, et il conviendra de bien choisir le type de capteur selon l'application envisagée :

Classe DIN A 0,15 + 0,002 T
Classe DIN B 0,3 + 0,005 T
Classe C 0,6 + 0,007 T
Classe D 1,5 + 0,015 T

Suivant le milieu dans lequel se trouve le capteur Pt100, son temps de réponse sera différent. Il est rapide dans un milieu liquide, et nettement plus élevé dans l'air. La moyenne est de 0,5s dans un liquide et de 15s dans l'air. Le temps de réponse est considéré comme le délai que mettra la Pt100 à répondre à 90% du changement de température. La **figure 3** représente ce temps de réponse.

Le principe adopté afin d'effectuer des mesures à l'aide des capteurs au platine repose sur la mesure de la tension présente aux bornes de ces dernières due à la circulation d'un courant constant. Ce principe même est source d'erreur découlant de l'effet d'auto-échauffement du capteur. Il devra absolument être minimisé par limitation du courant qui ne devra en aucune

Types	Résistances	Temps de réponse dans l'eau et dans l'air	Coéfficient d'auto-échauffement
TRFA101	100ohms	0,5s et 50s	0,16°C/mW
TRFA501	500ohms		
TRFA102	1000ohms		
TRFB101	100ohms	0,4s et 20s	0,25°C/mW
TRFB501	500ohms		
TRFB102	1000ohms		
TRFC101	100ohms	0,3s et 15s	0,4°C/mW
TRFD101	100ohms	0,4s et 20s	0,25°C/mW
TRFD501	500ohms		
TRFE101	100ohms	0,4s et 25s	0,2°C/mW
TRFE501	500ohms		
TRFE102	1000ohms		

Tableau 1

manière être supérieur à 1mA. L'erreur de mesure engendrée par le phénomène d'auto-échauffement (ΔT) peut être calculée en utilisant d'abord la formule donnant la puissance dissipée $P = R I^2$ puis l'expression suivante :

$\Delta T = P S$ (S étant exprimé en °C/mW et représentant le coefficient d'auto-échauffement)

Le **tableau 1** indique ce coefficient pour différents types de capteurs PT ainsi que leur temps de réponse et leur résistance à 0°C.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE.

Comme nous venons de le voir, il convient de prendre certaines précautions pour la mise en oeuvre de ce type

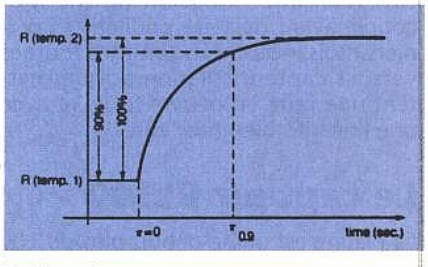


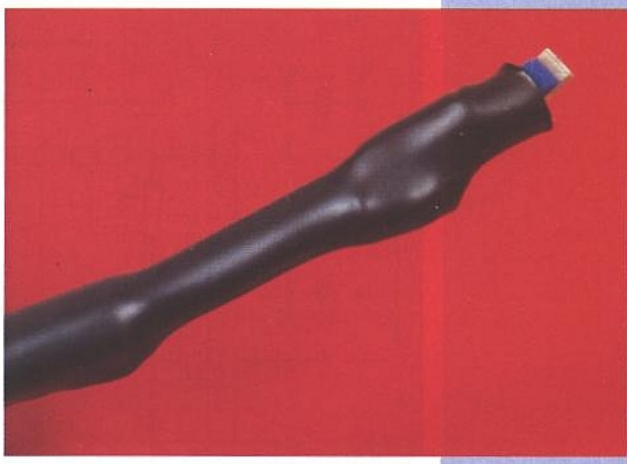
Figure 3

suivant est constitué des trois derniers AOP du boîtier qui sont montés en amplificateur différentiel. Sur l'entrée non inverseuse de IC1B, et pour une température de la sonde de 0°C, est appliquée une tension de 200mV, résultant du passage d'un courant de 1mA dans la résistance de 100 ohms et la sonde. Cela ne peut convenir car le multimètre afficherait alors 200 pour une température de 0°C. C'est pourquoi

nous parlions plus haut d'une tension de 200mV créée à partir de la tension de référence. Cette tension est appliquée à la deuxième entrée de l'amplificateur différentiel (entrée non inverseuse de IC1C), ce qui annule en sortie de IC1D toute tension lorsque la température mesurée est de 0°C. Cette façon de faire est sans nul doute efficace et très pratique puisqu'elle est simple, mais elle présente également un inconvénient. Ce qui fait la qualité, et par là-même, l'efficacité d'un amplificateur différentiel est son T.R.M.C. (ou Taux de Réjection en Mode Commun). Par la connexion de l'entrée de IC1C à une source différente de celle connectée à IC1B, le taux de réjection global est très largement diminué. Si nous avons toutefois choisi cette configuration, c'est par souci d'allègement du montage en composants, qui, il faut bien le reconnaître, ne sont pas particulièrement bon marché.

Nous montrerons plus loin, pour les lecteurs intéressés, comment modifier le schéma afin d'obtenir de meilleures performances. Pour l'instant, occupons-nous du dernier étage de l'amplificateur différentiel, basé sur le dernier AOP, IC1D. Là, comme on peut le constater, quatre réseaux de résistances sont commutables par des switches directement implantés sur le circuit imprimé. Leur raison d'être est de fixer un certain gain par tranche de température de 100°C. On compense ainsi, dans une certaine mesure, la non-linéarité de la résistance Pt100, avec un facteur donné dans le tableau que nous avons vu plus haut.

Le T.R.M.C. d'un amplificateur différentiel étant en grande partie lié à l'égalité des rapports des résistances de chaque réseau (contre-réaction et entrée non-inverseuse), les mêmes valeurs ont été insérées dans chaque entrée. Les cavaliers de SW1 et SW2 devront donc, bien entendu, sélectionner la même valeur de résistances. En sortie, avec le gain adopté pour IC1D, nous obtiendrons une tension de 10mV par °C, ce qui permettra de lire la température mesurée avec une bonne résolution. Afin d'obtenir une lecture sans être obligé de changer de gamme sur le multimètre numérique, il conviendrait de disposer d'une gamme de lecture de 0V à 4V ou 5V. Si une gamme de 0V à 2V est uniquement disponible, il faudra alors passer en gamme supérieure (0V à 20V) ce qui altèrera malheureusement la résolution. Les deux tensions d'alimentation valent de -6V et +6V. Elles sont fournies par deux régulateurs LM317 et LM337, dont la tension de sortie est précisément ajustable par des résistances variables multitours. La consommation se situe aux alentours de 10mA. Si le montage est alimenté par piles, ces dernières devront être de capacité suffisante, vu la consommation du montage.



La réalisation, les réglages et les essais

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 9** ; celui de l'implantation l'est en **figure 10**. C'est un circuit imprimé simple face très simple dont la réalisation se passe de commentaires. Toutes les résistances indiquées «0,1%» sur le schéma de principe seront obligatoirement des composants à faible tolérance et faible dérive thermique (moins de 50ppm). Les résistances ajustables seront des modèles multitours de type BECKMAN 67. Ces derniers présentent une stabilité de 70ppm, mais nous n'avons malheureusement pas pu trouver mieux facilement. L'amplificateur opérationnel est un OP413, et devra être conservé si une grande précision est nécessaire.

Les règlages sont très simples puisqu'ils ne nécessitent que l'ajustage des résistances RV1 à RV8. Une solution consiste, si l'on dispose d'un ohmmètre ultra précis, à régler chaque couple de résistances (R10 et RV1, R11 et RV2, R12 et

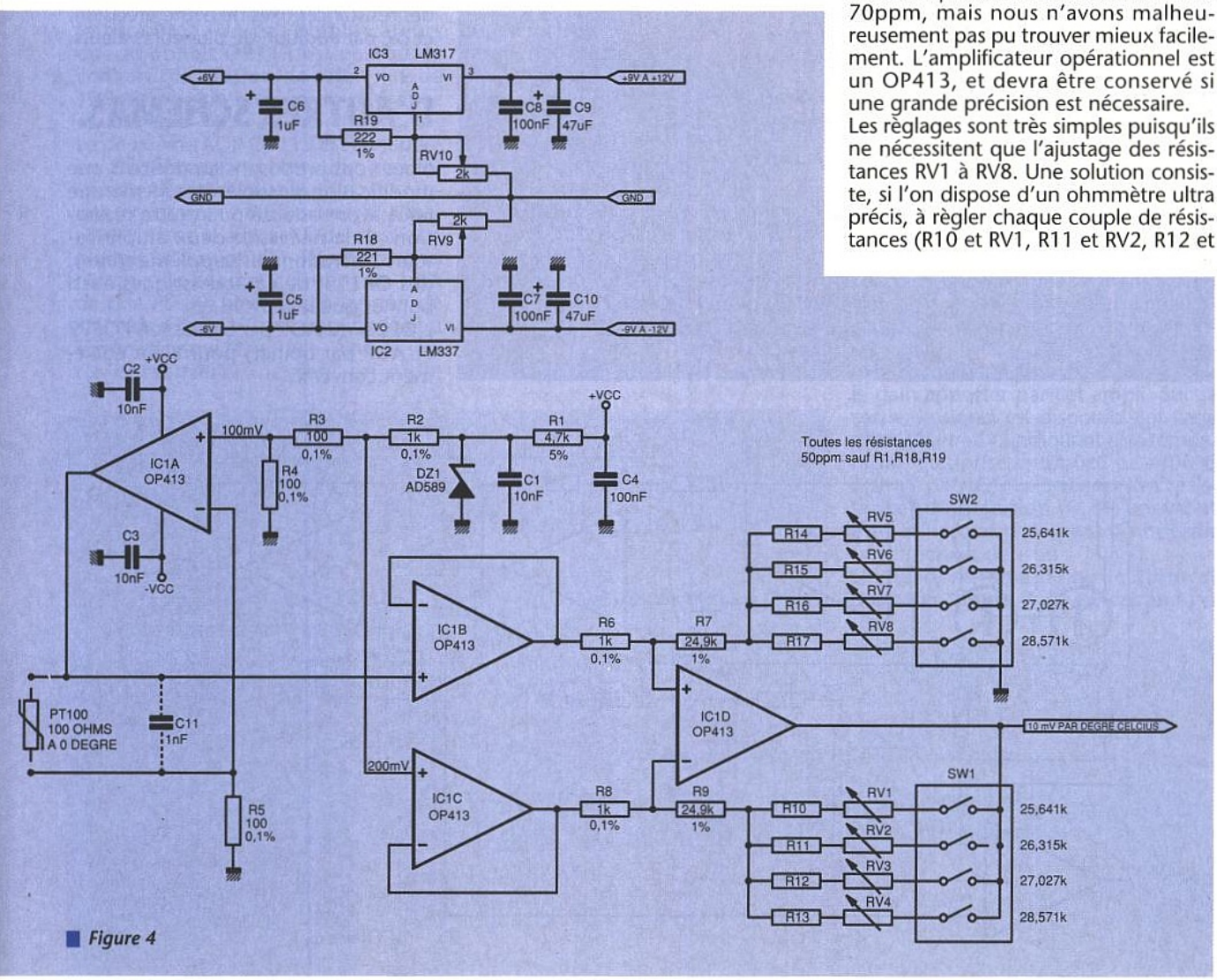


Figure 4

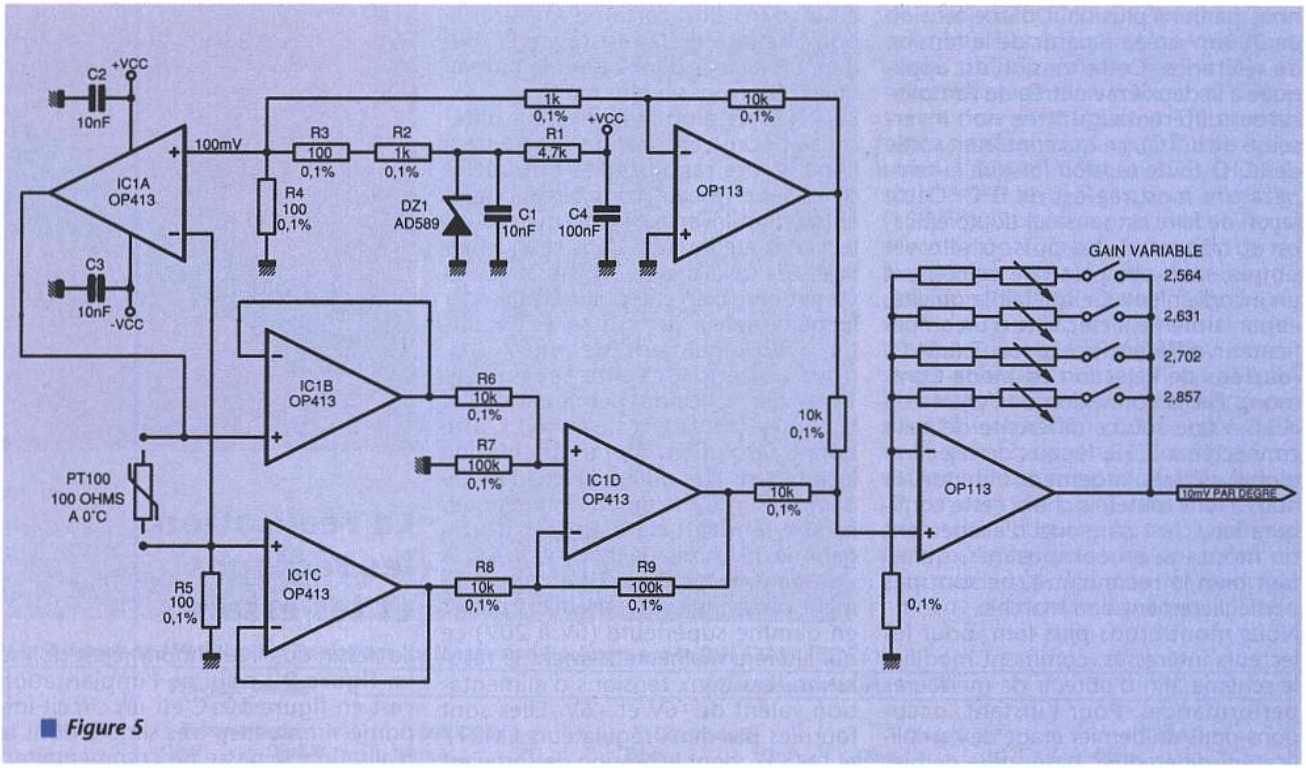
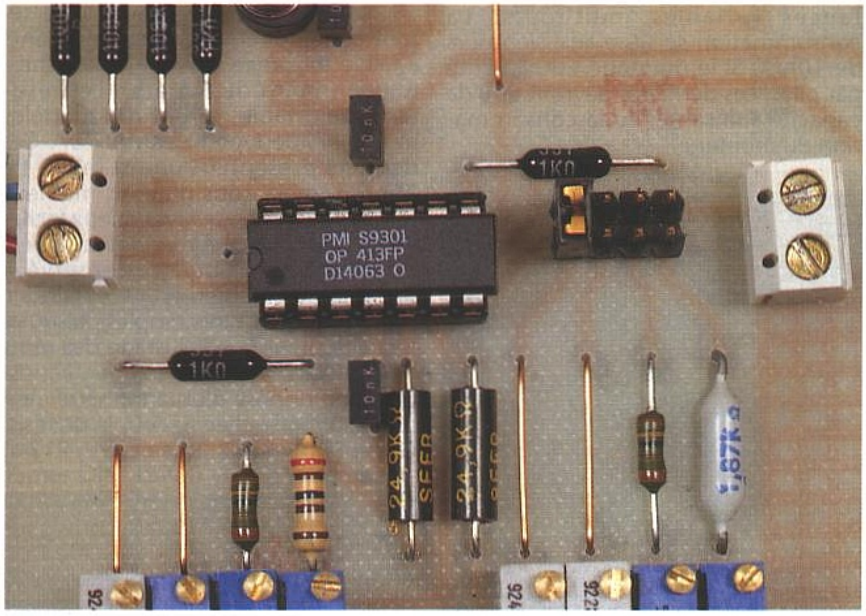


Figure 5



RV3, ...) à la valeur indiquée sur le schéma de principe. Sinon, les règlages devront être entrepris en portant la sonde aux températures requises, ce qui nous semble être plus compliqué. Une autre solution consisterait également à ne pas utiliser de résistances variables mais des résistances fixes de haute précision, et ce, par addition de plusieurs valeurs.

D'AUTRES SCHÉMAS.

Nous vous proposons en **figure 5** une modification possible du schéma que nous avons adopté pour notre réalisation. Cela nécessite deux amplificateurs opérationnels supplémentaires, des OP113, de caractéristiques aussi bonnes que les OP413.
L'OP297 (2 AOP par boîtier) ou l'OP97 (1 AOP par boîtier) pourraient également convenir.

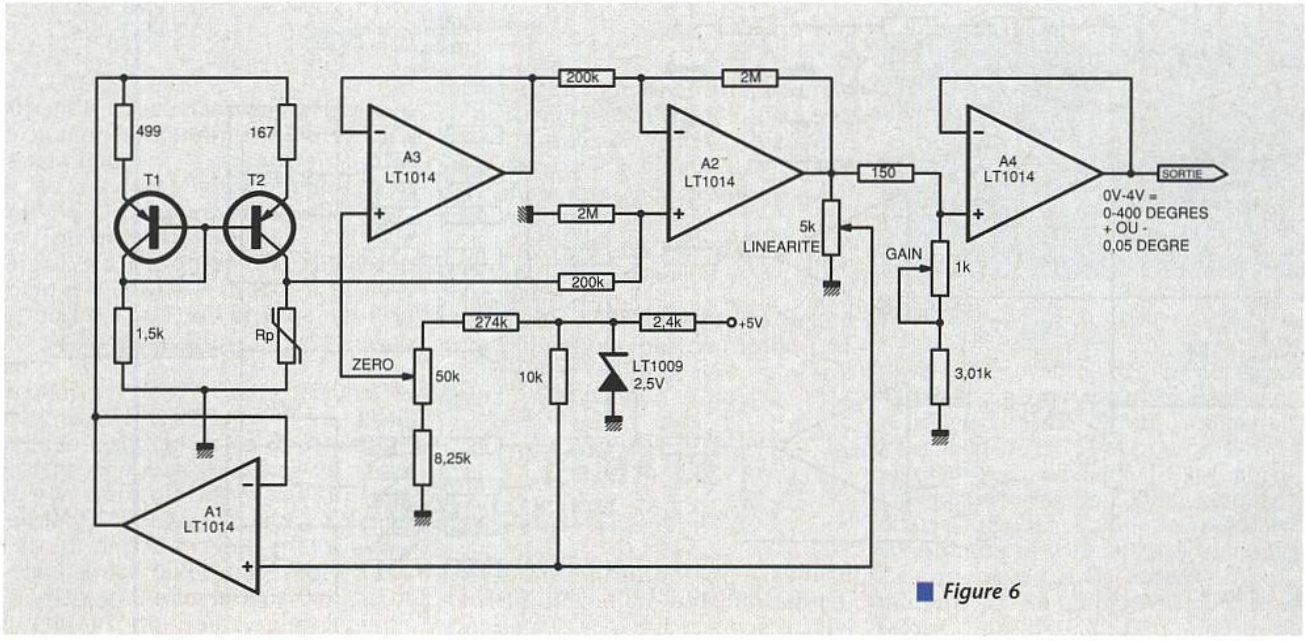


Figure 6

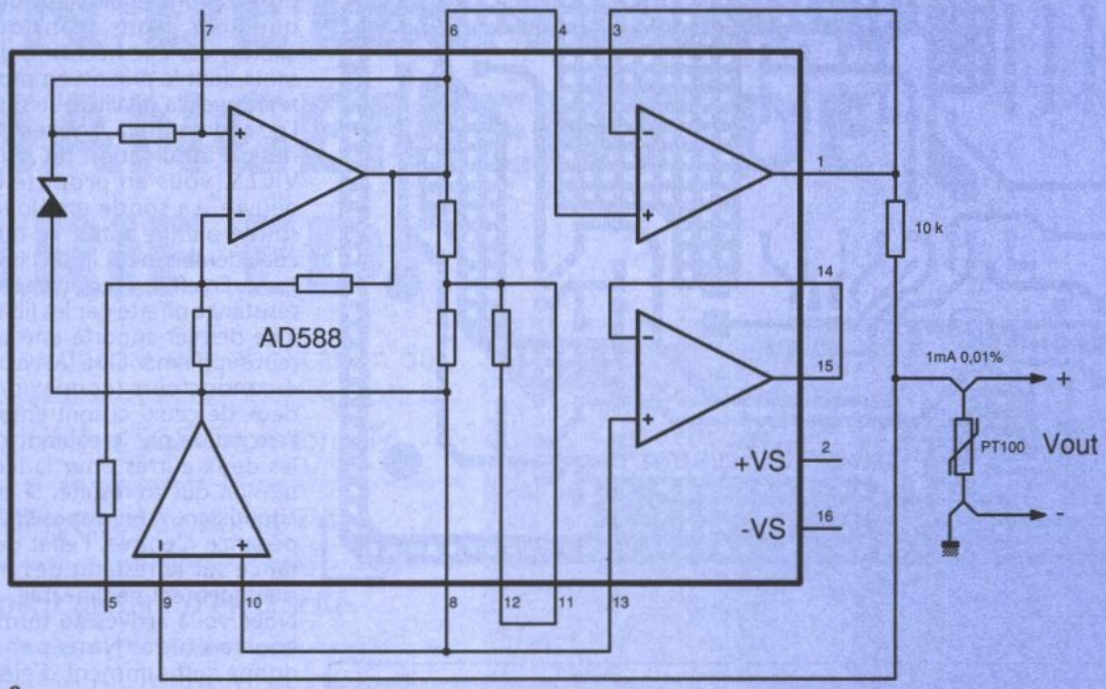


Figure 8

Cette fois, les entrées de l'amplificateur différentiel sont connectées toutes deux aux bornes de la résistance Pt100. A 0°C, une tension de 100mV est alors appliquée à cette entrée. L'AOP de sortie (IC1D) présentant un gain immuable de 10 présente sur sa sortie une tension de +1V (toujours à 0°C). Un des amplificateurs opérationnels OP113 est chargé de convertir la tension de référence de 100mV en une tension de référence négative de -1V.
Le deuxième AOP OP113 est configuré en amplificateur sommateur non inverseur de gain variable, afin de compenser, comme nous l'avons vu auparavant la non- linéarité de la sonde platine. La tension de +1V résultant du passage du courant constant de 1mA dans la Pt100, ainsi que la tension de référence de -1V sont appliquées au sommateur qui les annule. Ainsi sa sortie présentera une tension nulle lorsque la sonde sera soumise à une température de 0°C.
De cette manière, le T.R.M.C. de l'amplificateur différentiel sera préservé, et tout bruit récupéré par la sonde sera normalement éliminé. Comme on le constate, cette configuration nécessite un certain nombre de composants supplémentaires qui augmenteront de façon non négligeable le prix de revient d'un tel dispositif. Pour information, une résistance à tolérance de 0,1% avoisine le prix d'une dizaine de francs au détail.
La **figure 6** représente un schéma qu'il sera possible d'utiliser avec les sondes au platine. Il emploie des composants LINEAR TECHNOLOGY. L'une des broches du capteur est connectée à la masse, ce qui est le plus souvent préférable pour des considérations de bruit. La source de courant constant constituée des transistors T1 et T2 est commandée par la sortie de A1. Le point de fonctionnement de ce dernier est fixé par la tension de référence LT1009 de 2,5V. La tension aux bornes du capteur qui est traversé par un courant constant varie donc avec la résistance de ce dernier. La non-linéarité causant une erreur de plusieurs degrés dans la gamme 0°C,+400°C, A2, tout en amplifiant la tension issue du capteur est chargé d'apporter une correction. Cela est fait en prélevant une fraction de sa tension de sortie à l'aide du pont diviseur constitué des résistances de 250k et 10k, et qui est réinjectée dans A1. La source de courant constant varie donc et corrige la non-linéarité du capteur. L'erreur descend alors à + ou - 0,05°C. A3 qui est également référencé par la tension issue de la LT1009 est chargé d'apporter une tension d'offset à l'entrée inverseuse de A2, ce qui permettra de règler le zéro. Enfin, le réseau diviseur inséré dans l'entrée non-inverseuse de A4 est utilisé pour règler le gain apporter par cet ampli. Sur sa sortie, le signal est disponible et varie entre 0V et +4V, indiquant une température comprise entre 0°C et +400°C (10mV par °C). Là encore, des résistances de précision (0,1%) devront être utilisée afin de pouvoir obtenir une précision de + ou - 0,05°C.
Un autre schéma d'application est donné en **figure 7**. Là, le capteur est

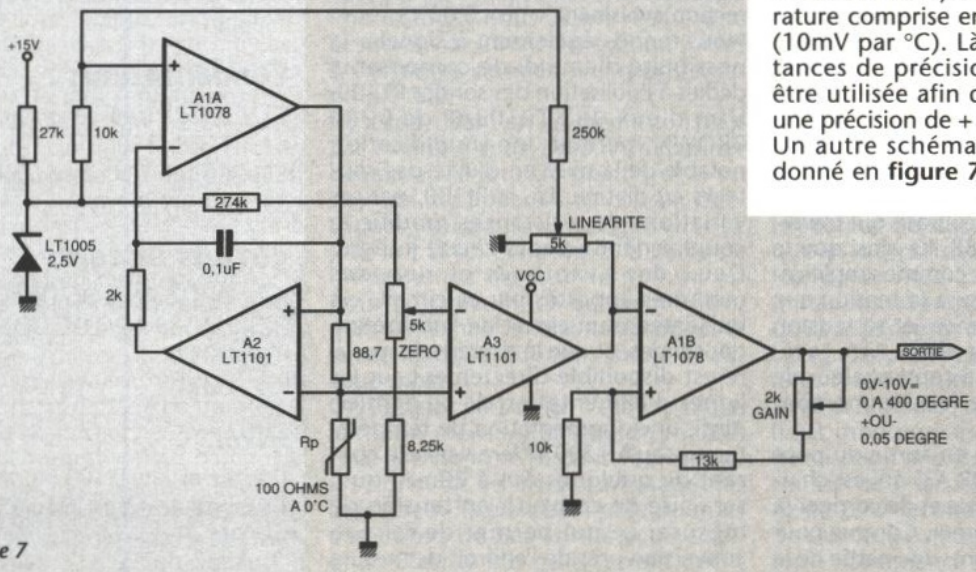


Figure 7

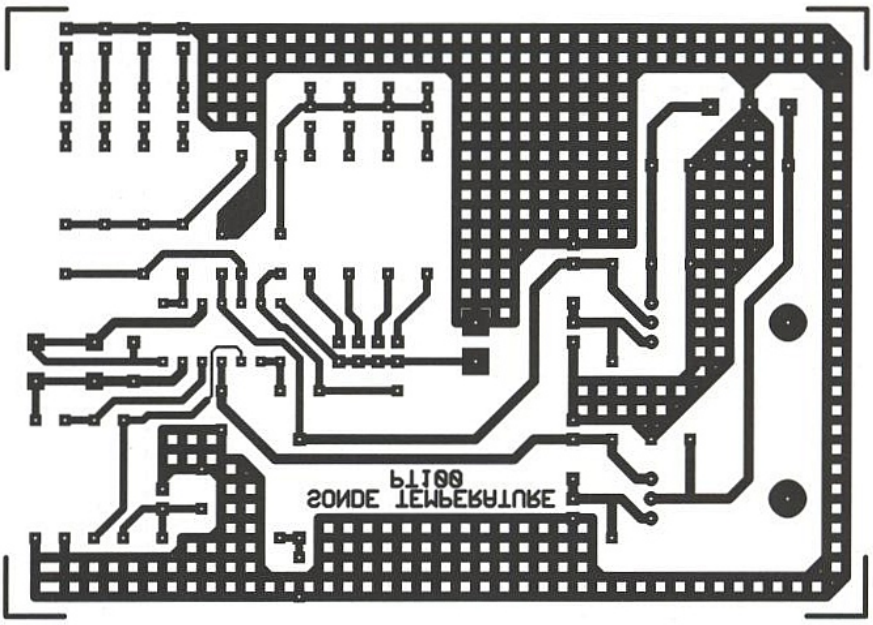


Figure 9

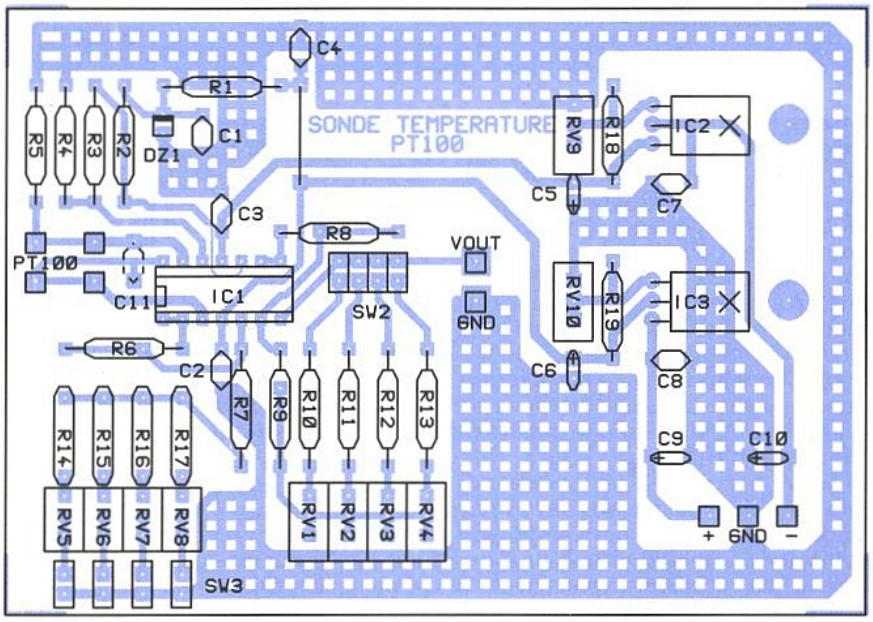


Figure 1 :

utilisé dans une configuration en pont. L'une des branches de ce pont où est insérée la Pt100, est traversée par un courant constant, alors que sur l'autre branche est appliquée une tension. La tension aux bornes du capteur variant avec sa résistance, la tension à la sortie du pont variera également. Les amplificateurs opérationnels A1A et A2 forment une source de courant commandée par tension. A1A, polarisé par la tension de référence issue de la LT1009, fournit un courant qui traverse la résistance de 88,7Ω ainsi que le capteur. A2 agissant comme amplificateur différentiel mesure la tension aux bornes de la résistance, et sa tension de sortie est réinjectée dans A1A. La résistance de 2kΩ et le condensateur de 0,1µF stabilisent le fonctionnement des deux AOP.

La tension présente en sortie du pont est appliquée à l'AOP A3, qui est chargé d'amplifier le signal et de corriger la non-linéarité du capteur. Comme pour le montage précédent, une partie de la tension de sortie de cet amplificateur est prélevée par le diviseur 250kΩ-10kΩ et est réinjectée à l'AOP chargé de commander le courant traversant le capteur. On parvient ainsi à une correction avoisinant + ou - 0,05°C.

Nous tenons également à signaler la possibilité d'emploi de composants dédiés à l'utilisation des sondes PT100. L'un d'eux, le XTR103AP de BURR BROWN, permet une simplification notable de la mise en œuvre des capteurs au platine. Là, la Pt100, par ses variations de résistances modifie le courant débité par le circuit intégré. Deux des avantages et non des moindres apportés par ce circuit, est qu'il intègre un circuit de linéarisation des sondes, et que le courant de mesure est disponible directement sur les lignes d'alimentation de ce dernier. Ainsi, une augmentation de température jusqu'à +200°C fera varier le courant de quelques mA à 20mA, qu'il sera aisé de convertir en tension de mesure, ce qui permet de faire la conversion près de l'endroit de mesure et le traitement beaucoup plus loin.

Pour conclure cet article, nous vous proposerons également une solution que nous avons avons qualifiée de «luxe», car elle nécessite des composants dont le prix est en proportion directe avec la qualité obtenue.

Le schéma de la **figure 8**, tiré d'une note d'application de ANALOG DEVICES, vous en propose la mise en oeuvre. La sonde employée est une sonde platine 4 fils, ce qui améliore considérablement la précision des mesures. En effet, avec un capteur 2 fils, la résistance offerte par les fils de jonction à ce dernier apporte une source d'erreur supplémentaire. Avec une sonde à 4 conducteurs (connexion KELVIN), deux de ceux- ci sont employés pour l'excitation par le courant constant, et les deux autres pour la lecture de la tension qui en résulte. Si ces deux fils aboutissent à un dispositif à haute impédance d'entrée, l'effet de leur résistance sur le résultat des mesures est pratiquement négligeable.

Nous voilà arrivés au terme de cette courte étude. Nous pensons avoir donné suffisamment d'éléments afin que nos lecteurs puissent choisir en toute connaissance de cause la solution qui leur conviendra pour l'application projetée.

Patrice OGUIC

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 : 4,7 kΩ 5%
R2, R6, R8 : 1 kΩ 0,1%
R3, R4, R5 : 100 Ω 0,1%
R7, R9 : 24,9 kΩ 0,1%
Les résistances R10 à R17(1%) associées à leur résistance ajustable devront avoir pour valeur la valeur indiquée sur le schéma de principe diminuée de 24,9kΩ
R18, R19 : 221Ω 1%
RV1, RV5 : 470 Ω 70ppm
RV2, RV6 : 1 kΩ 70ppm
RV3, RV7 : 1 kΩ 70ppm
RV4, RV8 : 1 kΩ 70ppm
RV9, RV10 : 2 kΩ 70ppm
toutes les résistances 0,1% et 1%, stabilité ≤50ppm

Condensateurs :

C1, C2, C3 : 10nF céramique
C4, C7, C8 : 100nF
C5, C6 : 1µF 16V tantale goutte
C9, C10 : 47µF 16V

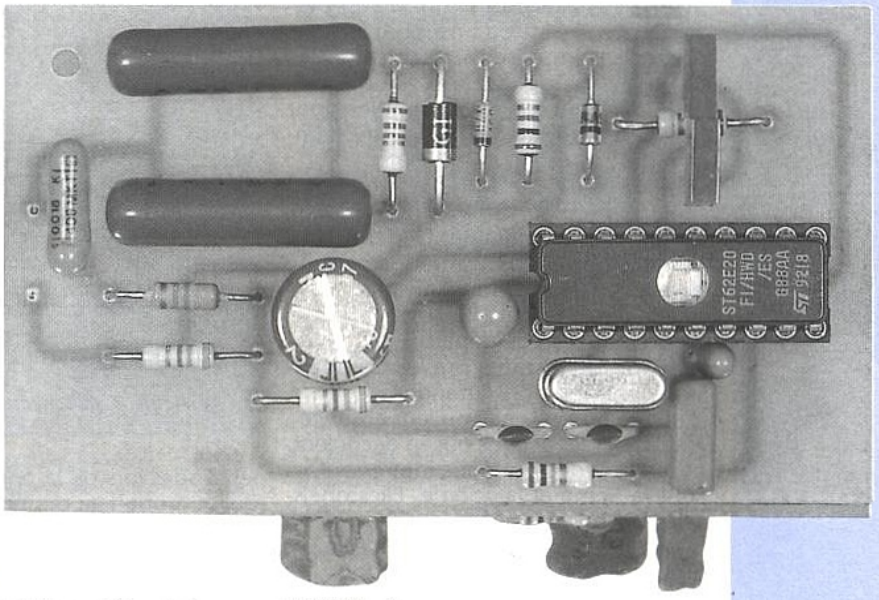
Circuits intégrés :

IC1 : OP413 ANALOG DEVICES (PMI)
DZ1 : AD589 ANALOG DEVICES
IC2 : LM337
IC3 : LM317

Divers :

1 sonde platine Pt100 Murata
1 support de circuit intégré 14 broches
barrette sécable picots et deux cavaliers

UN DETECTEUR DE CHANGEMENT DE TARIF EDF



Nous allons décrire une application du micro-contrôleur SGS-Thomson ST6 dans un détecteur de signaux de changement de tarif d'électricité.

L'EDF offre un grand nombre de tarifs aussi bien pour les industriels que pour les particuliers. Un tarif particulièrement intéressant pour ceux qui n'ont pas le chauffage électrique est l'EJP. Avec ce dernier, le kilowattheure est facturé toute l'année avec 30% de remise, sauf pendant 22 jours répartis entre le 1er octobre et le 31 mars durant lesquels le tarif est multiplié par 10. Les jours en question, dits «de pointe», sont choisis par l'EDF la veille.

Le tarif EJP.

Chaque abonné dispose d'un compteur à deux cadrans, dont la commutation est assurée par un récepteur de signaux de télécommande émis par l'EDF. Le jour de pointe, un signal est émis à 6h30 qui allume un voyant chez l'abonné. Ce signal indique qu'à partir de 7 heures, le tarif sera majoré pour toute la journée, jusqu'à 2 heures la nuit suivante. L'usager est de la sorte incité à délester sa consommation. Il peut cependant consommer ce dont il a besoin, mais est averti du coût élevé qu'il devra payer ce jour-là. La nuit étant toujours au tarif bas, même si deux jours de pointe se suivent, on peut reporter les consommations importantes pour cette période : chauffe-eau, lave-linge, lave-vaisselle...

Le système de comptage comporte un compteur à deux cadrans, et un relais récepteur d'impulsions qui bascule le comptage sur l'un ou l'autre cadran. Un contact du relais est mis à la disposition de l'abonné pour télécommander ses circuits d'utilisation : quand le contact est fermé, le tarif est fort. On peut ainsi commander un contacteur à ouverture qui déleste les appareils qui ne nécessitent pas une disponibilité permanente.

Ce tarif permet, moyennant une gestion peu contraignante, une économie importante : nous avons réalisé une économie de 20% en moyenne sur les 3 dernières années par rapport au simple tarif.

Il y a cependant un problème : on peut par exemple avoir besoin de cuisiner beaucoup le jour de pointe, et si on possède des appareils de cuisson électriques, la cuisine va revenir cher ce jour-là ! Si on était averti la veille de l'imminence du jour de pointe, on pourrait précuire ce qui peut l'être, quitte à réchauffer aux micro-ondes le lendemain, ce qui consomme beaucoup moins.

Or, l'usager particulier n'est averti que le matin même, alors qu'en réalité, l'EDF envoie la veille dans l'après-midi un signal dit «d'alerte» à l'usage des industriels. Il serait bien utile pour les particuliers de pouvoir détecter ce signal. C'est le but du dispositif décrit ici.

Le système de télécommande PULSADIS.

Depuis une trentaine d'années, l'EDF utilise un système de télécommande appelé PULSADIS qui permet depuis les centres de distribution à moyenne tension de déclencher le changement de tarif des compteurs à l'heure voulue, et facultativement d'autres services comme l'éclairage public, etc.

Ce système repose sur l'injection dans le secteur de signaux selon un code que les récepteurs reconnaissent et qui leur donne l'ordre d'effectuer les commutations correspondant aux signaux qu'ils sont censés reconnaître.

Le signal porteur est à 175 Hz avec une amplitude minimum de 0,9% de la tension nominale du secteur, soit 2,3V. Il est modulé par des impulsions binaires selon le code suivant :

Un top de 1 secondes suivi d'un silence de 2,75 secondes indique le début de trame. Le récepteur reconnaît ce top et commence à compter le temps à partir de ce moment. La trame com-

porte 40 emplacements d'impulsions de 2,5 secondes et sa durée totale est de 102,25 secondes.
Chaque emplacement d'impulsion se compose d'une durée de 1 seconde pendant laquelle il peut y avoir ou non émission de la porteuse à 175 Hz, et d'un silence de 1,5 secondes servant de séparateur avec l'emplacement suivant. Si le top est présent, il déclenche dans les récepteurs un basculement. Une autre impulsion est prévue pour produire le basculement inverse. Si aucune de ce deux impulsions n'est présente, le récepteur ne change pas d'état. Les impulsions étant associées par paires (l'une démarre, l'autre arrête), 20 canaux sont disponibles pour autant de types différents de télécommande.
Le diagramme de la **figure 1** représente la trame type. On y a montré deux impulsions manquantes, la 2 et la 4.
Le décodage de la trame exige donc de réaliser les fonctions suivantes :
• détecter le signal 175 Hz ;
• repérer le top de départ ;
• définir les instants prévus d'apparition des impulsions attendues ;
• noter leur présence ou leur absence ;
• effectuer les actions qui en découlent.
Les impulsions qui nous intéressent ici sont la 5ème et la 15ème. Elles obéissent au code suivant :

5 seule :	Alerte, la veille ;
5 et 15 ensemble :	Début de jour de pointe ;
15 seule :	Fin de jour de pointe.

Seuls les deux derniers messages sont exploités par le relais de changement de tarif installé à proximité du compteur.

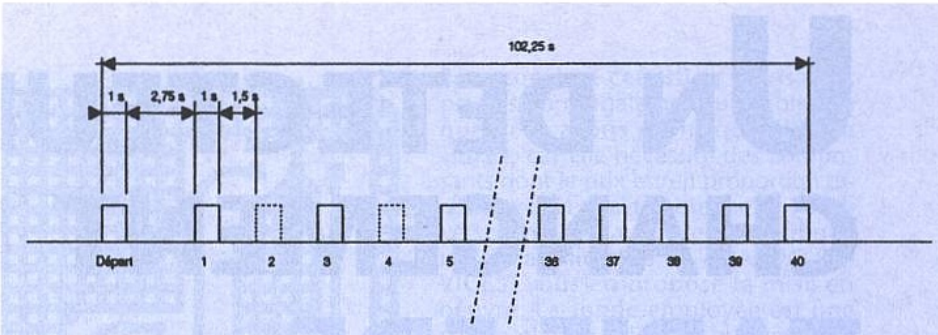


Figure 1 : la trame Pulsadis.

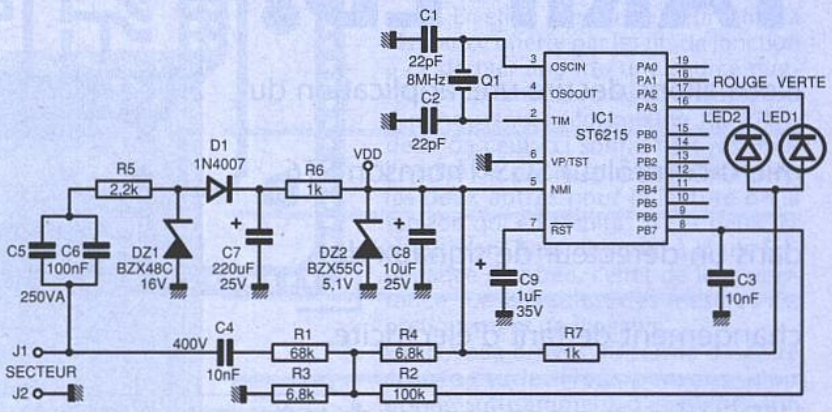


Figure 2 : le schéma complet du détecteur.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le détecteur décrit ici comporte un microcontrôleur SGS-Thomson ST6 qui réalise la totalité de la fonction de décodage et d'affichage. Les caractéristiques de ce circuit lui permettent d'être alimenté sur secteur à l'aide d'un schéma très simple, et le traitement du signal est effectué intégralement en numérique, grâce au convertisseur analogique-numérique incorporé. De ce fait, il est entouré de peu de composants.
Le schéma est représenté en **figure 2**.
L'alimentation se fait sur secteur par l'intermédiaire des condensateurs C5 et C6 qui limitent le courant à environ 10 mA. Ce courant est redressé par D1 et Z1 qui limite la tension à 15V, puis la tension est filtrée par C7, et abaissée à 5,1V par Z2 pour fournir une source stable au processeur. En effet, la tension de référence du convertisseur analogique-numérique est dérivée du Vcc du microcontrôleur, et il est nécessaire d'avoir une conversion de bonne qualité pour détecter correctement le signal.
On doit noter que les deux condensateurs connectés sur le point chaud du secteur qui servent à l'alimentation doivent être de type X, c'est-à-dire autocicatrisables pour éviter l'incendie du montage en cas de claquage.
La résistance R5 ne sert qu'à protéger les diodes lors de la pointe de courant qui se produit au moment du branchement si on se trouve au sommet de la tension secteur. Elle doit pouvoir supporter cette crête de courant sans dommage et dans le cas d'une résistance à film métallique, il faut choisir un modèle spécifié pour 1 Watt.
Le signal vient directement du secteur. Il est atténué par le réseau R1, R2, R3, R4, C3 et C4, qui fixe la composante continue à la moitié de la tension d'alimentation. Le signal 50 Hz est ainsi ramené à 5V crête à crête, et utilise toute l'excursion disponible à l'entrée analogique. Un filtre passe-bas supprime les composantes supérieures à 175 Hz pour éviter que la détection soit perturbée par les parasites. Le condensateur d'entrée est choisi pour qu'il constitue un filtre passe-haut qui atténue le 50 Hz. Le taux de 175 Hz est ainsi doublé, et devient donc 1,8 % au minimum, ce qui facilite sa détection.
L'entrée RESET est retardée par un condensateur de 1 µF pour laisser à la tension d'alimentation le temps de s'établir avant que le processeur démarre.
La sortie du montage consiste en deux diodes électroluminescentes, l'une rouge, l'autre verte. Elles ont la signification rappelée au tableau de la **figure 3**.

La partie logicielle.

La détection des trames de commande se compose de deux parties : la détection de la présence de la composante à 175 Hz et la reconnaissance des impulsions en fonction de leur position.
La détection du signal à 175 Hz est un peu complexe dans le principe, bien que le programme correspondant soit assez court. Nous détaillerons cette partie plus loin. Pour l'instant, il suffit de savoir qu'une interruption périodique incrémente toutes les 200 ms un compteur appelé mesures, ce qui permet de déterminer l'emplacement des impulsions à raison de 5 incrémentations par seconde. Un autre compteur appelé mespos est incrémenté au même rythme mais seulement à chaque fois que le signal 175 Hz a été détecté présent durant les 200 ms qui viennent de s'écouler.

Reconnaissance du message.

On a vu plus haut la forme des impulsions. Une fois le signal à 175 Hz reconnu, il est simple de détecter le top de départ, puis à partir de celui-ci, de repérer la présence ou l'absence de deux impulsions prédéterminées, puisqu'on connaît le délai qui les sépare du top de départ. Enfin, à l'intérieur des fenêtres de temps ainsi définies, on compte le nombre de mesures positives. Si au moins deux mesures sont positives, cela indique que le signal a été vu pendant 400 ms au moins, et on considère l'impulsion comme présente ; dans le cas contraire, on la déclare absente. A la fin du temps imparti pour la trame, on exploite les drapeaux indiquant la réception ou non des impulsions et on allume le voyant approprié.
L'algorithme de la reconnaissance des impulsions est donné **figure 4**.

Couleur	Situation
Vert	Normale.
Clignotant vert-rouge	Alerte, la veille du jour de pointe.
Rouge	Jour de pointe.

Figure 3 : signification de l'état des LED.

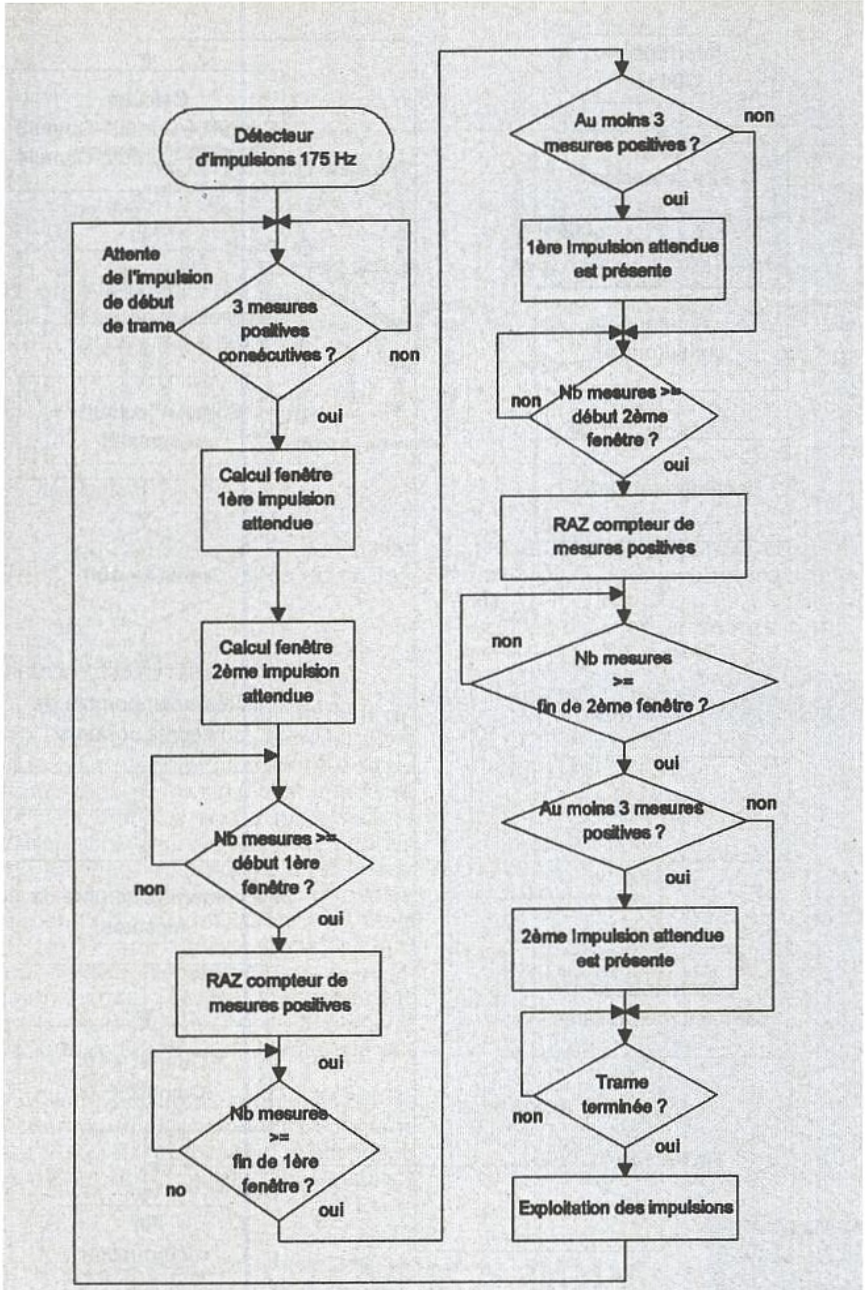
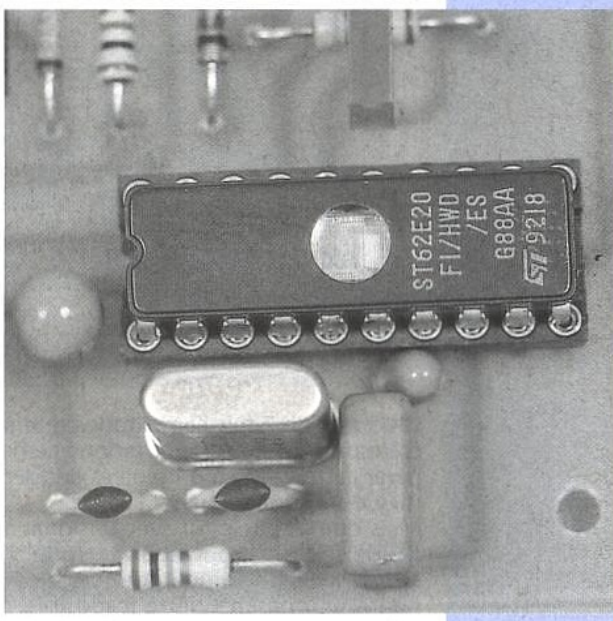


Figure 4 : l'algorithme de reconnaissance des impulsions.



ne pas consommer d'espace, si on possède déjà le microcontrôleur, puisqu'il s'agit uniquement d'un algorithme effectuant le traitement numérique des différents échantillons du signal d'entrée après conversion en nombres par le convertisseur analogique-numérique intégré à la puce.
Dans le cas présent, l'algorithme doit offrir les deux fonctions suivantes :

- Détecter la présence de 2 % de la pleine échelle d'un signal à 175 Hz ;
- Ne pas être perturbé par la présence du signal 50 Hz occupant toute l'échelle du convertisseur.

La détection est effectuée par détection synchrone. Cette méthode consiste à échantillonner le signal au double de sa fréquence fondamentale, et à soustraire les échantillons pairs des échantillons impairs. En effet, considérons le graphique de la **figure 5**.
L'échantillonnage du signal est représenté par les points aux sommets de la courbe. La fréquence d'échantillonnage étant le double de celle du signal, tous les échantillons impairs sont positifs, et tous les échantillons pairs sont négatifs. La différence entre un échantillon et le suivant vaudra donc l'amplitude crête à crête :

$A_{cc} = M1 - M2$

La somme des 7 paires de mesures

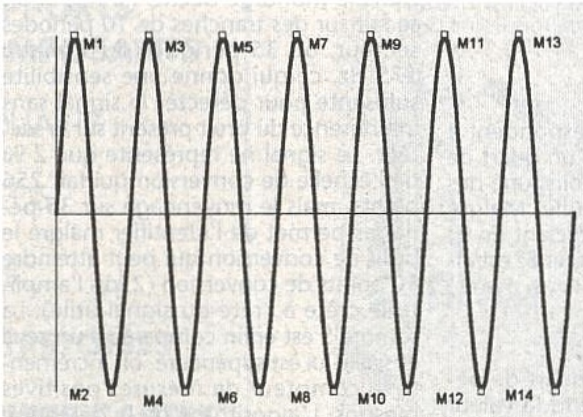


Figure 5 : échantillonnage au double de la fréquence (175Hz) et synchronisé sur les extrêmes.

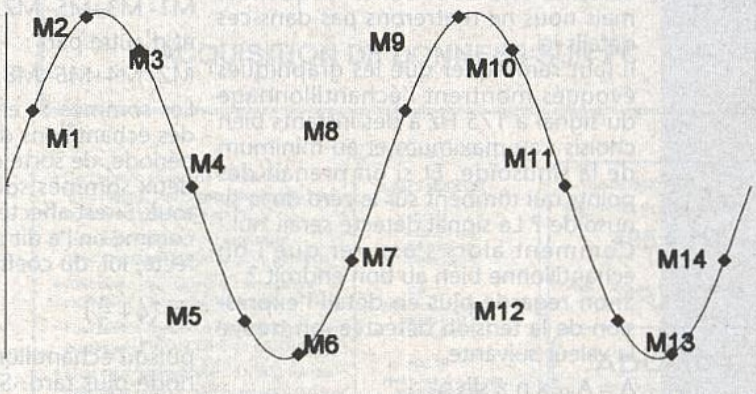


Figure 6 : le même échantillonnage appliqué au 50Hz.

Détection du signal 175 Hz.

Le problème de la détection du signal utile vient de sa faible amplitude (2 % environ, soit -40 dB) par rapport à la tension nominale du secteur, et de la faible différence de fréquence des deux signaux :

$$\frac{F_{signal}}{F_{puissance}} = \frac{175}{50} = 3,5$$

Si on voulait utiliser des filtres analogiques, on devrait soit utiliser un circuit résonnant avec un coefficient de surtension d'au moins 10 à une fréquence de 175 Hz, c'est-à-dire utilisant une inductance de grande valeur bobinée sur noyau de fer, ce qui n'est pas miniaturisable aisément,soit utiliser un filtre passe-bas RC et alors il faudrait un filtre du 15ème ordre, c'est-à-dire utilisant 15 condensateurs et résistances ! Le filtre numérique offre l'avantage de

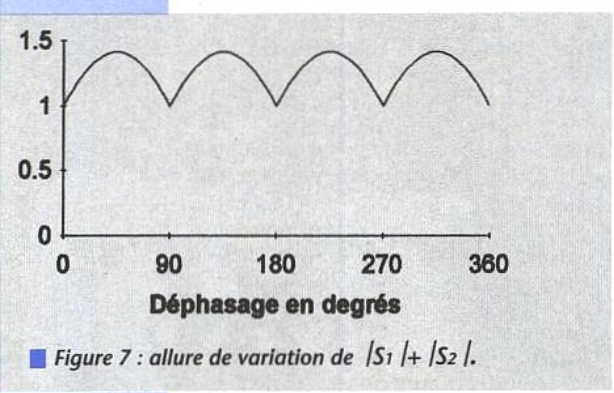


Figure 7 : allure de variation de $|S_1|+|S_2|$.

vaudra donc 7 fois l'amplitude crête à crête du signal. On pourra donc comparer cette valeur à un seuil et décider s'il y a ou non le signal à 175 Hz.
Mais que se passe-t-il avec le signal à 50 Hz ? Il est superposé au signal à 175Hz avec une amplitude très supérieure ; comment y être insensible ? Considérons le signal à 50 Hz échantillonné aux mêmes instants de la **figure 6**.
On voit qu'il n'y a que deux périodes de 50 Hz pendant qu'il y a sept périodes du 175 Hz, comme il fallait s'y attendre, puisque le rapport des fréquences est de 3,5. Si on observe la répartition des échantillons, on s'aperçoit que les mêmes valeurs de tension se répètent tous les sept échantillons : M1 est égal à M8, M2 à M9, etc. Or, comme on soustrait les échantillons pairs des échantillons impairs, on voit que :

(M1+M3+M5 M7+M9+M11+M13) - (M2+M4+M6+M8+M10+M12+M14) = 0

Ainsi, si on choisit d'échantillonner le signal intéressant deux fois par période pendant sept périodes, il apparait que le signal 50 Hz est sans effet puisque le résultat de son échantillonnage est nul. Bien entendu, ceci ne fonctionne que si les valeurs des fréquences sont respectées ; le principe permet une certaine tolérance sur la fréquence, mais nous ne rentrerons pas dans ces détails ici.
Il faut remarquer que les graphiques évoqués montrent l'échantillonnage du signal à 175 Hz à des instants bien choisis : au maximum et au minimum de la sinusoïde. Et si on prenait des points qui tombent sur le zéro de la sinusoïde ? Le signal détecté serait nul ! Comment alors s'assurer que l'on échantillonne bien au bon endroit ?
Si on regarde plus en détail l'expression de la tension détectée, on trouve la valeur suivante :

$A = A_{cc} \times n \times \sin \phi$

Où Acc est l'amplitude crête à crête, n est le nombre de périodes échantillonnées, et ϕ le déphasage entre l'échantillonnage et le signal échantillonné. On voit que la valeur de A peut varier entre -nA et +nA selon la phase. Cette incertitude rend la mesure inutilisable. Pour parer au problème, on va échantillonner le signal deux fois, dans deux canaux indépendants, mais les instants d'échantillonnage seront décalés d'un quart de période du signal à 175 Hz. Aussi, on échantillonne le signal deux fois plus vite, soit 700 fois par seconde. Les échantillons sont triés, de sorte qu'on accumule d'une part :

M1- M3+M5- M7... = S_1

et d'autre part :

M2- M4+M6- M8... = S_2

Les sommes S_1 et S_2 correspondent à des échantillons décalés d'un quart de période, de sorte qu'au moins une des deux sommes soit non nulle. Malgré tout, S_1 est affecté du coefficient sin ϕ, comme on l'a dit plus haut, et S_2 est affecté, lui, du coefficient :

$$\sin\left(\phi+\frac{\pi}{2}\right)$$

puisqu'échantillonné un quart de période plus tard. Si on prend la valeur absolue de S_1 et de S_2, ils ne varieront plus chacun que dans l'intervalle [0,nAcc], donc seront toujours positifs ou nuls. Grâce au déphasage, ils ne seront pas nuls en même temps, et en prenant la somme des valeurs absolues de S_1 et S_2 on obtient la somme :

$$S = |S_1|+|S_2| = n \times A_{cc} \times \left(|\sin\phi|+\left|\sin\left(\frac{\phi}{2}\right)\right|\right)$$

qui varie avec le déphasage selon le diagramme de la **figure 7**.
Cette somme n'est nulle que si le signal utile est absent.

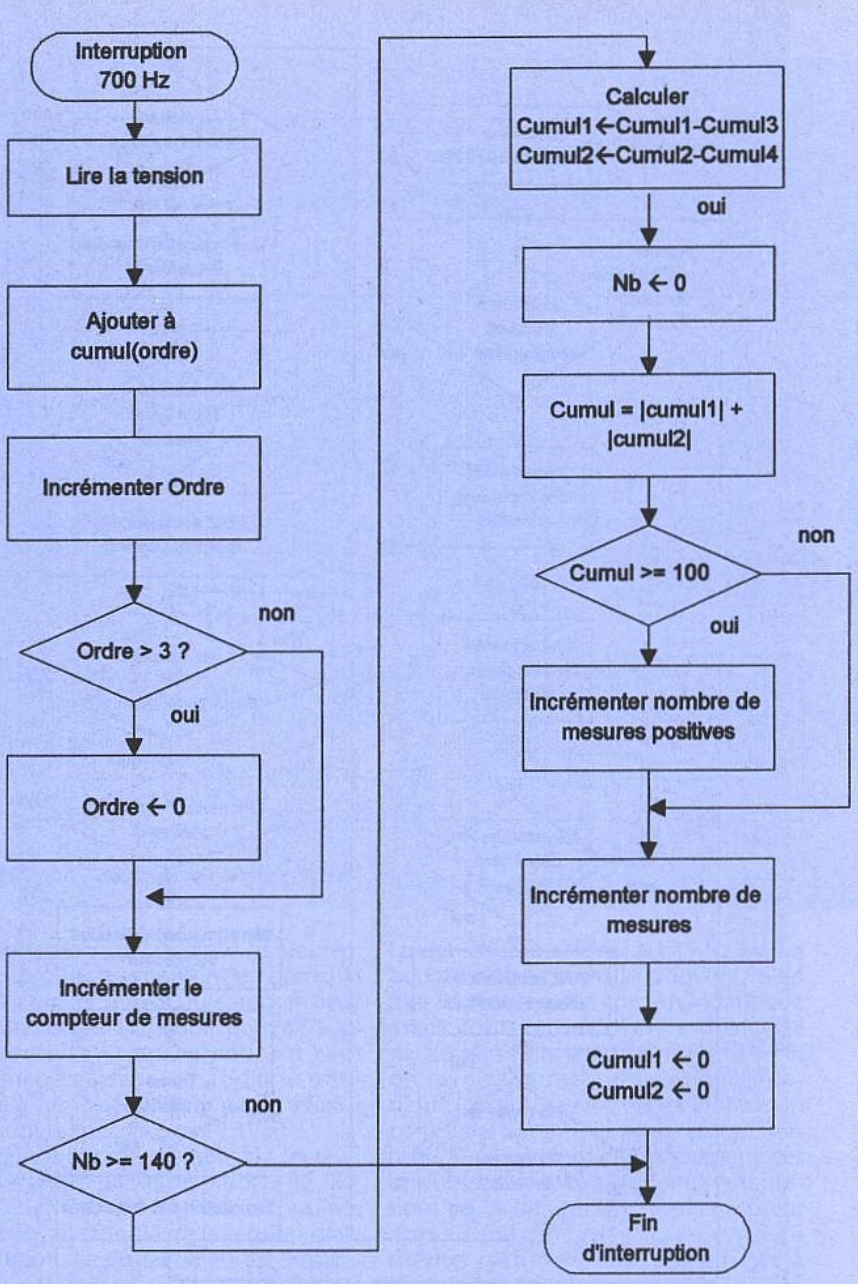


Figure 8 : algorithme de détection du signal 175Hz

Dans le montage décrit, l'intégration se fait sur des tranches de 10 périodes secteur, ou 35 périodes du signal à 175 Hz, ce qui donne une sensibilité suffisante pour détecter le signal sans interférence du bruit présent sur le secteur. Le signal ne représente que 2 % de l'échelle de conversion qui fait 256 points, mais le moyennage sur 35 périodes permet de l'identifier malgré le bruit de conversion qui peut atteindre 10 points de conversion (2 fois l'amplitude crête à crête du signal utile). La somme S est enfin comparée à un seuil et si elle lui est supérieure, on incrémente le compteur de mesures positives mespos. L'algorithme de la détection du signal est représenté à la **figure 8**.
Une interruption est déclenchée par le timer interne du ST6 à une fréquence de 700 Hz. Le cycle de mesures comprend 140 interruptions au bout desquelles on calcule le cumul du signal, on le compare au seuil, et on incrémente le nombre de mesures positives mespos si la comparaison a confirmé la présence de la porteuse. On incrémente aussi inconditionnellement le compteur de mesures mesures, ce qui fournit une horloge à 5 Hz au programme principal qui détermine les positions des impulsions par compa-

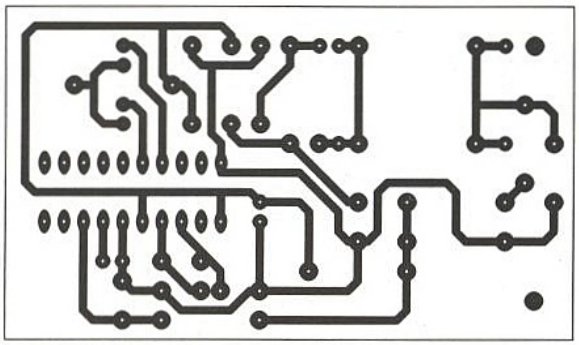


Figure 9

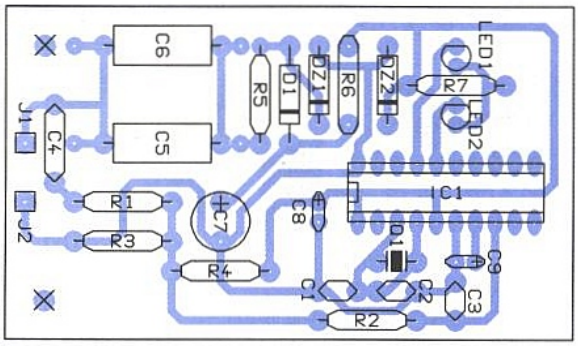


Figure 10

raison du compteur de mesures avec des constantes calculées en conséquence.

Réalisation

Le montage est réalisé sur un petit circuit imprimé simple face dont le cuivre et le plan d'équipement sont donnés **figure 9 et 10**. Le circuit est logé dans un petit boîtier branché sur le secteur par un câble muni d'une prise ordinaire. Aucune mise au point n'est nécessaire, le fonctionnement est immédiat. Cependant, la signalisation des états de tarif étant donnée deux fois par jour, le détecteur doit être branché en permanence. Son état au démarrage est le «hors pointe» ; si on le démarre un jour de pointe, il ne l'indiquera pas le premier jour.
Pour en savoir plus sur le ST62XX le lecteur pourra se rapporter à l'ouvrage «Le ST62XX : mise en œuvre progressive d'un contrôleur» par J.M. Delaplace et J. Luc Grégoriadès aux éditions Dunod ainsi qu'aux numéros de la revue.
Le source du programme est disponible sur notre serveur (36-15 ERP) ainsi que le code à implanter sur le ST62E20.

J.M. DELAPLACE

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 : 68 kΩ
R2 : 100 kΩ
R3, R4 : 6,8 kΩ
R5 : 2,2 kΩ
R6, R7 : 1 kΩ

Condensateurs :

C1, C2, : 22 pF
C3 : 10 nF
C4 : 10 nF,400V
C5, C6 : 100 nF,250V X
C7 : 220 µF, 25V
C8 : 10 µF, 25V tantale goutte
C9 : 1 µF, 25V tantale goutte

Semiconducteurs :

D1 : 1N4007
D2 : BZX46C16V Zener 16V
D3 : BZX55C5V1, Zener 5,1V 400 mW
LED 1, LED 2 : 1 verte, 1 rouge
IC1 : ST62E20 ou version OTP

Divers :

X1 : quartz 8 MHz

QUALITE - STOCK - PRIX

SUPPORTS COMPOSANTS :

- QUARTZ
- LEDS
- DIL

ENTRETOISES

GUIDES CARTES

CATALOGUE SUR DEMANDE C'EST AUSSI

ASN ELECTRONIQUE S.A.
B.P. 48 - 94472 Boissy -St-Léger Cedex
Tél. (1) 45.99.22.22 - Fax (1) 45.98.38.15
Marseille : Tél. 91.94. 15.92 - Fax 91.42.70.99

MESURER CAPTURER TRAITER IMPRIMER

...ENFIN C'EST POSSIBLE...
Enregistrez toutes vos mesures sur un PC, et sans ajouter de carte !
Parfait pour les "NOTEBOOKS"

ECONOMISEZ SANS COMPROMIS

ACQUISITION DE DONNEES SUR PC

- Une gamme unique de 5 produits "datalogging" pour l'enregistrement et le traitement graphique sur PC.
- Installation rapide, car sans carte, directement sur le port série ou parallèle.
- Autonome, sans besoin d'alimentation extérieure. Génération de Rapports.
- Fourni avec logiciels d'exploitation, couleur graphique, PICOSCOPE ou PICOLOG
- Mise en route immédiate. Drivers fournis également pour ceux désirant les interfacer avec leurs (en C, Pascal et Basic).
- Enregistrement des mesures /courbes sur DD,disquettes, imprimantes et dans fichiers exportables sous formats vers TT/PAO
- Notices en français. Support technique grat.
- Garantie 1 an. Fabrication Europe.
- Livraison sur stock.

AUTRES MODÈLES :

ADC 11
11 voies 10 bits
899,00 F HT
Entrée D25

ADC 12
Monovoie, 12 bits
899,00 F HT
Entrée BNC

ADC 16
Huit voies, 8 à 16 bits programmable
2149,00 F HT
Entrée D25

ADC 100
Emulation plusieurs instruments : oscilloscope 2 voies à mémoire (storage) Fréquencemetre Voltmètre,Analyseur Spectre
Résolution 12 bits
Entrée BNC CC/CA
PICOSCOPE ET PICOLOG

Le modèle ADC-10
Monovoie, précision 8 bits.
495 F HT

OPTION CABLE BNC ET POINTE (X1/X10) d'OSCILLOSCOPE + 180 FHT

ADC-10

OFFRE SPECIAL: POUR 790 F TTC franco, VOTRE PC DEVIENT UN " INSTRUMENT VIRTUEL "
DIGIMETRE - OSCILLOSCOPE - ANALYSEUR DE SPECTRE
VOUS RECEVREZ POUR CE PRIX: un ADC-10, le LOGICIEL 'PICOSCOPE, un câble BNC d'OSCILLOSCOPE, la notice en français, et le support technique. Avec la garantie 1 an !

Multipower 22 RUE EMILE BAUDOT. 91120 - PALAISEAU. France
TEL: (33) 1. 69 30 13 79 FAX: (33)1. 69 20 60 41

TRAITEMENTS NUMERIQUES EN AUDIO

Aujourd'hui, l'audio se trouve au coeur de l'ère numérique. Quel est l'appareil qui ne possède pas sa télécommande, son analyseur de spectre, son égaliseur numérique, sa compression/expansion de dynamique, son filtrage numérique, son mixage numérique, son asservissement ou correction de caisson basse ou encore sa transmission numérique de signal audio. Dans ce nouveau monde, l'amateur trouve difficilement son chemin car il est nécessaire de mettre en oeuvre des techniques moins facilement abordables que celles du monde analogique.

* Cliché Motorola

Ces techniques sont basées sur le traitement du signal numérique, avec la nécessité absolue de travailler en temps réel pour ce qui est de la restitution du son. Les mixages et effets à l'enregistrement pouvant, pour leur part, être traités en différé. Il est également possible d'envisager des traitements numériques très complexes pour l'égalisation du signal visant à supprimer les défauts acoustiques des salles, des hauts-parleurs et des systèmes de restitution de manière générale. Beaucoup de recherches sont faites dans le domaine et les types d'égaliseurs se multiplient : graphique, paramètrique, adaptatif, à phase linéaire ; avec également l'utilisation de filtres adaptatifs inverses, basés sur la mesure temps réel du signal et de l'adaptation des coefficients du filtre réalisant l'égalisation. L'égalisation cherche généralement à compenser les défauts d'amplitude dans la réponse en fréquence du système audio. Mais la réalité montre que ce style d'égalisation est loin d'être suffisant. Les défauts de phase doivent également être considérés et le moyen le plus efficace pour en tenir compte est de travailler sur la réponse impulsionnelle du système (chaîne de restitution et salle comprises).

Pour aborder simplement le traitement numérique du signal, la compression/expansion de dynamique est l'introduction idéale.

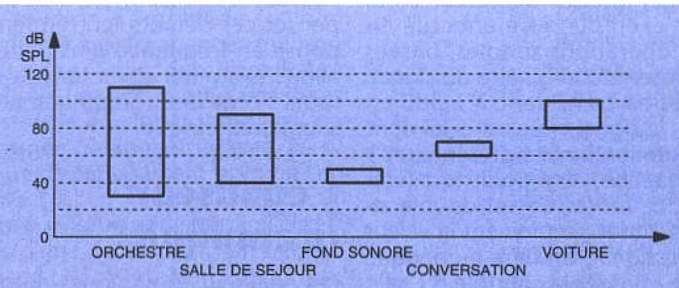


Figure 1 : situations de dynamique acoustique

COMPRESSION ET EXPANSION DYNAMIQUE :

Pourquoi est-il nécessaire d'adapter la dynamique sonore ?

Comme chacun sait, l'oreille est très sensible et s'adapte très bien au différents niveaux sonores que l'on peut rencontrer. Elle couvre en fait une dynamique de 120dB. La **figure 1** montre les diverses situations possibles. Ainsi, un orchestre présente une dynamique sonore de 80dB, et les silences dans une salle de concert sont environ 30dB au dessus du plus faible niveau sonore détectable par l'oreille. Le niveau maximum atteint est donc de 110dB.

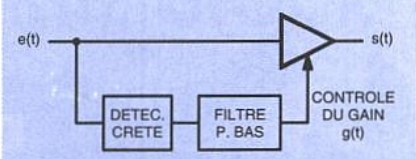


Figure 2 : compression/expression analogique.

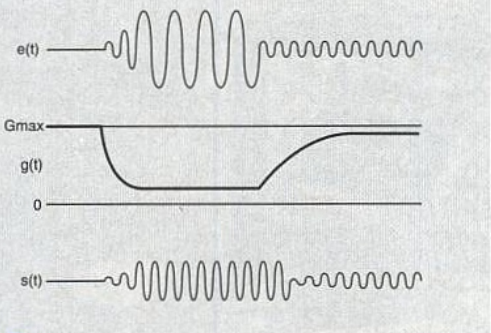


Figure 3 : compression à attaque rapide.

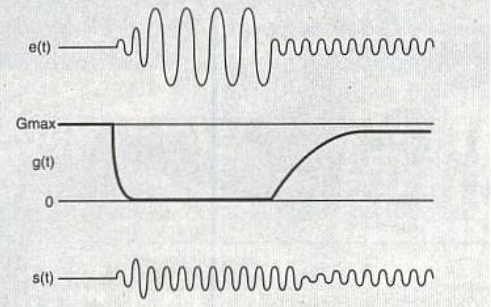


Figure 4 : compression à attaque retardée.

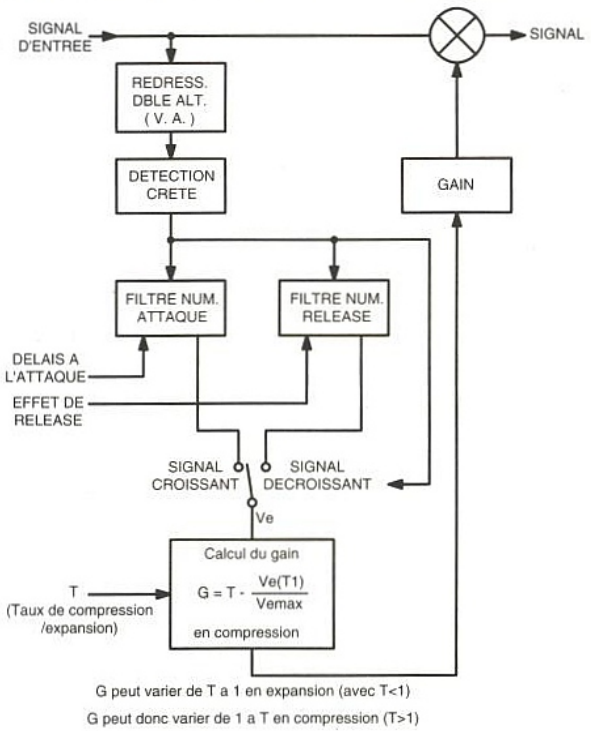


Figure 6 : compresseur/expansseur numérique

Dans l'environnement habituel d'un appartement, le bruit de fond est typiquement de 40dB. La reproduction de la dynamique de l'orchestre donnerait des niveaux forts de 120dB dans la pièce. Ce qui n'est pas supportable.
En général, les niveaux supérieurs à 100dB paraissent désagréables et plus particulièrement dans une petite pièce. Pour entendre les passages les moins forts d'un enregistrement d'orchestre, il faudra donc les amener au dessus du bruit de fond de la pièce, soit 40dB. Quant aux niveaux les plus forts, il faudra les réduire à 100dB maximum. La dynamique doit donc être de 60dB. Cette réduction de 80 à 60dB est la compression de dynamique.
Une compression plus franche est nécessaire si la musique est utilisée en musique d'ambiance. Les personnes dans la pièce doivent pouvoir parler à un niveau sonore d'environ 65dB. Les passages les plus forts des morceaux écoutés ne doivent donc pas dépasser ce niveau. Le niveau bas étant le bruit ambiant, soit 40dB. La dynamique est alors de 25dB.
Dans une voiture, où le bruit environnant peut atteindre 80dB, la compression est également très importante (20dB de dynamique).
Les enregistrements numériques et les CD donnent la possibilité de reproduire la dynamique des salles de concert. Cependant, chaque environnement d'écoute possède sa propre dynamique (voir figure 1) pour que la reproduction soit optimale. Il devient donc indispensable d'utiliser un compresseur/expanseur de dynamique. Vous avez d'ailleurs peut-être remarqué que lorsqu'on écoute des CD, il est souvent nécessaire de régler le volume d'un morceau à l'autre et même, au cours des morceaux.

Comment compresser et «expanser» :

La technique utilisée en analogique est représentée **figure 2**. Ce schéma comprend une détection crête, suivie d'un filtrage qui procure la tension de contrôle du gain de l'amplificateur.
La réaction typique du compresseur/expanseur à un signal d'entrée e(v) est représentée **figure 3**. Le gain diminue rapidement dès l'accroissement rapide de l'amplitude, c'est l'«attaque». Par contre il croît lentement lorsque le signal devient brutalement faible. C'est ce qu'on appelle l'effet de «release». Cet effet de «release» est nécessaire car si le contrôle de gain était trop rapide, toutes les variations de dynamique du signal d'entrée seraient supprimées. Pour de meilleurs résultats, l'attaque peut être retardée comme le montre la **figure 4**.
Ce traitement peut être aisément réalisé en numérique. Le détecteur crête peut, par exemple, être effectué en quelques opérations simples, basées sur la représentation binaire du signal. A 3dB près en gain, donc à 1,5dB en puissance, le signal crête est celui dont la représentation binaire présente un 1 le plus à gauche, côté poids fort (voir **figure 5**). Le redressement double alternance est tout simplement la valeur absolue du signal. Un filtre numérique permet de retarder le contrôle du gain et de limiter la bande passante du contrôle à quelques Hertz. Avec un tel

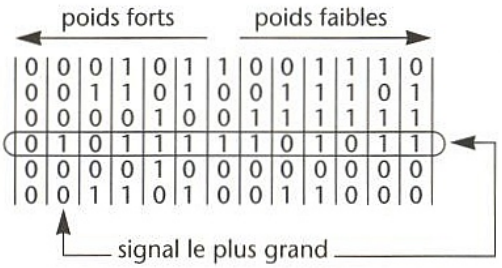


Figure 5 : détecteur crête numérique à 1,5dB en puissance

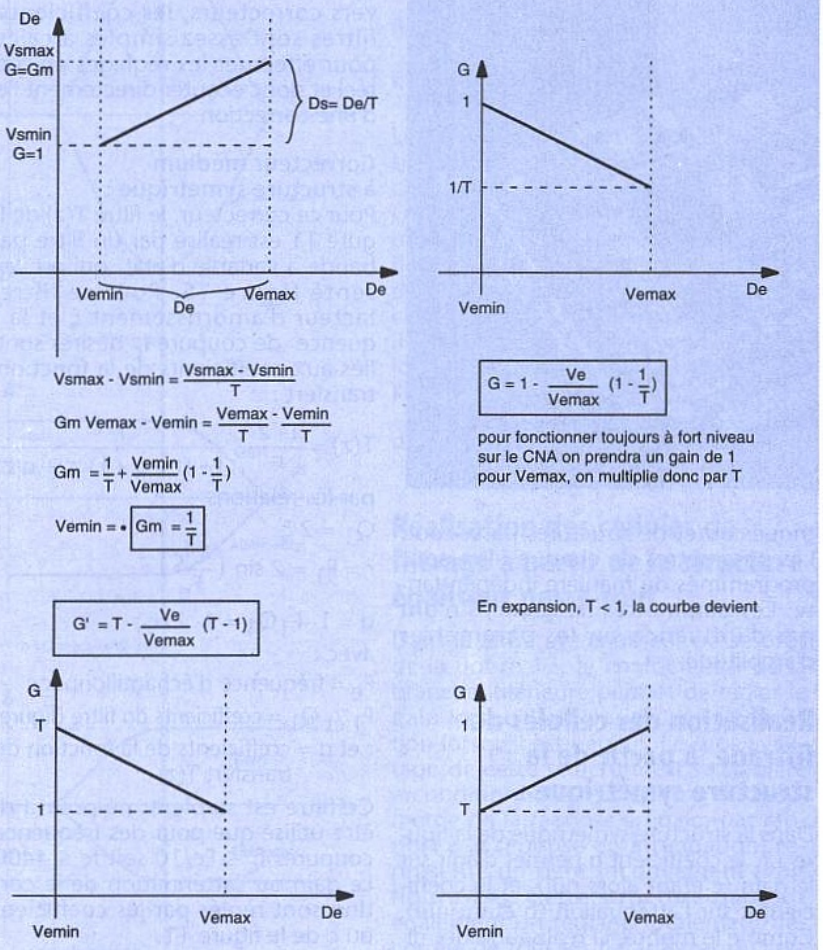
système numérique, chacun des paramètres de compression (délai d'attaque, effet de release et taux de compression ou d'expansion) peut être réglé théoriquement indépendamment des autres. La **figure 6** représente le synoptique fonctionnel d'un compresseur/expanseur numérique et l'**annexe1** donne les éléments de calcul du gain en fonction du signal crête filtré Ve du signal d'entée. Une telle réalisation sera abordée dans un des prochains numéros de la revue et commencera une série de réalisations visant à maîtriser le domaine de l'audio numérique.

EGALISATION DE LA REPONSE EN FREQUENCE

Afin d'obtenir un signal audio de bonne qualité à sa restitution, la réponse en fréquence de la chaîne de restitution doit être plate entre 20Hz et 20kHz. D'autres critères sont également nécessaires, mais nous nous limiterons, pour l'instant, aux égaliseurs graphiques et paramétriques.
Les éléments de la chaîne de restitution nécessitant le plus d'attention quant à leur qualité de reproduction sont le micro, la cellule de la platine de lecture, la tête de lecture du magnétophone, l'inévitable haut-parleur dans son enceinte acoustique, et l'élément le plus perturbant qui est la pièce dans laquelle se trouvent les enceintes. Cette dernière ramène au niveau du haut-parleur une charge acoustique telle que les performances de restitution des enceintes sont différentes de celles obtenues en chambre anéchoïde. Les résonances dues aux réflexions sur les murs de la pièce d'écoute, sont loin d'être négligeables, surtout aux basses fréquences. Ainsi, la réponse en fréquence de l'enceinte dans une salle d'écoute ordinaire peut s'écarter de 10dB de celle obtenue en chambre sourde. L'égaliseur permet de compenser ces défauts, en rendant la réponse en fréquence plus plate. Nous allons examiner deux formes d'égaliseurs : l'égaliseur graphique et l'égaliseur paramétrique.

L'égaliseur graphique :

Les égaliseurs graphiques numériques peuvent être réalisés de multiples manières. Les deux principales structures



Annexe 1.

sont : la structure série, représentée **figure 7** et la structure parallèle représentée **figure 8**. Le 3ème type d'égaliseur graphique passe du domaine temporel au domaine fréquentiel, **figure 10**. Ce passage découpe donc le signal en N bandes de fréquences - N étant le nombre de points temporels sur lequel est calculé la transformée de Fourier - . La forme du filtre est donnée par la forme de la fenêtre d'observation à travers laquelle le DSP regarde les N points qui nous permettent de calculer de spectre.

La **figure 9** montre l'effet de la fenêtre d'observation sur le signal. Cette fenêtre est communément appelée fenêtre de pondération et permet d'éviter les effets indésirables de la troncature temporelle du signal et du calcul de son spectre. A chaque séquence de N points du signal d'entrée, on associera un spectre. Le spectre est donc une fonction du temps. Une fois calculé le spectre sur N fréquences (donc N bandes), il suffit d'appliquer une correction d'amplitude (gain ou atténuation) aux fréquences qui nous intéressent et la fonction d'égalisation est réalisée. Le spectre ainsi égalisé est retransformé en signal temporel, par transformée de Fourier inverse. Le synoptique de cet égaliseur est représenté **figure 10**.

Pour les égaliseurs série et parallèle, 10 bandes d'une octave sont, en général, choisies. Elles s'étalent de 31Hz à 16kHz et la correction apportée à la fréquence centrale de chaque filtre

Figure 7 : égaliseur série.

peut varier de -12dB à +12dB par pas de 1dB. Cette répartition des filtres permet de couvrir approximativement les besoins courants de l'utilisation d'une chaîne HiFi dans une pièce. Les filtres sont fixes et calculés une fois pour toute.

Le troisième égaliseur peut donner des performances plus importantes car il peut aller jusqu'à la réalisation de 1024 bandes espacées régulièrement en fréquence de 21,5Hz. Le gain de chacune des bandes pouvant être règlé de -12dB à +12dB par pas de 1dB, par exemple. Par contre, aucun de ces égaliseurs ne peut répondre au besoin d'une sonorisation qui doit supprimer un effet **Larsen** pour pouvoir continuer à augmenter le volume sonore général. Dans ce cas, il est nécessaire de réaliser des réjecteurs très performants positionnés au Hertz près.

L'égaliseur paramétrique :

L'égaliseur paramétrique permettra à son utilisateur de sélectionner le type de filtre qu'il voudra utiliser et de programmer tous les paramètres des filtres choisis. Le nombre de filtres simultanément opérationnels dépendra de la puissance de calcul du DSP choisi pour le réaliser. En général, quatre

MuVision Caméras Vidéo

Nouveau

Qualité Professionelle

Prix de Lancement

Objectif Compris

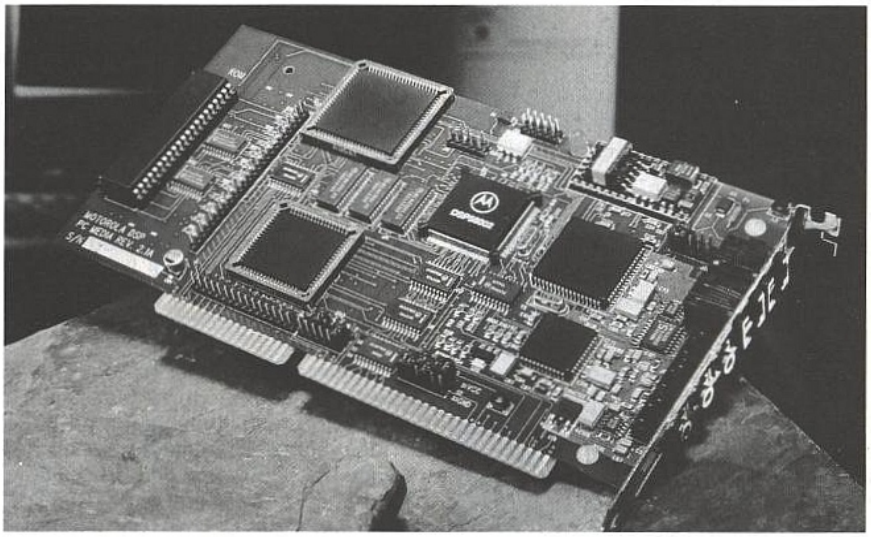
Caractéristiques communes: capteur CCD, sortie vidéo CCIR 1V/75Ohm, alimentation 12Vcc, contrôle de gain automatique, connecteur auto iris (sauf CNB664), objectif 8 ou 16 mm compris.

- **CNB660: N&B, capteur 1/2" 300000 pixels, 0.2 lux, option shutter automatique, 57x48x142mm** — *2490Fht*
- **CNB662: miniature, N&B, capteur 1/2" 300000 pixels, 0.1 lux, 35x34x69mm** — *2590Fht*
- **CNB664: miniature, N&B, capteur 1/3" 300000 pixels, 0.2 lux, obj. 3,3mm, shutter, sortie audio, 43x43x23mm** — *2390Fht*
- **CNB672/670: haute résolution, N&B, 1/2" 450000 pixels, 0.01 lux, shutter, 62x52x110mm (670) 42x32x85mm (672)** — *2950Fht*
- **CCO680: couleur PAL, capteur 1/2" 300000 pixels, 1.5 lux, shutter, balance blancs auto., 42x32x85mm** — *4290Fht*

Mu Vision c'est aussi une équipe qui développe et distribue une gamme complète de produits de vidéo sécurité et de vision industrielle : cartes d'acquisition d'images (local bus, couleur, ...), transmetteurs vidéo téléphoniques et radio, détecteurs vidéo d'intrusion, moniteurs, quads, tourelles, fixations et boîtiers de protection de caméras, matrices vidéo, ...

Documentation sur demande. Nos prix, donnés à titre indicatif, peuvent être modifiés sans préavis. DOM-TOM-étranger, consultez-nous !

MU VISION
14, Esplanade de l' Europe 34000 MONTPELLIER
Tél. : (16) 67 22 29 56 - Fax : (16) 67 15 03 16



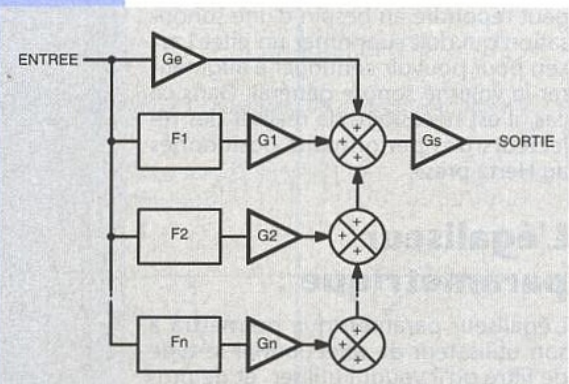


Figure 8 : égaliseur parallèle.

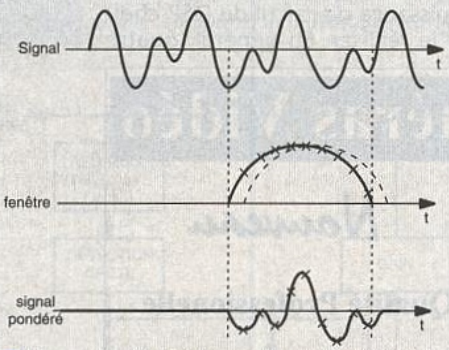


Figure 9 : effet de la fenêtre de pondération.

bandes suffisent pour effectuer une bonne correction. Les filtres disponibles seront le correcteur grave, le correcteur aigu et le correcteur médium. Chaque filtre est réalisé suivant une structure égaliseur symétrique (**figure 11**) ou une structure égaliseur passe-tout (**figure 12**). La structure symétrique donne l'avantage d'avoir une correction d'amplification et d'atténuation symétrique (**figure 13**) contrairement à la structure égaliseur passe-tout (**figure 14**).
Par contre, la structure de l'égaliseur symétrique présente de désavantage d'être instable pour les fréquences de coupure hautes, c'est à dire supérieures à 4400Hz pour le correcteur médium, et 440Hz pour le correcteur grave, pour une fréquence d'échantillonnage du système de 44100Hz (fréquence normalisée en audio numérique).
L'égaliseur global est réalisé par mise en série (voir figure 7) de cellules élémentaires, à partir de structures symétriques ou/et de structures passe-tout. Les paramètres de chaque filtre sont programmés de manière indépendante. Les paramètres fréquences n'ont pas d'influence sur les paramètres d'amplitude.

Réalisation des cellules de filtrage, à partir de la structure symétrique :

Dans la structure symétrique de la figure 11, le coefficient b permet d'agir sur le gain (c étant alors nul), et le coefficient c sur l'atténualion (b étant nul). Comme le montre la réalisation des divers correcteurs, les coefficients de filtres sont assez simples à calculer pour effectuer les règlages en temps réel et donc écouter directement l'effet d'une correction.

Correcteur médium à structure symétrique :
Pour ce correcteur, le filtre T(z) de la figure 11 est réalisé par un filtre passe-bande à variable d'état, qui est représenté **figure 15**. Pour ce filtre, le facteur d'amortissement ξ et la fréquence de coupure f_c désirés sont reliés aux coefficients de la fonction de transfert :

$$T(z) = \frac{1 - z^{-1}}{r} \cdot \frac{r^2}{1 + (r^2 - q - 1) z^{-1} + q z^{-2}}$$

par les relations

$$Q_1 = 2\xi$$

$$r = F_1 = 2 \sin\left(\frac{\pi f_c}{F_e}\right)$$

$$q = 1 - F_1 Q_1 = 1 - 2r\xi$$

avec :
F_e = fréquence d'échantillonnage
F_1 et Q_1 = cœfficients du filtre (figure 15)
r et q = cœfficients de la fonction de transfert T(z)

Ce filtre est stable et ne pourra donc être utilisé que pour des fréquence de coupures $f_c \leq Fe/10$ soit $fc \leq 4400Hz$. Le gain ou l'atténuation de la correction sont règlés par les coefficients b ou c de la figure 11.

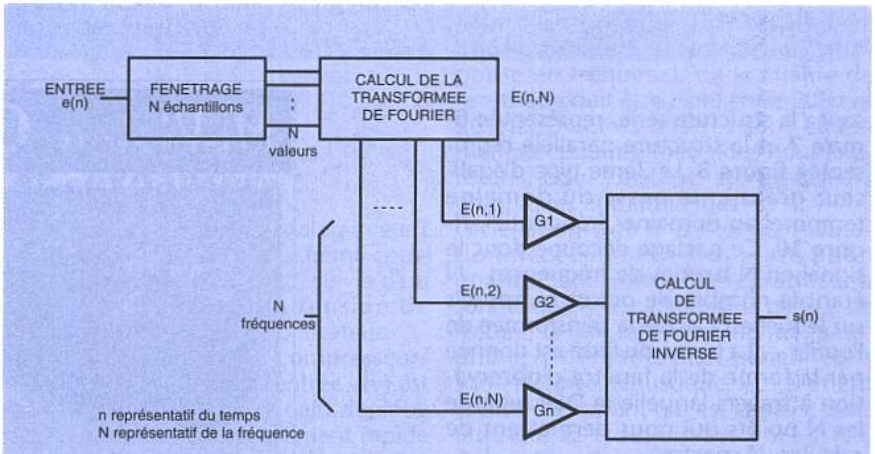


Figure 10 : égaliseur basé sur le calcul du spectre.

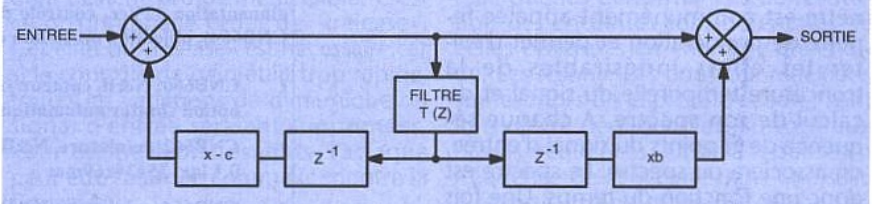


Figure 11 : étage du filtre pour égaliseur symètrique

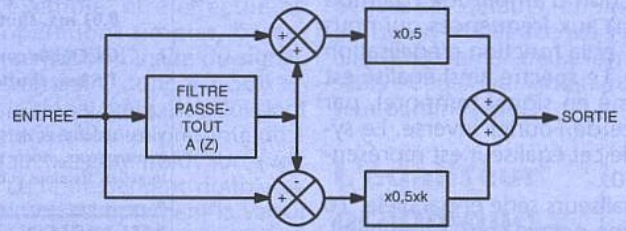
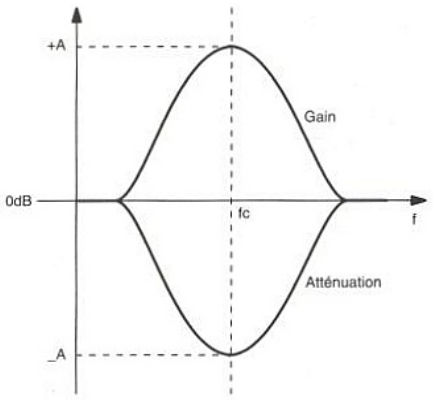
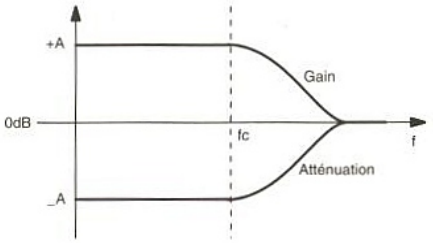


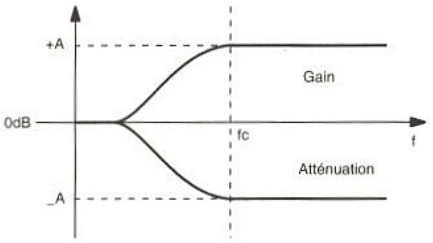
Figure 12 : étage du filtre pour égaliseur à structure passe-tout.



a) Correcteur Médium



b) Correcteur Grave



c) Correcteur Aigu

Figure 13 : réponse en fréquence de la structure symètrique.

Correction grave à structure symétrique :
Pour ce correcteur, le filtre T(z) de la figure 11 est réalisé par un filtre passe-bas à variable d'état représenté **figure 16**. Sa fonction de transfert est

$$T(z) = \frac{1 - a}{1 - a\,z^{-1}}$$

et la fréquence de coupure f_c reliée au coefficient a par les relations
f_c = fréquence coupure à -3dB

$$r = \cos\left(\frac{2\pi f_c}{F_e}\right)$$

$$a = 2 - r - \sqrt{(r - 3)(r - 1)}$$

Le gain ou l'atténuation de la correction sont réglés par les coefficients b ou c de la figure 11.
Ce filtre ne pourra être utilisé que pour les fréquences de coupures :

$$f_c \leq \frac{F_e}{100} \text{ soit } f_c \leq 440\text{Hz}$$

du fait des problèmes de stabilité.

Correcteur aigu à structure symétrique :
Pour ce correcteur, le filtre T(z) de la figure 11 est réalisé par un filtre passe-haut à variable d'état représenté **figure 17**. Sa fonction de transfert est :

$$T(z) = k\frac{1 - z^{-1}}{1 - a\,z^{-1}}$$

et la fréquence de coupure f_c est reliée aux coefficients a et k par les relations :

$$r = \cos\left(\frac{2\pi f_c}{F_e}\right)$$

$$a = \frac{1 - \sqrt{1 - r^2}}{r}$$

$$k = \frac{2}{1 - a}$$

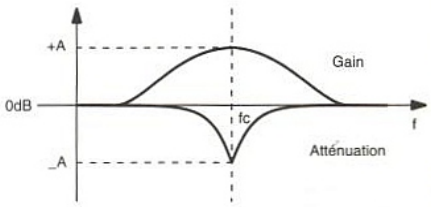
Le gain ou l'atténuation de la correction aigue sont réglés par les coefficients b ou c de la figure 11.
Le réglage des paramètres fréquence et amplitude (gain/atténuation) de ce filtre ne sont pas totalement indépendants du fait de la présence du coefficient k réglant le gain à 1 pour f = Fe/2. Il y a de graves problèmes d'instabilité lorsque le filtre est utilisé proche de Fe/4.

d'où $f_c < \frac{F_e}{4}$ soit $f_c < 10\text{kHz}$

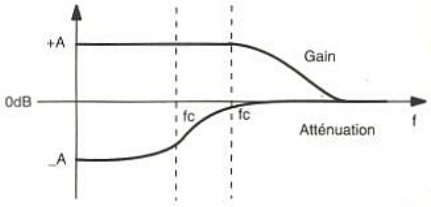
Réalisation des cellules de filtrage à partir de la structure égaliseur passe-tout.

Dans la structure égaliseur passe-tout de la figure 12, le coefficient k de la branche inférieure permet de régler le gain lorsqu'il est positif, et l'atténuation lorsqu'il est négatif. Le gros avantage de cette structure est sa stabilité inconditionnelle. Par contre, la dissymétrie de la réponse en gain, par rapport à la réponse en atténuation, représente un petit inconvénient (voir figure 14). Cette structure garantit également un réglage totalement décorrélé de tous les paramètres du correcteur désiré.

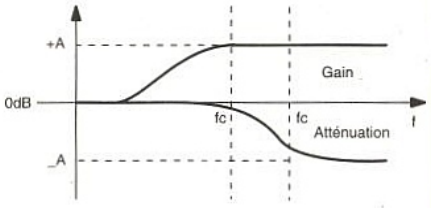
Correcteur médium de l'égaliseur passe-tout :
Pour ce correcteur, le filtre A(z) de la figure 12 est réalisé par la fonction de transfert d'un passe-tout du 2e ordre :



a) Correcteur Médium



b) Correcteur Grave



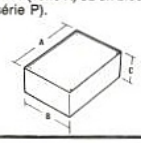
c) Correcteur Aigu

Figure 14 : réponse en fréquence de la structure égaliseur passe tout.

OPTATIVE PLASTIC

DIMENSIONS mm A	B	C
85	56	35,5
110	70	49
160	96	61
215	130	77
85	56	35,5
110	70	49

Fond en ABS avec panneau en aluminium. Glissières pour circuits imprimés. Livrables en gris foncé (série K) ou en bleu pétrole (série P).



COVER

DIMENSIONS mm A	B	C
85	56	42
110	70	54
160	96	67
215	130	83

Coffrets en ABS munis de glissières et de 4 pieds de fixation dans le couvercle pour circuits imprimés. Surfaces lisses. Coloris: gris ou noir.

COFFER

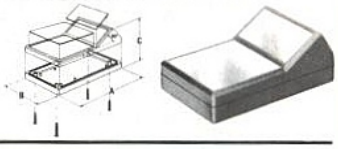
DIMENSIONS mm A	B	C
100	55	29
125	70	39
160	95	49
215	130	69
100	55	29
125	70	39
160	95	49
215	130	69

Fond et couvercle en ABS lisse. La série TP est munie d'un panneau aluminium sous un couvercle transparent. Coloris: noir ou gris.

TENCLOS PULPIT

DIMENSIONS mm A	B	C
144,5	85	49
144,5	85	55
144,5	85	73
144,5	85	55

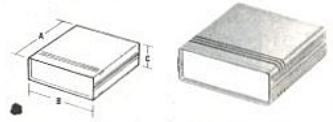
Coffrets en plastique noir ou gris, de forme pupitre, avec deux panneaux en aluminium. La série «B» possède un logement séparé pour des piles.



CAB 0 - 2

DIMENSIONS mm A	B	C
134	129	47
134	129	54
134	129	61
173	154	47
173	154	54
173	154	61

Coffrets en ABS. Panneaux en aluminium. La série «B» comporte un logement séparé pour piles. Coloris standard: noir ou gris.



NOTRE CATALOGUE GENERAL DE 78 PAGES VOUS SERA ADRESSE FRANCO SUR DEMANDE

FRANCLAIR-DIFFUSION
B.P. 42
92133 ISSY-LES-MOULINEAUX Cedex
Tel: 46 48 03 00 - Fax: 46 48 76 01

$$A(z) = \frac{k_2 + k_1 (1 + k_2) z^{-1} + z^{-2}}{1 + k_1 (1 + k_2) z^{-1} + k_2 z^{-2}}$$

avec Δf = bande passante à -3dB obtenue avec k = 0 dans le schéma de la figure 12

$$k_1 = - \cos\left(\frac{2\pi f_c}{F_e}\right)$$

$$k_2 = \frac{1 - \tan\left(\frac{2\pi \Delta f}{F_e}\right)}{1 + \tan\left(\frac{2\pi \Delta f}{F_e}\right)}$$

k = gain à f_c

L'utilisation de ce filtre est sans limitation. La dissymétrie du filtre existe par rapport à l'axe 0dB et par rapport à l'axe f_c (voir figure 14a).

Correcteur grave de l'égaliseur passe-tout :

Pour ce correcteur, le filtre A(z) de la figure 12 est filtre passe-tout du premier ordre :

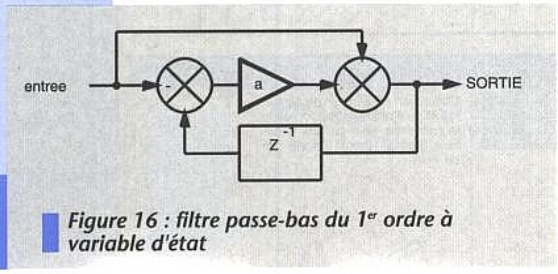


Figure 16 : filtre passe-bas du 1er ordre à variable d'état

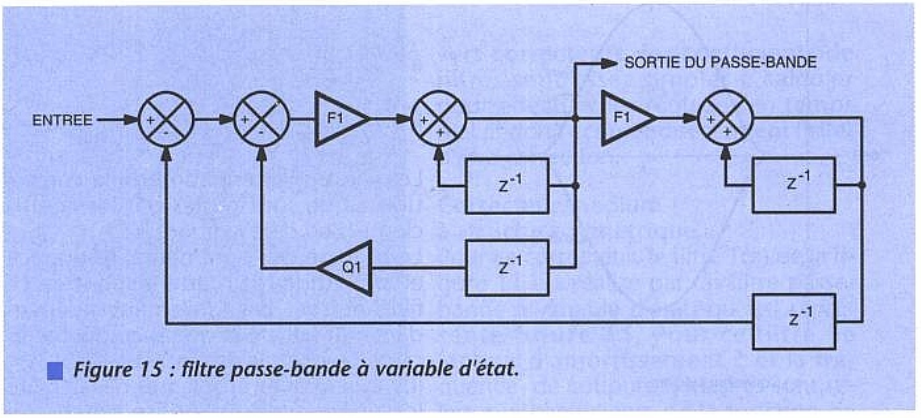


Figure 15 : filtre passe-bande à variable d'état.

$$A(z) = - \frac{z^{-1} + k_1}{1 + k_1 z^{-1}}$$

$$\text{avec } k1 = \frac{\tan\left(\frac{2\pi f_c}{F_e}\right) - 1}{\tan\left(\frac{2\pi f_c}{F_e}\right) + 1}$$

et k = gain à f_c

L'utilisation de ce filtre est sans limitation. La dissymétrie du filtre existe par rapport à l'axe 0dB (voir figure 14).

Correction aigue de l'égaliseur passe-tout :

Pour ce correcteur, le filtre A(z) de la figure 12 est un filtre passe-tout du premier ordre. Une transformation bilinéaire du type $z = - z_1$ est utilisée et conduit au résultat :

$$A(z) = - \frac{k_1 - z^{-1}}{1 - k_1 z^{-1}} \text{ ou } A(z) = \frac{z^{-1} - k_1}{k_1 z^{-1} - 1}$$

$$\text{avec } k1 = \frac{\tan\left(\frac{2\pi f_c}{F_e}\right) - 1}{\tan\left(\frac{2\pi f_c}{F_e}\right) + 1}$$

et k = gain à f_c

Ce filtre est également utilisable sans restriction et est asymétrique par rapport à l'axe 0dB (voir figure 14).

Réalisation de l'égaliseur paramétrique :

La description des cellules de filtrage des correcteurs médium, graves et aigus montre que l'égaliseur paramétrique global est réalisable en mettant ces cellules en série. Pour éviter des problèmes de limitation d'utilisation et de réalisation, il parait plus judicieux de choisir la structure égaliseur passe-tout. Les paramètres de tous les filtres mis en série seront programmables indépendamment les uns des autres. Suivant le DSP choisi pour réaliser cet égaliseur, il sera possible de faire les traitements en stéréo sur un seul DSP et peut-être, de passer à plus de 4 cellules correctrices simultanées. Un exemple de réalisation d'un tel égaliseur sera proposé dans les mois à venir. Dans la description faite ici, il n'a pas été question de phase. Le souci de l'audiophile est bien évidemment de réaliser des systèmes de correction à phase linéaire. Malheureusement, il n'est pas toujours possible de faire en sorte que ces filtres soient facilement réalisables comme c'est le cas ici, et offrir en plus une phase linéaire.
Les filtres à phase linéaire nécessitent une structure RIF (à réponse impulsionnelle finie), un grand nombre de coefficients pour obtenir une efficacité identique à celle proposée ici. Les filtres à phase linéaire demandent donc une plus grande puissance de calcul.

J. Y. BEDU.

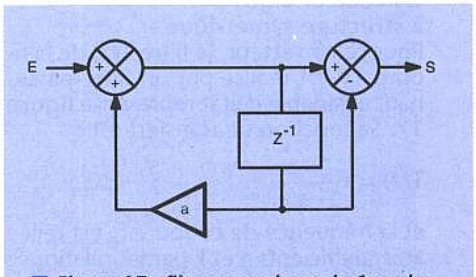


Figure 17 : filtre passe-haut du 1er ordre à variable d'état.

BSO
L'ALLIANCE DES COMPÉTENCES
Système de développement intégré pour microprocesseurs 8, 16, 32 bits
DEBUGGEZ pour moins de10 000 FHT
• Debug source
• Souris
• Multi-fenêtrage
• Sondes technologies PGA, DIP, PLCC...
CIBLES :
Z 80, 8051
68 HC 11, 68 HC 16
68 xxx, 80 x 86,
NEC Vxx, 80 C 16x
Am 29000, R 3000...
BSO propose le meilleur de la Technologie
BOSTON SYSTEMS OFFICE FRANCE
64, rue Claude CHAPPE
78370 PLAISIR - FRANCE
Tél. : 33 (1) 30 54 22 22
Fax : 33 (1) 30 54 24 02

SYNTHÈSE DES FONCTIONS SINUS SUR MICROCONTRÔLEURS

Les programmeurs en assembleur sont souvent désorientés quand il devient nécessaire d'utiliser des fonctions trigonométriques. Ils utiliseront alors souvent des langages de haut niveau, BASIC ou C disposant de ces fonctions pour éviter de les programmer eux-même. Ces langages permettent de programmer de manière efficace mais, outre l'investissement nécessaire, l'utilisation de fonctions trigonométriques impliquera alors presque nécessairement une programmation utilisant des nombres flottants, généralement coûteuse en temps de calcul et en taille mémoire.

```
; Les fonctions _sin16 et _cos16 calculent le sinus et le cosinus d'un angle
; R6:R7. Un angle de 0° est représenté par 0, 90° par 4000H, 180° par 8000H ...
; la précision sur les angles est donc de 360°/65536 = 0.0055°
; le résultat est 2^14 X sin (x) (ou cos x), la valeur +1 est codée 4000H la
; la valeur -1 est codée -4000H = C000H. L'erreur maximum sur le résultat
; est due aux troncatures est de 1 LSB soit de 1/16384 = 0.000061
_sin16:   MOV     A,R6          ; calcule le sinus a partir du cosinus
          ADD     A,#0C0H       ; sin(x) = cos(x - 90°) = cos(x + 270°)
          MOV     R6,A          ; 270° = C000H
_cos16:   MOV     A,R6          ; teste si angle négatif
          JNB     ACC.7,cos0
; angle négatif, cosinus(-x) = cosinus(x)
          CALL    _neg16        ; attention -8000H = 8000H
          JNB     ACC.7,cos0    ; cas général, différent de 180°
          MOV     R6,#0C0H      ; R6:R7 = 8000H, retourne C000H soit -1
          RET
; dans R6:R7, un angle de 0 à 7FFFH (0 à 180° exclu)
; A = R6 le MSB de l'angle
cos0:     JB      ACC.6,cosneg  ; angle >= 90°, cosinus négatif
          JNB     ACC.5,cos45   ; angle < 45° traite directement
; angle de 45 à 90 cos(x) = sin(x - 90°)
          CALL    _neg16        ; calcule -x
          MOV     A,R6          ; puis 4000H - x, en degres : 90° - x
          ADD     A,#40H
          MOV     R6,A
          AJMP    sin45         ; cos(x) = sin(90 - x)
; cosinus négatif, calcule le cosinus positif et inverse
cosneg:   JB      ACC.5,c135    ; angle > 135°
; angle de 90 à 135 cos(x) = - sin(x - 90)
          ANL     A,#1FH        ; en fait x - 2000H, en degrés : x - 90°
          MOV     R6,A
          ACALL   sin45
          AJMP    _neg16        ; et inverse le résultat
; angle de 135 à 180° cos(x) = -cos(180° - x)
c135:     CALL    _neg16
          MOV     A,R6          ; puis 8000H - x, en degrés (180° - x)
          ADD     A,#80H
          MOV     R6,A
          CALL    cos45
          AJMP    _neg16
```

Listing 1

Sur des microcontrôleurs équipés de peu de mémoire (cas des 87C75X ou même des banaux 80C51), il faudra recourir à une programmation en assembleur avec des calculs entiers.
Une solution est de recourir à l'utilisation de tables dans lesquelles sont stockées les valeurs des différents sinus. Cette solution largement utilisée quand on ne désire qu'une résolution de 8 bits, est inapplicable pour des résolutions de 16 bits ou plus.
Il faut donc recourir aux calculs des sinus en utilisant des développements en série limités (1) et (2). En ce qui concerne le sinus (ou le cosinus), ces séries convergent relativement vite et sont donc directement exploitables moyennant quelques aménagements. En effet, ceux qui désireraient programmer ces séries telles se heurteront au calcul des factorielles qui dépassent très rapidement la taille des entiers. Aussi, on améliorera le calcul en exprimant chaque terme en fonction du précédant, éliminant ainsi le délicat problème du calcul de la factorielle (3), ensuite une factorisation adéquate permettra de limiter le nombre de multiplications (4) et (5). La question suivante qui se pose est «combien de termes sont nécessaires pour mon application ?». Chaque terme ajouté dans le développement améliore la précision du résultat. Par ailleurs, la va-

$$\sin(x) = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \frac{x^9}{9!} - \dots \quad (1)$$

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} + \frac{x^6}{6!} + \frac{x^8}{8!} - \dots \quad (2)$$

$$T(n+1) = \frac{x^2 T(n)}{2n(2n+1)} \quad (3)$$

$$\sin(x) = x\left(1 - \frac{x^2}{2x3}\left(1 - \frac{x^2}{4x5}\left(1 - \frac{x^2}{6x7}\left(1 - \frac{x^2}{8x9}(1 - \dots)\right)\right)\right)\right) \quad (4)$$

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2}\left(1 - \frac{x^2}{12}\left(1 - \frac{x^2}{30}\left(1 - \frac{x^2}{56}(1 - \dots)\right)\right)\right) \quad (5)$$

Bits	90°(sin)	45°(sin)	90°(cos)	45°(cos)
8	4	2	4	4
16	5	4	6	4
24	7	5	7	5
40	9	7	9	7
64	12	10	13	10

Termes nécessaires pour les fonctions sinus/cosinus

Tableau 1

leur calculée oscille autour de la valeur exacte, ce qui veut dire que la taille du dernier terme doit être inférieure à la précision demandée. Inversement, si le nième terme de la série est inférieur à la précision désirée, alors une série de n termes correspondra à notre critère de précision (**tableau 1**).

Une autre manière d'augmenter la précision est de diminuer l'étendue dans laquelle on va calculer la fonction. En effet, les développements en série sont d'autant plus précis que l'on est proche de zéro. On voit tout de suite que grâce aux symétries des fonctions sinusoïdales il est inutile de calculer le sinus pour des angles de plus de 90° ($\pi/2$). De même, on pourra restreindre le calcul à des angles de 45° en calculant soit la série sinus, soit la série cosinus, suivant l'angle à évaluer. Si les fonctions sont calculées avec des entiers, il faudra mettre à l'échelle les valeurs des angles et les valeurs de sortie des fonctions. Les angles pourront être simplement codés en prenant 0 pour 0° ou 360°, 2000H pour 45° ... 8000H pour 180°, C000H pour 270° ou -90°. On aura donc une résolution sur les angles de 360°/65536 = 0.00549°. Pour ce qui est de la valeur retournée par la fonction, celle-ci est comprise entre - 1 et +1. Si on accepte de perdre un bit de précision, il sera commode de coder la valeur +1 avec 4000H et la valeur -1 avec C000H ; la fonction calculée ne sera donc pas sin(x) mais 16384 X sin(x). Tous ces changements d'échelle ont bien sûr une répercussion sur la valeur des coefficients (6) et (7). Si on tient compte du fait qu'on utilise une multiplication 16 X 16 avec un résultat dont on ne garde que le MSB, les nouveaux coefficients sont donnés en (8) et (9). Le code source est disponible sur le serveur ERP ainsi que le code de la multiplication 16 X 16 (_mul16).

J. L. VERN

Application pour calcul entier avec une résolution de 16 bits :

$$16384 \cdot \sin(x) = u \otimes (s_1 - v \otimes (s_2 - v \otimes s_3)) \quad (6)$$

$$16384 \cdot \cos(x) = c_0 - v \otimes (c_1 - v \otimes (c_2 - v \otimes c_3)) \quad (7)$$

$$\text{avec: } a \otimes b = \frac{a \times b}{65536},\ u = x \cdot 2,\ v = (u \times 2) \otimes (u \times 2)$$

$$s_1 = C910H,\ s_2 = 52A7H,\ s_3 = 09F1H \quad (8)$$

Les cœfficients s_1, s_2 et s_3 ont été modifiés en utilisant les polynômes de Chebyshev pour minimiser l'erreur maximum.

$$c_0 = 4000H,\ c_1 = 4EF5H,\ c_2 = 103CH,\ c_3 = 0156CH \quad (9)$$

$$c_1 = 2^{14},\ c_1 = 2^{13} \times \left(\frac{\pi^2}{2!}\right),\ c_2 = 2^{10} \times \left(\frac{\pi^4}{4!}\right),\ c_3 = 2^8 \times \left(\frac{\pi^6}{6!}\right)$$

```
; calcule l'inverse de R6:R7
; attention, -8000H = 8000H
_neg16:  CLR     A              ; calcule -x
         CLR     C
         SUBB    A,R7           ; -x = 0 - x, plus rapide que complement + 1
         MOV     R7,A
         CLR     A
         SUBB    A,R6
         MOV     R6,A
         RET
; multiplie R6:R7 par deux
_mul2:   MOV     A,R7           ; plus rapide qu'un décalage (pas de CLR C)
         ADD     A,R7
         MOV     R7,A
         MOV     A,R6
         ADDC    A,R6
         MOV     R6,A
         RET
; effectue le calcul K - (x^2 X R6:R7). K est la constante pointée par le DPTR
; pour des facilités de calcul, les constantes sont stockées LSB:MSB
; table des coefficients cosinus
C3       EQU     0156H          ; 2^8  X (PI^6/6!)
C2:      DB      3CH            ; 2^10 X (PI^4/4!)
         DB      10H
         DB      0F5H           ; 2^12 X (PI^2/2!)
         DB      4EH
         DB      00H            ; 2^14 X (1.0)
         DB      40H
; table des coefficients des sinus
S3       EQU     09F1H          ; approx. 2^10 X PI^5/5! (2.485336730)
S2:      DB      0A7H           ; approx. 2^12 X PI^3/3! (5.165694407)
         DB      52H
         DB      10H            ; approx. 2^14 X PI     (3.141576918)
         DB      0C9H
k_ax2:   MOV     A,R2           ; restaure x^2
         MOV     R4,A
         MOV     A,R3
         MOV     R5,A
         call    _mul16         ; calcule x^2 X R6:R7 (C=0 en sortie de _mul16)
         CLR     A              ; prend la constante suivante
         MOVC    A,@A+DPTR      ; commence par le LSB
         INC     DPTR
         SUBB    A,R5           ; et soustrait le résultat de la multiplication
         MOV     R7,A
         CLR     A
         MOVC    A,@A+DPTR      ; puis MSB
         INC     DPTR
         SUBB    A,R4
         MOV     R6,A
         RET                    ; sort avec R6:R7 = @DPTR - (x^2 X R6:R7)
; calcule le carré de R6:R7 (en fait le cadrage est tel que le calcul effectué
; est R6:R7 X R6:R7 / 2^14 = (R6:R7)^2 / 16384
calc_x2:
         CALL    _mul2          ; de 0 a 8000H
         MOV     A,R6
         MOV     R4,A
         MOV     A,R7           ; R4:R5 = R6:R7
         MOV     R5,A
         CALL    _mul16         ; résultat de 0 a 4000H
         MOV     A,R4
         MOV     R2,A
         MOV     A,R5           ; sauve x^2 dans R2:R3
         MOV     R3,A
         RET
; calcule le sinus d'un angle R6:R7 de 0 à 2000H
; résultat dans R6:R7 = 4000H X sin(2 X PI X R6:R7 / 10000H)
sin45:   CALL    _mul2          ; maintenant x de 0 a 4000H
         PUSH    AR6            ; sauve x
         PUSH    AR7
         ACALL   calc_x2        ; en sortie, x^2 cadre de 0 a 4000H dans R2:R3
         MOV     R6,#HIGH S3    ; dernière constante sinus
         MOV     R7,#LOW S3
         MOV     DPTR,#S2       ; pointe sur les constantes sinus
         ACALL   k_ax2          ; calcule M2 = S2 - (x^2 X S3)
         ACALL   k_ax2          ; calcule M1 = S1 - (x^2 X M2)
         POP     AR5            ; restaure x
         POP     AR4
         CALL    _mul16         ; calcule sin = x X M1
         MOV     A,R4
         MOV     R6,A
         MOV     A,R5
         MOV     R7,A
         RET                    ; résultat dans R6:R7
; calcule le cosinus d'un angle de 0 à 2000H
; résultat dans R6:R7 = 4000H X cos(2 X PI X R6:R7 / 10000H)
cos45:   CALL    _mul2          ; de 0 a 4000H
         CALL    calc_x2
         MOV     R6,#HIGH C3
         MOV     R7,#LOW C3
         MOV     DPTR,#C2       ; pointeur sur les constantes cosinus
         ACALL   k_ax2          ; calcule M2 = C2 - (x^2 X C3)
         ACALL   k_ax2          ; calcule M1 = C1 - (x^2 X M2)
         AJMP    k_ax2          ; calcule cos = C0 - (x^2 X M1)
```

Listing 2

LE SYSTÈME MODULAIRE TECHNO CMS DE PRIMELEC

L'utilisation de composants pour montage en surface - CMS - ou SMD en anglo-saxon, a connu une très forte croissance au cours de ces dernières années et supplante peu à peu les autres technologies de câblage sur circuits imprimés dans l'industrie électronique.

Les raisons premières en sont simples :
- La miniaturisation obtenue, à densité de composants égale, permet de diminuer les coûts de fabrication et d'obtenir de meilleures performances mécaniques (diminution du poids, meilleure tenue aux vibrations)
- Les performances électriques sont améliorées grâce aux liaisons plus courtes, et les composants peuvent être reportés sur les deux faces.
- Les machines de report CMS autorisent des cadences plus élevées avec une programmation aisée grâce à la généralisation des outils de CAO.

Si cette tendance ne fera que s'accélérer dans les années à venir dans le domaine industriel, qu'en est-il des interventions manuelles, des petites séries, du prototypage et de l'enseignement ? On constate dans ces domaines l'émergence d'un outillage spécialisé allant des outils de pose et de brasage purement manuels sans assitance électromécanique jusqu'aux petits systèmes de pose et de brasage assistés, catégorie dans laquelle entrent les différents éléments constitutifs de l'ensemble Techno CMS proposé par PRIMELEC. Cette société devenue département de JELT-CM depuis son entrée au sein du groupe FTM est spécialisée depuis des années dans la technologie du circuit imprimé et a équipé de nombreux laboratoires de l'enseignement technologique, tant en France qu'à l'étranger, ainsi que des PMI, PME. PRIMELEC , partenaire de longue date des institutions de formation, fait d'ailleurs partie des associations France DIDAC et World DIDAC.

Aux machines à graver, à étamer, aux châssis d'insolation et aux produits corrélés de la société viennent désormais s'ajouter les matériels de réalisation et de retouche des cartes CMS de la gamme Techno CMS.

Le four HA-02 en mode convection, l'écran affiche le gabarit sélectionné et le suivi en temps réel de l'évolution de la température dans l'enceinte.

Quelques rappels.

Il existe, pour des cartes entièrement réalisées en CMS, deux grandes filières de brasage, et trois en comptant les cartes mixtes :
- La refusion par infra-rouges
- La refusion en phase vapeur
- La vague

• La refusion en phase vapeur est réservée aux séries déjà importantes et permet un contrôle très fin des cycles thermiques et surtout une grande homogénéîté de la température dans l'enceinte.

• La vague nécessite un retournement de la carte CMS et, par conséquent, un collage préalable des composants ; de plus, elle n'est pas adaptée aux petites quantités et induit des stress thermiques difficilement maitrisables.

• La refusion par infra-rouges, si elle est bien contrôlée , s'adapte très bien aux prototypages et aux petites séries. On peut par ailleurs, pour des prototypes ou de la retouche, utiliser les fers à convection.

C'est donc ces deux derniers systèmes de brasage qui sont proposés par PRIMELEC.

Concernant la préhension et le placement des composants, on fait appel à des pipettes à dépression commandées par pompe à vide primaire, les CMS se manipulant difficilement avec des pinces et encore plus avec les doigts ! Pour une plus grande précision du placement sur la carte, il est nécessaire d'une part que cette dernière soit parfaitement stabilisée et, d'autre part, de disposer d'un bras orientable dans les trois axes, de grande précision. Enfin, il faut disposer d'accessoires de rangement et de stockage pour un repérage et un conditionnement optimaux des composants. L'ensemble PRIMELEC, dont nous allons détailler maintenant les différents éléments constitutifs, répond à ces différents critères.

Le système modulaire Techno CMS

Le système Techno CMS se compose :

- d'une table support de cartes - CMS 100 ou CMS 100TF.

Cette dernière permet la fixation d'une ou plusieurs cartes à l'aide de barrettes mobiles aimantées. Elle peut accueillir latéralement deux tiroirs de rangement en provenance de l'unité de stockage ST350. Ces tiroirs, contenant jusqu'à 35 godets antistatiques chacun, reçoivent les composant CMS en vrac par référence, de façon à pouvoir piocher en fonction des besoins avec la pipette de placement. Une plaque d'adaptation peut solidariser à la table des distributeurs de composants, en bandes ou rails, (optionnelle sur la CMS 100, elle est livrée en standard avec la CMS 100 TF). Le format utile de travail atteint 250 X 300mm, ce qui permet d'opérer sur des tailles de cartes déjà confortables. Enfin, un chariot repose-coude, adaptable et mobile, améliore encore le confort d'utilisation lors des opérations de placement de composants, de crême à braser ou de colle, à l'aide du bras manipulateur.

- de deux unités de placement, au choix CMS 50 ou CMS 200.

• Le CMS 50 est une pompe à vide alliée à une pipette de placement et à un interrupteur de vide manuel. C'est donc le système de base le plus simple.

• Le CMS 200, plus performant, comporte une valve de régulation, permettant de réguler la dépression selon le composant. Il est aussi doté d'une automatisation de l'aspiration qui s'établit au contact du composant et s'interrompt lorsque ce dernier est positionné.

- du doseur CMS 300.

Ce dernier permet le dépôt des crêmes à braser ou de la colle, via une seringue actionnée par pneumatique. La commande s'effectue au moyen d'une pédale. Comme pour l'unité de placement CMS 200, il dispose d'une valve de régulation du vide.

En manuel, la quantité de dépôt dépend du temps de pression sur la pédale, alors qu'en automatique un temporisateur numérique, que l'on prépositionne selon les travaux, assure une dépose exacte et constante de produit (idéal pour les séries). Le doseur CMS 300, tout comme l'unité de placement CMS 200, s'adapte au bras manipulateur CMS 1000.

- du bras manipulateur CMS 1000.

Ce bras, d'une douceur de fonctionnement et d'une précision remarquables, significatives d'une mécanique de très haute qualité, assure , conjointement à l'unité de placement CMS 200 et au doseur CMS 300, la mise en place des composants sur la carte ou le dépôt de crême à braser ou de colle. Il est d'ailleurs livré en standard avec le CMS 200. L'aspiration et la dépose sont automatiques, par contact, avec la pipette à vide. La tête du bras peut recevoir simultanément seringue et pipette. Un témoin lumineux signale la dépression et donc la préhension du composant. Sur la pipette un dispositif permet la rotation du composant pour un placement optimal.

- du four à chaleur tournante HA02.

Ce four contrôlé par microprocesseur et interfaçable à un micro-ordinateur PC. AT assure le durcissement des colles ou la refusion des dépôts de brasure pour le soudage des composants. La montée en température s'effectue par convection pendant le cycle de dégazage, évacuation des gaz issus des flux ou des colles, puis lorsque le cycle de refusion est atteint, la température est augmentée par la mise en route de trois tubes à quartz de 250W. L'ensemble est asservi par deux sondes thermiques : une prenant la température de l'enceinte, où les gradients thermiques sont faibles du fait du brassage (chaleur thermique) et d'une autre, disposée sur une carte de façon à prendre la température du substrat. Les indications fournies par ces capteurs sont traitées par le microprocesseur pour asservir l'ensemble selon un gabarit, ou cycle thermique que l'on peut sélectionner à partir du programme (livré avec le four) tournant sur le micro-ordinateur. On peut dès lors, afficher le gabarit retenu et suivre en direct selon une seconde courbe l'évolution réelle de la température au niveau de la carte. En option, un dispositif permet de travailler sous atmosphère inerte (azote) dans le cas où la contamination (principalement l'oxydation) des brasures n'est pas souhaitable. La

Le four en cycle de refusion. Les trois tubes à quartz 250W sont en action.

température de préchauffage peut varier de 60 à 260° et celle de refusion de 90 à 290°, ce qui couvre tous les cas de figures usuels.

- Enfin, PRIMELEC propose des ensembles de brasage manuel à air chaud avec un vaste choix de buses convenant à tous les types de composants actuels, surtout aux multiples boîtiers de circuits intégrés que l'on trouve aujourd'hui, et un choix tout aussi conséquent d'accessoires : seringues, agents de nettoyage, vernis, flux, etc.

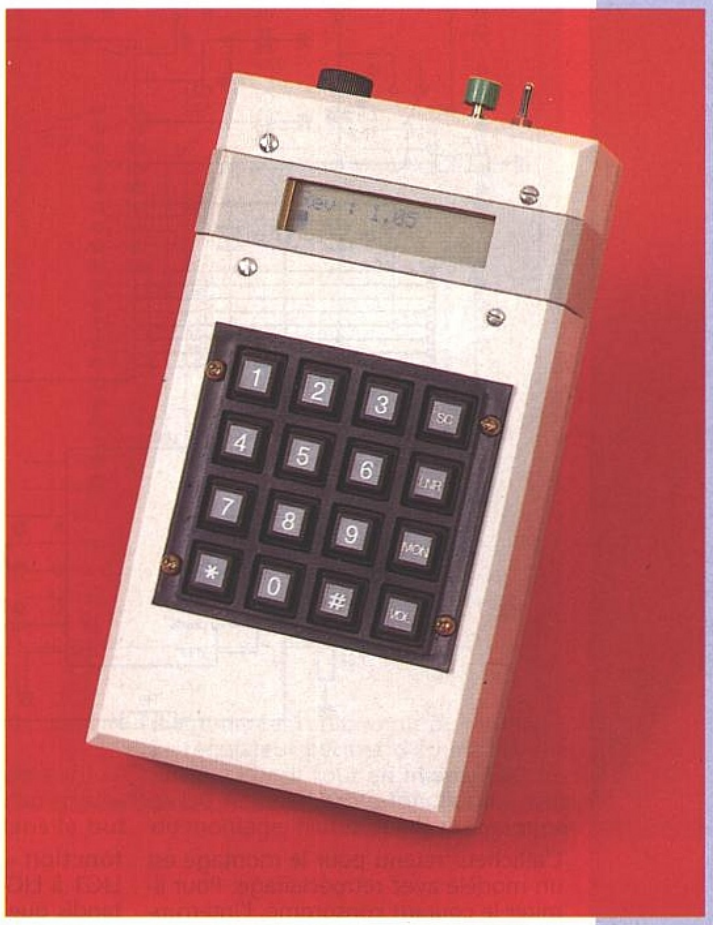
Outre l'homogénéité et la qualité de l'offre PRIMELEC avec ce système Techno CMS, il faut insister sur la modularité qui permettra de commencer à travailler avec certains éléments, ceux de première nécessité, puis d'acquérir pour améliorer le confort et la productivité, petit à petit, les autres éléments afin d'obtenir un système complet et performant qui conviendra à l'enseignement, aux petites séries, à la conception, voire au dépannage des cartes CMS.

Pour ceux qui voudraient exploiter le Techno CMS pour de petites séries, signalons que PRIMELEC propose aussi une petite machine manuelle à sérigraphier pour la dépose de la crême à braser sur plusieurs cartes à la fois. **C. D.**

Primelec
112, bd de Verdun
92402 Courbevoie Cedex
Tél. : (1) 47.88.36.73

Un ensemble de placement et de conditionnement de haute précision livré tel qu'il apparait sur cette photo sous la référence CMS 3000.

TERMINAL PORTABLE À 87C52

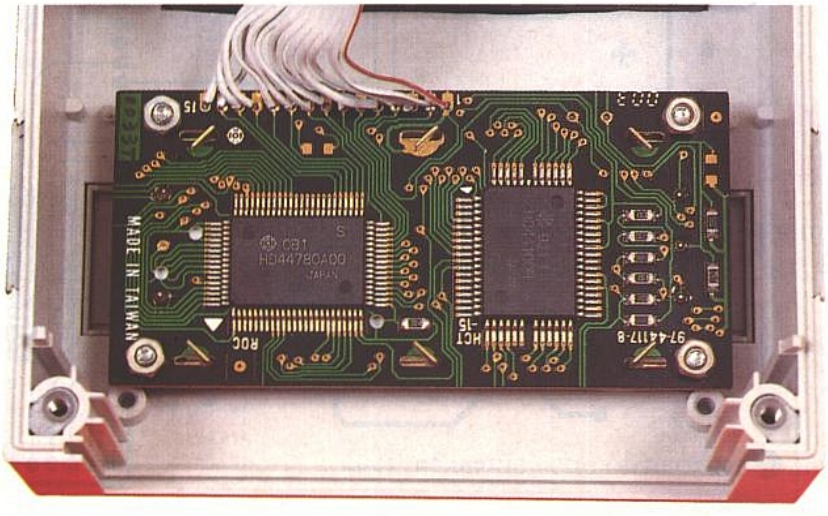


Pour réaliser un contrôle de processus à distance on fait souvent appel a un terminal connecté par une liaison série à un ordinateur central. Le terminal que nous vous proposons de réaliser dispose d'un petit afficheur LCD de 2 lignes de 16 caractères et d'un clavier de 16 touches. Certes les possibilités de ce terminal sont limitées, mais pour des applications mobiles cet appareil peut se révéler très utile. Certaines applications sont prévues pour utiliser un terminal en poste fixe, ce qui ne pose pas de problème particulier. Mais si on envisage une application avec plusieurs points d'accès via un terminal, cela se complique un peu. Par exemple on voit mal un agent de sécurité se promener avec un terminal de type VT100 sous le bras pendant qu'il effectue sa ronde. Un terminal portable a donc une utilité certaine.

On trouve dans le commerce de petits terminaux portables relativement complets mais à des prix prohibitifs pour les particuliers. Le terminal que nous vous proposons dispose d'un clavier et d'un afficheur modestes, mais il reste d'un coût raisonnable. Pour exploiter correctement ce type de terminal portable, il vous faudra restreindre les messages à lui envoyer pour rester sur deux lignes de 16 caractères, mais ce n'est pas aussi contraignant que cela. Il faudra aussi prévoir que les réponses issues du terminal portable ne peuvent se composer que de 16 caractères différents. Mais là aussi le problème n'est pas très difficile à contourner.

Schéma

Le schéma **figure 1** est relativement simple grâce à l'utilisation du microcontroleur 87C52 qui intègre en son sein tous les éléments nécessaires pour notre application. L'afficheur LCD intègre, lui aussi, la logique de contrôle nécessaire de sorte que la connexion au microcontrôleur se réduit à sa plus simple expression. Les résistances du bloc R1 permettent un rappel à VCC puisque le port P0 du microcontrôleur possède des sorties à «drain ouvert».



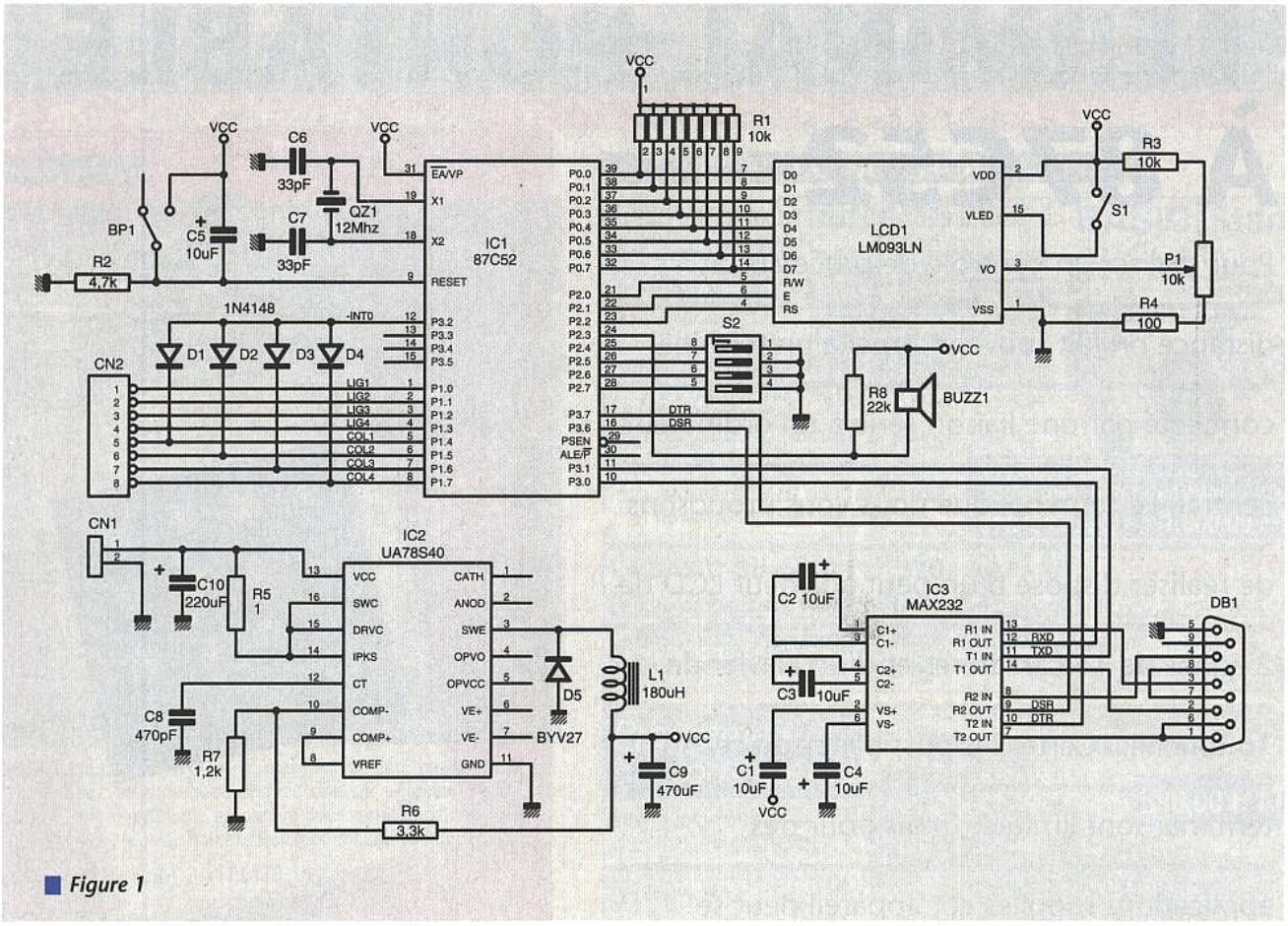


Figure 1

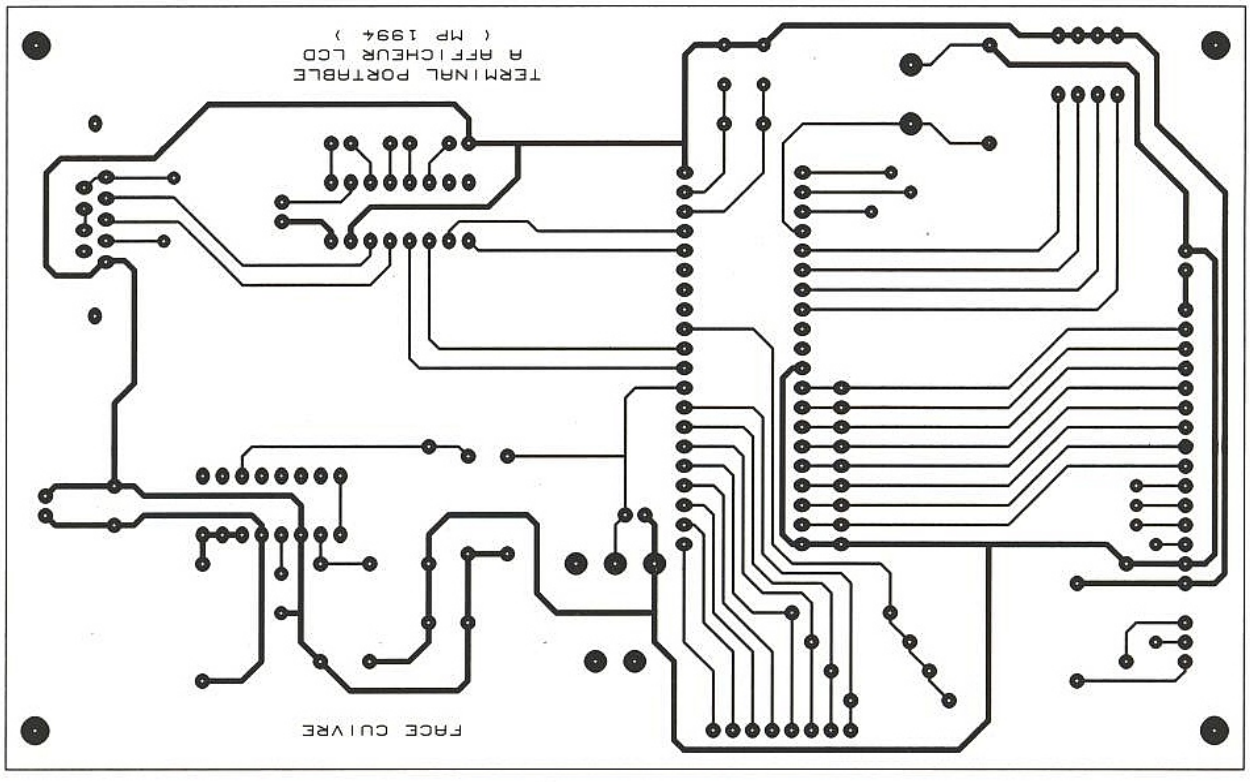
L'afficheur retenu pour le montage est un modèle avec retroéclairage. Pour limiter le courant consommé, l'interrupteur S1 permet d'interrompre l'éclairage. Le potentiomètre P1 est affecté au contraste de l'afficheur.

Le clavier est contrôlé par le port P1 du microcontrôleur. Pour pouvoir gérer le clavier par interruption, les signaux des colonnes sont redirigées vers la broche INT0 via des diodes pour former une fonction «ET». Au repos les signaux LIG1 à LIG4 seront mis au niveau bas, tandis que les lignes COL1 a COL4 seront placées au niveau haut (drain ouvert).

Dès qu'une touche est appuyée au moins un des signaux COL1 à COL4 passe au niveau bas, entraînant avec lui la ligne INT0. Le programme du microcontroleur se chargera ensuite de modifier l'état des signaux LIG1 a LIG4 pour déterminer la position de la touche appuyée.

Les signaux du port série passent par un circuit charger d'adapter les niveaux. Nous avons fait appel à un classique MAX232 (IC3). Ce circuit intègre des convertisseurs DC-DC qui lui permettent d'élever les tensions de sortie à + ou - 9V. Les condensateurs C1 à C4 permettent aux convertisseurs de fonctionner.

Figure 2



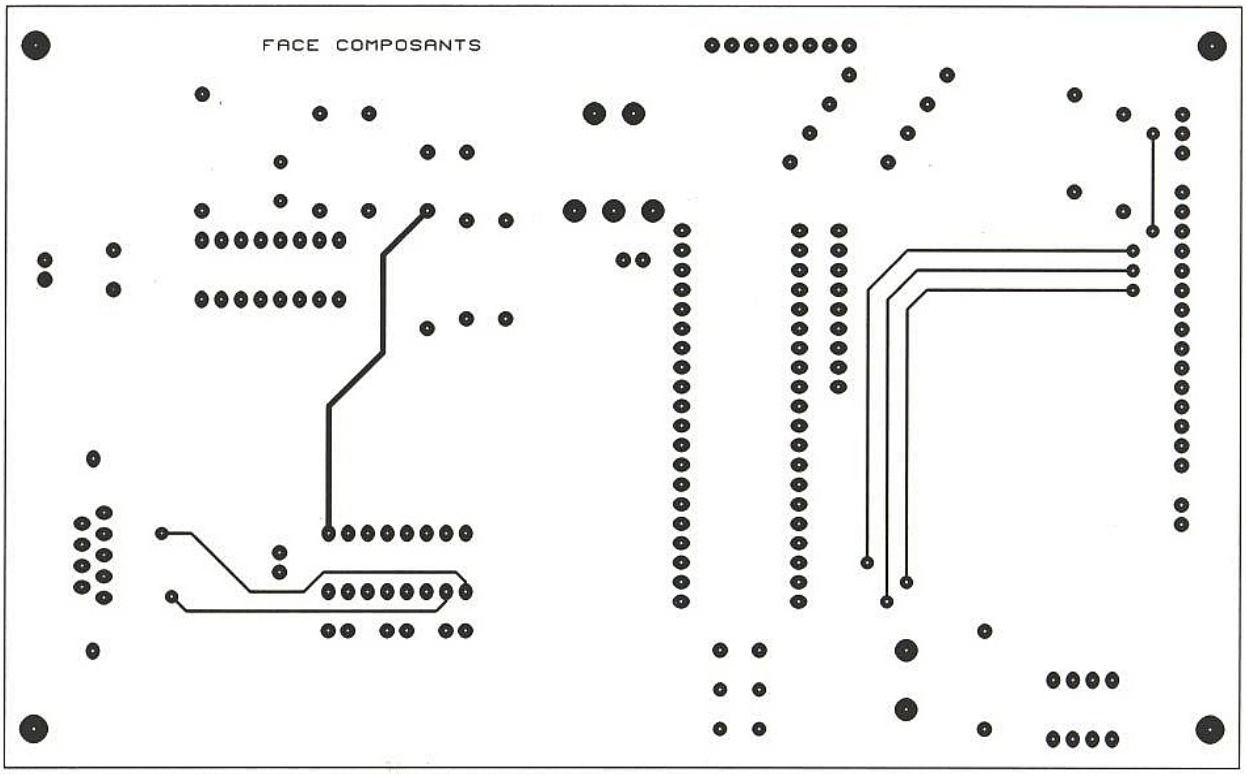


Figure 3 : le côté composants que l'on pourrait remplacer par des fils.

Pour autoriser un contrôle du flux des données, les lignes DTR et DSR sont aussi connectées au montage. Avec le connecteur 9 points retenu pour le montage, il suffit de réaliser un câble direct pour se connecter à un port série de type PC/AT.

L'alimentation de l'ensemble est articulée autour de IC2. Il s'agit d'un régulateur à découpage, ceci dans le but d'augmenter l'autonomie du montage. Le régulateur permet d'épuiser la pile jusqu'au bout tout en maintenant les 5VDC nécessaires au fonctionnement du montage. Notez que le programme

Votre

CADEAU :
2 logiciels

Recevez chaque mois toutes les informations indispensables pour suivre l'évolution de tous les aspects de l'électronique.

- Profitez de notre offre spéciale d'abonnement recevez

12 n° d'Electronique Radio Plans

+

2 logiciels exclusifs en cadeau :

- TELENEWS : protocole de téléchargement pour dialoguer avec notre serveur 3615 ERP - Version DOS et Windows.
- Emul 2 : émulateur minitel sur PC pour optimiser l'exploitation minitel.

Profitez de cette offre exceptionnelle

ABONNEZ-VOUS !

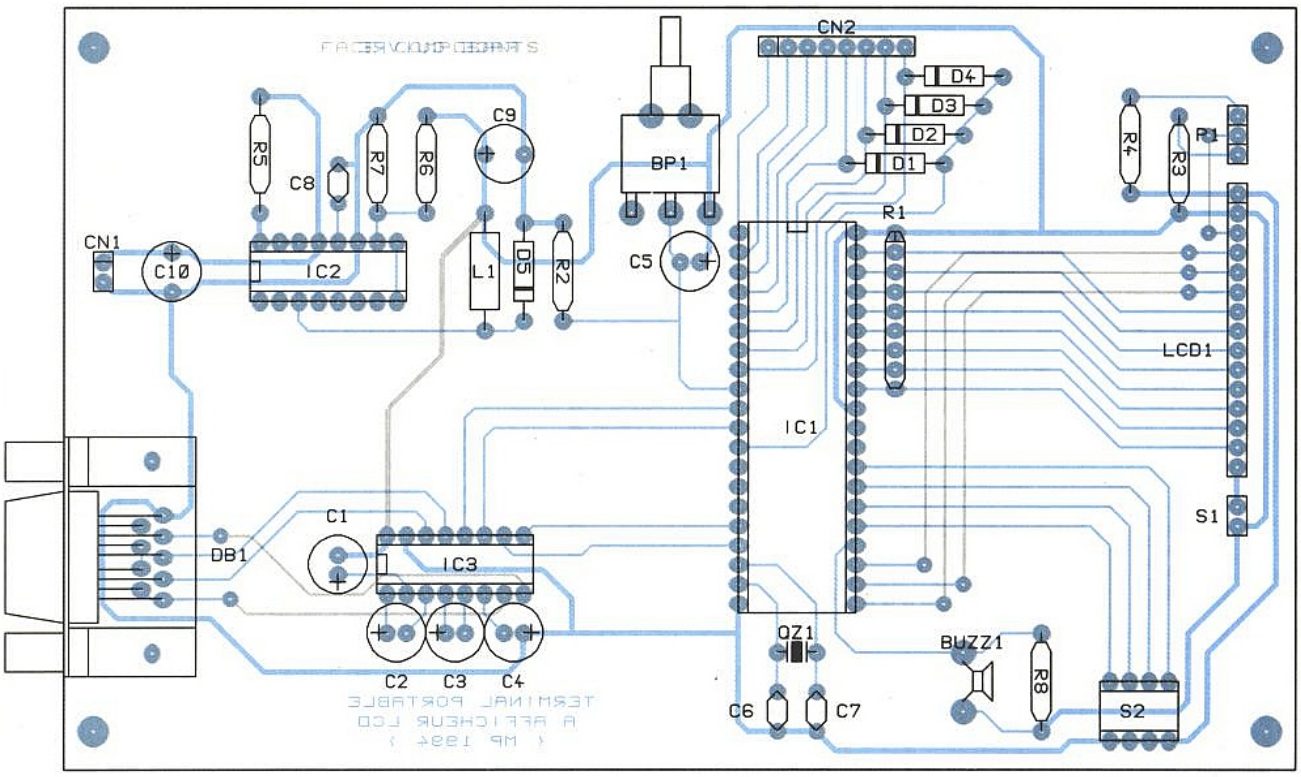


Figure 4

du microcontrôleur a été écrit pour passer en mode «IDLE» pendant les temps morts, de sorte que la consommation de l'ensemble chute de 10mA. A titre indicatif le montage consomme moins de 30mA sans le retroéclairage, et moins de 90mA avec le retroéclairage.
La commande du buzzer et le circuit de remise à zéro n'appellent vraiment aucun commentaire tellement le circuit est simple. Pour l'oscillateur interne, il en va de même. Il suffit de connecter le quartz et les condensateurs associés et tout fonctionne sans aucune difficulté.

TITRE D'ABONNEMENT PRIVILEGIE

OUI, je désire profiter de votre offre spéciale : m'abonner à Electronique Radio Plans pour 1 an, 12 numéros et en plus recevoir en cadeau la disquette des logiciels Telenews et Emul 2, pour 259 F (étranger 364 F) seulement :

☐ Je joins mon règlement à l'ordre d'Electronique Radio Plans, par :
☐ Chèque bancaire ou postal
☐ Carte bleue n° ⊔⊔⊔⊔ ⊔⊔⊔⊔ ⊔⊔⊔⊔ ⊔⊔⊔⊔
date d'expiration : ⊔⊔⊔⊔
Signature :

La disquette 3"1/2 comportant les logiciels Telenews et Emul 2 me sera adressée après réception de mon règlement :
Nom : ..... Prénom : .....
Adresse : .....
.....

☐ professionnelle ☐ personnelle
Entreprise : .....
Code postal : .....Ville : .....
☐ Je souhaite recevoir une facture.

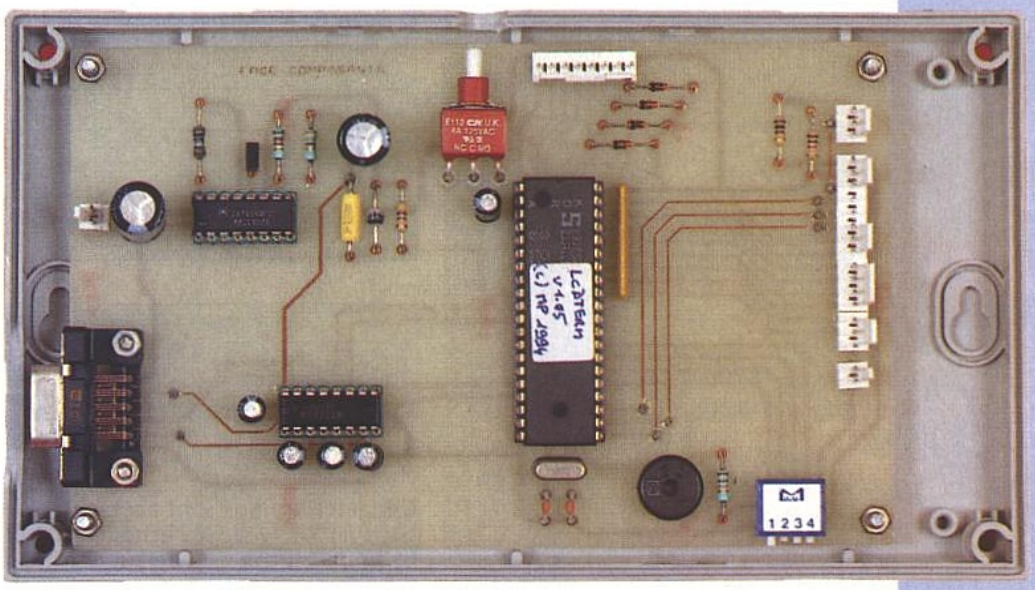
ERP 558 Bulletin à retourner à : ▶

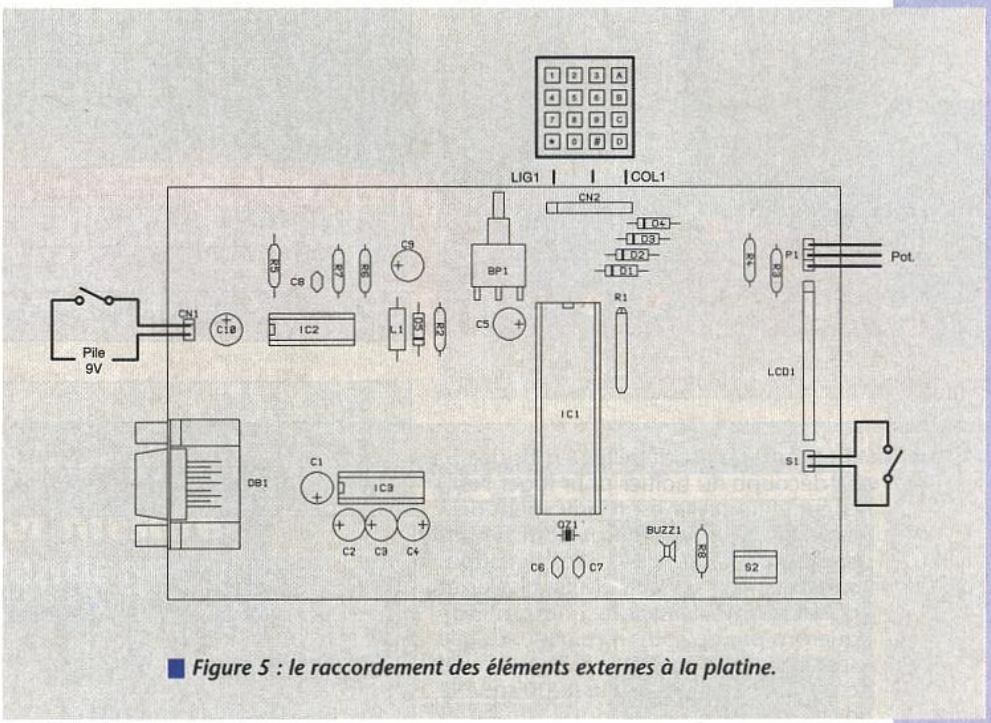
Votre
CADEAU :
2 logiciels

Electronique Radio Plans Service abonnements
2 à 12, rue de Bellevue,
75940 Paris Cedex 19

```
:02000000012CD1
:020003002105D5
:01000B0032C2
:0100130032BA
:01001B0032B2
:02002300217E3C
:10002B003275878075817F75336475361475370028
:10003B00C201C205C207C208C209C20AA2A6B39274
:10004B0006759850E5A0C45403F890033E93F5CB86
:10005B00900336E893F5CA75C834D2ACD2BCC2B79C
:10006B0075A0F8850F80D2A1C2A17F3331C175A0D5
:10007B00F8853F80D2A1C2A17F3331C1740F31EA21
:10008B00743F31EA740131EA753200C200740731F2
:10009B00EAD29990044631D790047B31D790047003
:1000AB0031CC30A704740A5128740D5128319E317C
:1000BB009E319E75330A7590F0D2A8D28890034674
:1000CB00D2AF30010DE534C20151282005F4C2B77F
:1000DB0001CD300220E5353004FDF599C20430071F
:1000EB0004E5355128300909C036753603319ED0E9
:1000FB0036C20201CD75878101CDC0E0C0D0D2D40C
:10010B00C2D37FC831C1E590F53575900FE59025C9
:10011B003593B4441620061375350 0B20520050738
:10012B0020010DC2B78009D2B78005200202F53538
:10013B007590F0209602D208209502D20A30B2F3C5
:10014B007F6431C130080AE535B44112B207753509
:10015B0000300A0AE535B44105B209753500C2898C
:10016B00E4B53504C2028002D202C208C20AD0D062
:10017B00D0E032209805D204C29932D2B7C0E0C089
:10018B00D0D2D3E599C298200104F534D201D0D056
:10019B00D0E03285363175300AC2A37F1931C1D216
:1001AB00A37F1931C1D530F1D531EB7530647F3276
:1001BB0031C1D530F9220000000000000000DFF64D
:1001CB0022E493B4000122A3512821CCE493B40080
:1001DB000122A331E221D73099FDC299F5992275FD
:1001EB00A0F8F580D2A1C2A1AF3331C1227580FF37
:1001FB0075A0F9D2A1E580C2A1AF3331C12275A0A0
:10020B00FCF580D2A1C2A1AF3331C1227580FF753D
:10021B00A0FDD2A1E580C2A1AF3331C122B4081A2F
:10022B00753700E532B4000122B44006740FC200EA
:10023B00800114F532248031EA22B40D1875370091
:10024B00200005753200800375324053224803181
:10025B00EA30A70722B40A3175370020000DD2000F
:10026B00E5322440F532248031EA22788079C07A55
:10027B00107125791074C031EA74205109D9FCE54D
:10028B0032248031EA75370022B40706319E753768
:10029B000022B41B09E537B4004075370122C0E0DA
:1002AB00E537B400028031B40109D0E0B45B2B75A3
:1002BB00370222B40209D0E0B4321F75370322B4DF
:1002CB000316D0E0B44A13740131EA7F6431C1756F
:1002DB003200C20075370022D0E051097537000596
:1002EB0032E532B4100A74C031EA753240D20022C2
:1002FB00B45009710875324F74CF31EA2279817885
:10030B00807A0F712579C07A01712578C07A0F71C7
:10031B002574CF31EA7420510922E931EA5117FBD8
:10032B00E831EAEB51090809DAF022ECD8B163C7DE
:10033B008E1D09FFFFFFFFFEFDFBF6000000000016
:10034B0000000000000000000000000000000000A2
:10035B0000000000000000000000000000000000092
:10036B0000000000000000000000000000000000082
:10037B0000000000000000000000000000000000072
:10038B0000000000000000000000000000000000062
:10039B0000000000000000000000000000000000052
:1003AB0000000000000000000000000000000000042
:1003BB0000004100000042004344000000000000028
:1003CB0000000000000000000000000000000000022
:1003DB0000000000000000000000000000000000012
:1003EB0000000000000000000000000000000000002
:1003FB0000003300000036003923000000000002D
:10040B0000000000000000000000000000000000E1
:10041B0000003200000035003830000000000000002
:10042B0000003100000034003 72A0000000000FB
:10043B0000000000000000000000000D0A5465726F
:10044B006D696E616C20506F727461626C652028EF
:10045B004329204D6F72696E2050617363616C206C
:10046B00313939342052657620 3A20312E3035001F
:03047B000D0A0067
:00000001FF
```

■ *Figure 6 : Dump du µC.*





■ *Figure 5 : le raccordement des éléments externes à la platine.*

Connectique PC/AT	Connectique PC/XT	Fonction
1	8	DCD
2	3	RXD
3	2	TXD
4	20	DTR
5	7	Masse
6	6	DSR
7	4	RTS
8	5	CTS
9	22	RI

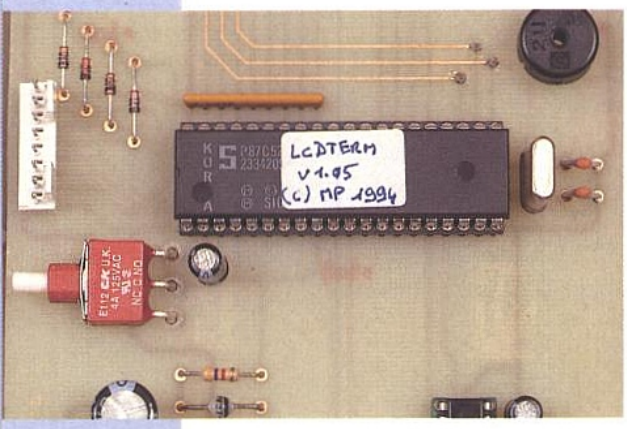
■ *Figure 7 : brochage des connecteurs RS 232.*

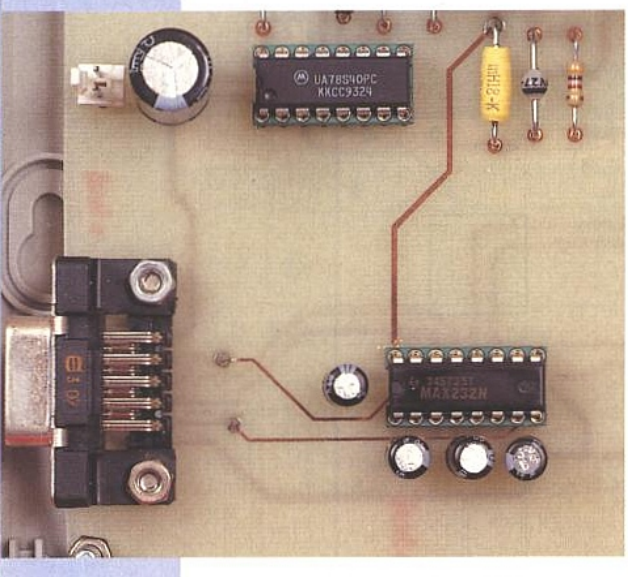
RÉALISATION

Les deux faces du circuit imprimé à reproduire sont visibles en **figures 2 et 3**. Vous noterez que les connexions coté composants sont peu nombreuses. Aussi vous pouvez décider de réaliser un circuit simple face et de compléter les connexion de la face composants par des straps.

La vue d'implantation est reproduite en **figure 4**. Veillez bien au sens des composants. Respectez particulièrement l'implantation des condensateurs C1 à C4, car ils ne sont pas tous dans le même sens.

La connexion des différents éléments





du montage est détaillée en **figure 5**. La découpe du boîtier pour loger l'afficheur et le clavier est relativement délicate. Prenez votre temps pour ne pas endommager le boîtier. Les découpes sont fonction du modèle de clavier et d'afficheur retenus, aussi nous n'indiquerons pas de cotes d'usinage. La pile sera immobilisée dans le boîtier à l'aide d'un petit bout de mousse puisque le boîtier choisi est dépourvu de logement pour pile.

Le programme source du microcontrôleur ne pouvant être publié dans ces pages nous vous livrons le code hexadécimal qui doit s'implanter dans l'EPROM du 87C52 (**figure 6**). Vous pourrez vous procurer le fichier correspondant ainsi que le fichier source du programme en adressant à la rédaction une disquette formatée et une enveloppe affranchie pour le retour. Si vous n'êtes pas équipé pour programmer les microcontrôleurs de la série INTEL vous ne devriez pas avoir trop de mal à trouver un détaillant qui vous rendra ce service.

Utilisation du terminal

La connexion du terminal ne pose aucun problème. Un câble direct suffit pour se connecter à un port série de type PC/AT. La correspondance pour une connectique de type PC/XT est rappelée en **figure 7**.

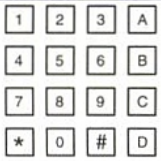
Le terminal sait traiter les séquences de caractères rappelées **figure 8**.

Figure 8 : le terminal sait traiter les séquences de caractères suivants :

BACKSPACE (Code Hexa 08)	Place le curseur sur le caractère précédant
CR (Code Hexa 0D)	Place le curseur au début de la ligne
LF (Code Hexa 0A)	Place le curseur à la ligne suivante et fait défiler la fenêtre si nécessaire
ESC[2J (Codes Hexa 1B, 5B, 32, 4A)	Efface le contenu de l'afficheur et place le curseur au début de la fenêtre.

Combinaisons des touches	Action obtenue
Touche 'A' + une des touches de la 3me colonne	Active / désactive l'écho local
Touche 'A' + une des touches de la 2me colonne	Active / désactive le beep de touche

Figure 9



Certaines options sont accessibles par le clavier. Il s'agit de l'écho local et du beep de touche. Par défaut, à la mise sous tension le terminal n'émet ni d'écho local ni beep de touche. Pour changer l'état d'une de ces options il faut tout d'abord appuyer sur la touche «A» puis, tout en maintenant la touche enfoncée, appuyez sur une deuxième touche. La **figure 9** donne la liste des combinaisons possibles.

Pascal MORIN

S2/1	S2/1	Vitesse de transmission
OFF	OFF	2400 Bauds
ON	OFF	4800 Bauds
OFF	ON	9600 Bauds
ON	ON	19200 Bauds

S2/3	Fonction
ON	Utilisation normale de la touche 'D'
OFF	La touche 'D' réalise la fonction STOP/START pour la réception

S2/4	Fonction
ON	Traite CR + LF sur réception du caractère CR (mode DOS)
OFF	Traite CR seul (mode VT100)

NOMENCLATURE

Résistances :

P1 : Mini Potentiomètre 10kΩ
R1 : Réseau résistif 8x10kΩ en boîtier SIL
R2 : 4,7kΩ 1/4W
R3 : 10kΩ 1/4W
R4 : 100Ω 1/4W
R5 : 1Ω 1/2W
R6 : 3,3kΩ 1/4W
R7 : 1,2kΩ 1/4W
R8 : 22kΩ 1/4W

Condensateurs :

C1,C2,C3,C4,C5 : 10µF/25V sorties radiales
C6,C7 : 33 pF
C8 : 470 pF
C9 : 470µF/25V sorties radiales
C10 : 220µF/25V sorties radiales

Semiconducteurs :

D1,D2,D3,D4 : 1N4148
D5 : BYV27

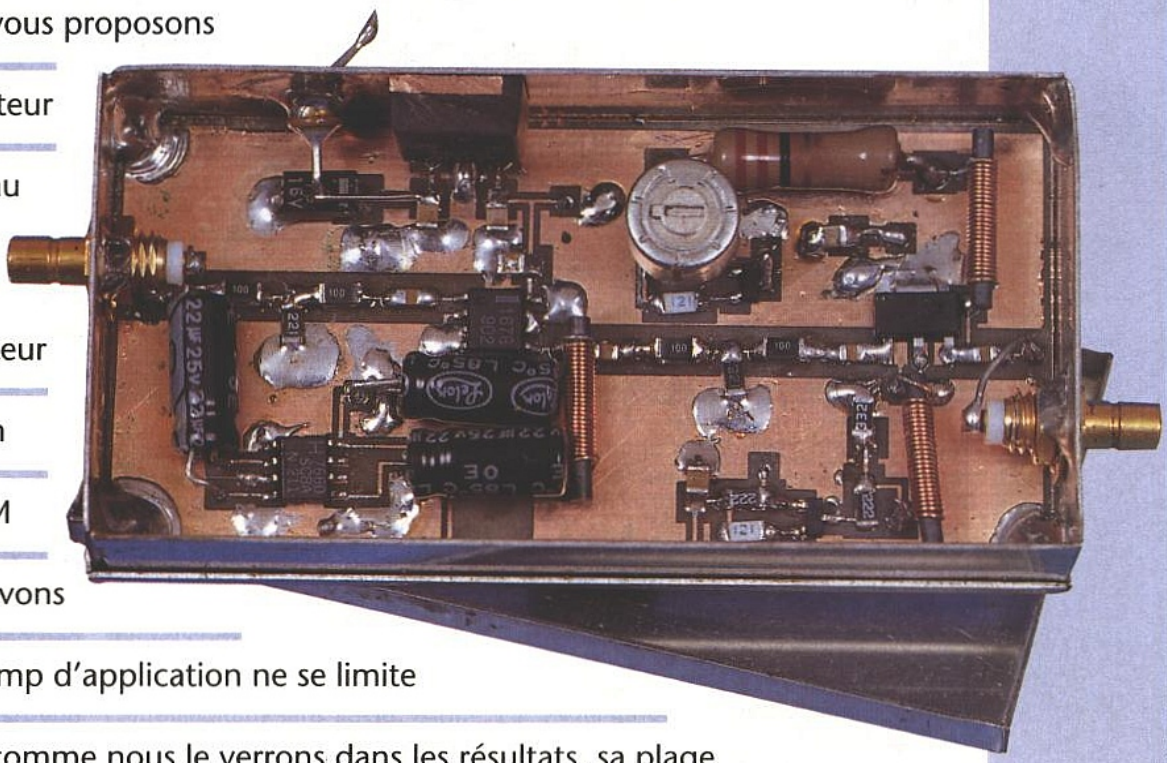
Circuits intégrés :

CI1 : 87C52
CI2 : UA78S40
CI3 : MAX232

Divers :

S1 : Interrupteur unipolaire
S2 : Bloc de 4 microswitches en boîtier DIL
BP1 : Bouton poussoir unipolaire a monter coudé sur CI
BUZZ1 : Buzzer piézo-électrique (par exemple MURATA REF : PKM13EPP-4002)
DB1 : Connecteur DB9 femelle coudé, À souder sur CI (par exemple HARTING REF : 09 66 113 7601)
L1 : 180µH
LCD1 : Afficheur LCD LM093LN ou équivalent
Y1 : Quartz 12MHz
1 clavier 16 touches
1 boîtier BOPLA EG 2050BFK (par exemple)
1 support de pile 9V + 1 interrupteur unipolaire

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 500mW, UHF



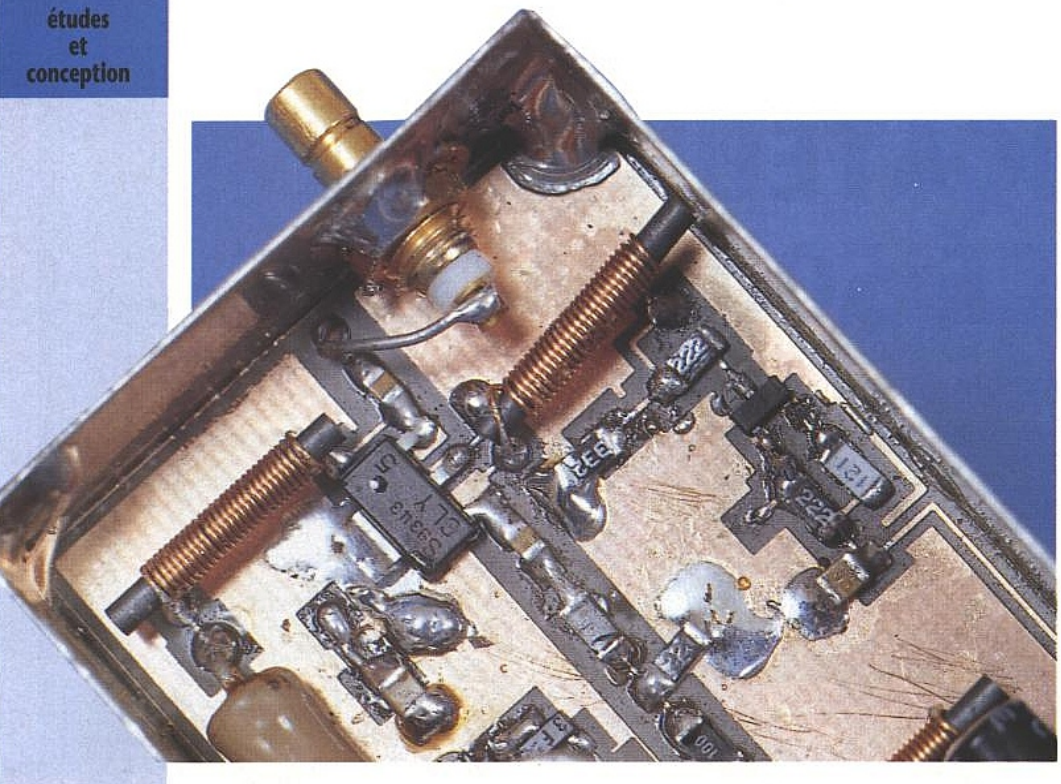
Dans ce numéro nous vous proposons de réaliser un amplificateur permettant de fournir au moins 500mW à une antenne. Cet amplificateur peut être utilisé avec un des émetteurs vidéo AM ou FM que nous vous avons déjà proposés. Son champ d'application ne se limite pas à ces deux cas car comme nous le verrons dans les résultats, sa plage de couverture est vaste. La pièce maitresse de cet amplificateur est un tout nouveau composant : le transistor AS Ga CLY5 de Siemens. A l'origine ce transistor est prévu pour des applications de radiotéléphonie dans la bande 1,8GHz mais le CLY5 s'accommode parfaitement à des fréquences inférieures et même des fréquences supérieures jusqu'à 2,45GHz.

Type	Fréquence GHz	Gain dB	Facteur de bruit dB	Puissance de sortie dBm	Boîtier
µ PC 1651 G	0,01 - 1	19	6,5	3	Disk Mold
µ PC 1652 G	0,01 - 1,1	18	6,5	3	8 PIN SOP
µ PC 1653 A	0,01 - 1,7	19	6,5	3	TO 72
µ PC 1654 A	0,01 - 1,1	19	6,4	9	TO 32
µ PC 1656 C	0,01 - 0,75	19	6,5	9	8 PIN DIP
µ PC 1659 A	0,6 - 2,3	23	6,5	0	CAN
µ PC 1675 G	0,01 - 1,9	12	7	2	Mini Mold
µ PC 1676 G	0,01 - 1,2	22	6	3,5	Mini Mold
µ PC 1677 C	0,01 - 2,8	24	8	17,5	8 PIN DIP
µ PC 1678 G	0,01 - 2	23	8	15,5	8 PIN SOP
µ PC 1679 G	0,01 - 1,8	22	8	13,5	8 PIN SOP
µ PC 1688 G	0,0 - 1	21	6	2	8 PIN Mini Mold

Figure 1 : récapitulatif des amplificateurs monolithiques NEC.

Composants nouveaux et disponibilité des composants.

Voilà un vaste sujet qui pourrait nous retenir pendant plusieurs pages mais nous allons essayer de limiter les dégats. Des lecteurs nous ont reproché d'employer des composants introuvables en Europe, tel était le prétendu cas des amplificateurs NEC µPC 1677. Que l'on se rassure votre serviteur ne s'approvisionne pas directement au Moyen-Orient, il n'en a ni les moyens ni même l'intention. Nos principales sources d'approvisionnement sont évidemment les fabriquants ou les distributeurs. Dans le cas des amplificateurs NEC on peut s'adresser à Millimondes 92 ou éventuellement Capelec.
Le tableau de la **figure 1** est un tableau



récapitulatif des différents amplificateurs NEC. Nous avons utilisé les modèles µPC 1677C et µPC 1678G et nous nous en tiendrons à ces deux références.

Ces amplificateurs mondialement connus, n'ont rien d'une nouveauté puisqu'ils figurent déjà au cataloque NEC 1989/1990.

Nous en terminerons avec ce premier point en signalant que ces amplificateurs sont modélisés dans le logiciel de simulation Hyper EESOF de Hewlett Packard. Ceci constitue une preuve supplémentaire, s'il en fallait, de leur renommée et de leur perennité.

Pourquoi utiliser de nouveaux composants ? Tout simplement parce que les nouveaux composants sont plus performants. Les nouvelles technologies sont mises à profit pour diminuer l'encombrement, la consommation, la puissance dissipée, augmenter les performances et fiabiliser les résultats. Voilà tout un tas de bonnes raisons pour laisser dans les placards ou les musées les composants obsolètes et se tourner vers les composants promis à un bel avenir.

Noter finalement que c'est notre rôle, de vous informer des nouveautés et de vous en faire profiter. Après cette mise au point utile, revenons au sujet qui nous préoccupe et au schéma de principe de l'amplificateur.

Schéma de principe.

Le schéma de principe de l'amplificateur de puissance est représenté à la **figure 2.** L'amplificateur est alimenté par une source externe unique de 12V. A partir de cette tension on génère premièrement une tension de +5V destinée à l'amplificateur µPC 1678 NEC et deuxièmement une tension de -5V destinée au transistor de puissance Siemens CLY5.

Pour créer la tension négative on a recours à un circuit intégré spécialisé : ICL 7660 Maxim. Sur la ligne d'alimentation négative, la consommation est suffisamment faible pour que l'on puisse adopter ce type d'alimentation à découpage capable de fournir seulement quelques milliampères. La chaine d'amplification est limpide, µPC 1678 et transistor CLY5 en source commune. Seule la boucle de stabilisation en courant appelle quelques commentaires. De part et d'autre de l'amplificateur NEC on place un atténuateur en T qui a pour rôle principal d'isoler les étages au maximum et masquer d'éventuelles désadaptations. De l'entrée de l'amplificateur jusqu'à la grille du transistor T1 CLY5, le gain vaut environ 18dB.

Stabilisation du point de fonctionnement de T1.

Pour comprendre le fonctionnement de la boucle de stabilisation du transistor AsGa CLY5, on s'aidera de la courbe Id = f(VGS) donnée à la **figure 3.** On suppose qu'il circule entre drain et source un courant ID1 du à la polarisation de la grille par une tension négative - VGS1. Si ce courant augmente, la tension aux bornes de R13 et R12 augmente, le transistor T2 devient peu à peu passant et le courant dans le collecteur de T2 augmente.

Cette augmentation de courant se traduit par une augmentation de la tension aux bornes de R11. La tension aux bornes de R11 étant responsable de la saturation de T3, le courant collecteur de celui-ci augmente et la tension collecteur de T3 diminue. Si cette tension diminue on passe du point de polarisation -VGS1 de la courbe de la figure 3 au point de polarisation -VGS2 et le courant ID devient ID2. ID2 est inférieur à ID1. Il s'agit bien d'une contre-réaction qui stabilise le point de fonctionnement. Le potentiomètre R12 permet de choisir le courant ID, de quelques mA jusqu'à plus de 300mA.

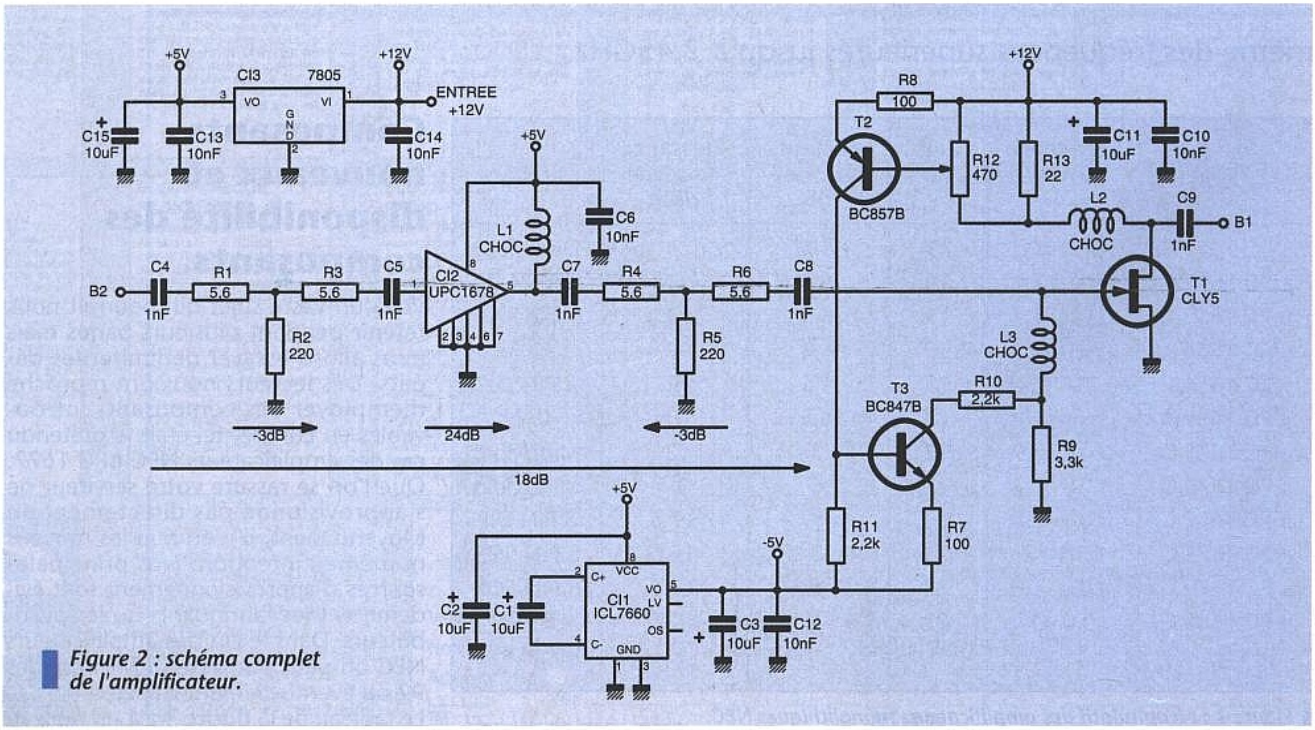


Figure 2 : schéma complet de l'amplificateur.

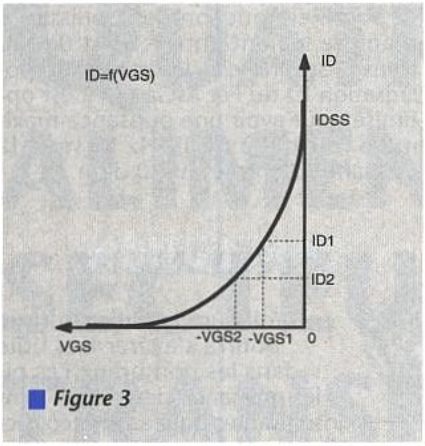


Figure 3

A notre avis une polarisation simplifiée, simple diviseur résistif définissant la tension grille est à proscrire.
Quelques essais destructifs nous ont montré que le transistor s'emballait assez rapidement.
Le transistor CLY5 **doit toujours fonctionner avec une charge en sortie**, le circuit de stabilisation du point de fonctionnement n'est d'aucun recours en cas de désadaptation en sortie et le transistor est immédiatement et irrémédiablement détruit. En fonctionnement normal cet amplificateur donne d'excellents résultats comme le montrent les relevés de mesure donnés en annexe.

RÉALISATION PRATIQUE.

Tous les composants du schéma de la figure 2 prennent place sur un circuit imprimé double face de faibles dimensions 70x34 mm². Le tracé des pistes coté soudures est donné à la **figure 4**, coté composants à la **figure 5** et l'implantation correspondante à la **figure 6.**
La plupart des composants sont des composants CMS. L'amplificateur monolithique NEC est du type µPC 1678, boitier SOP 150, il s'agit du cousin germain du µPC 1677 qui lui est en boitier 8 DIP 300. Le circuit Maxim ICL 7660 est en version CMS et est disponible notamment chez ADS. Toutes les résistances sont en version CMS exceptée la résistance R13 évidemment en version 2W et le potentiomètre R12. Pour les résistances R1,R3,R4 et R6 notées 5,6 Ω, on peut en cas de difficulté d'approvisionnement monter deux résistances de 10Ω l'une sur l'autre, c'est d'ailleurs la solution pour laquelle nous avons opté.

Mise sous tension.

Pour détruire le CLY5, c'est facile, il suffit de ne prendre aucune précautions. Nous en avons d'ailleurs détruit deux exemplaires : personne n'est parfait. Nous sommes donc bien placés pour donner de bons conseils.
Pour arriver le plus vite possible à de bons résultats, sans dégats, il faut donc souder correctement tous les composants sauf L2.
En l'absence de L2 on peut alimenter l'amplificateur sans aucun risque. La procédure que nous allons vous conseiller a été utilisée à plusieurs reprises avec succès.
Dès que l'amplificateur est sous tension on vérifie la présence des tensions

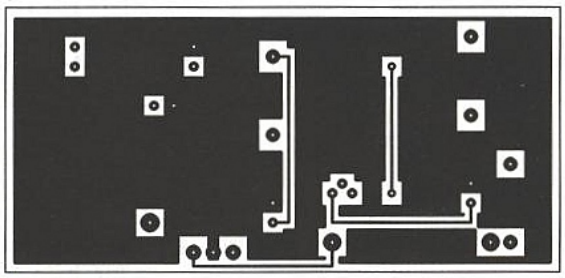


Figure 4

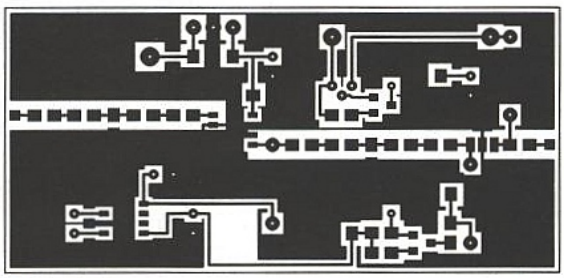


Figure 5

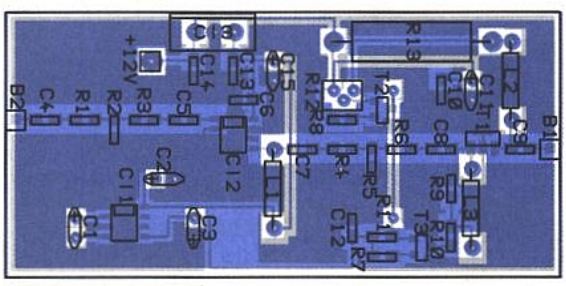


Figure 6

Ce n'est pas par hasard !

Ce n'est pas par hasard si, depuis plus de vingt ans, des centaines d'établissements d'enseignement et de recherche du Collège aux Grandes Ecoles nous accordent leur confiance et sélectionnent nos appareils pour l'équipement de leurs laboratoires.

Et vous ?

GENERATEURS

plus d'une douzaine de modèles
6082A – 5MHz – prix HT 3650F
6082B – 5MHz avec triple alimentation +15V –15V +5V – prix HT 4150F
6086A – 5MHz, affichage numérique, impulsions, rampes, balayage et déclenchement – prix HT 5495F
6081P – 5MHz programmable IEEE488 prix HT 8790F
6086B – 5MHz avec générateur de bruit blanc incorporé et mélangeable prix HT 5850F
6083 – 20kHz avec deux sorties à phase variable – prix HT 5750F

NOUVEAU (disponible juin 94)
6282 – 2MHz avec affichage numérique prix HT 2350F

ET NOTRE PREMIER PRIX !
30 – 100kHz avec triple alimentation +15V –15V +5V – prix HT 1850F par lot de trois 1300F

MILLIVOLTMETRES

740 – 1mV 3MHz – prix HT 4655F
740P – comme ci-dessus avec interface IEEE488 – prix HT 8650F

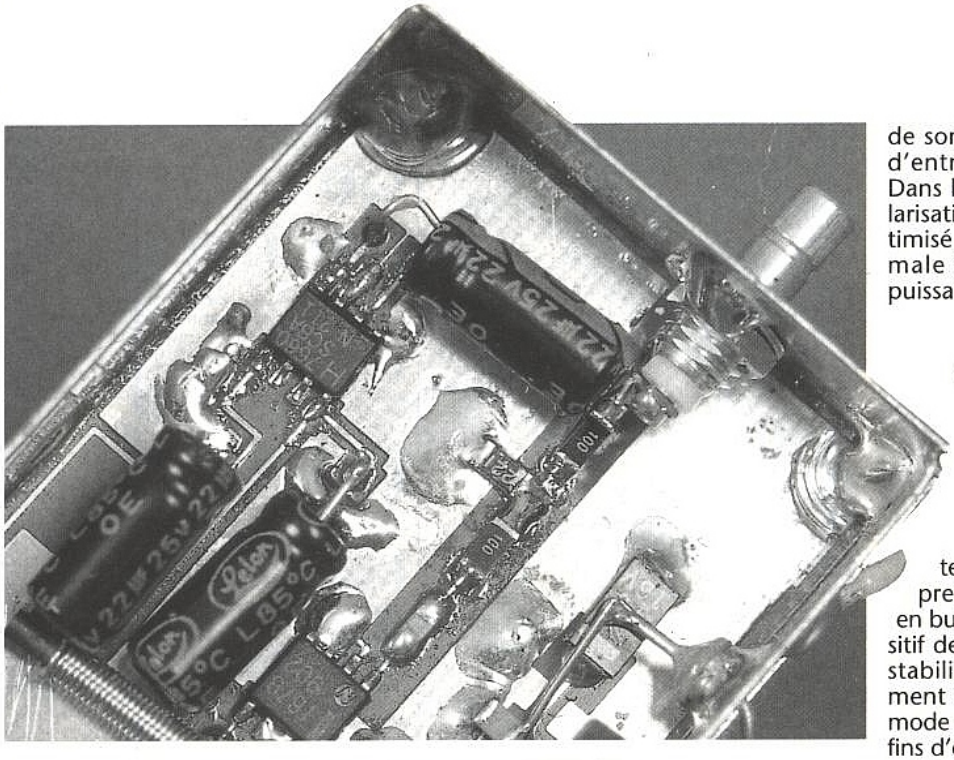
NOUVEAU (disponible juin 94)
746 – 1mV 15MHz – option IEEE488 prix HT (sans option) 8750F

PHASEMETRES

701 – 5Hz 200kHz 30mV 300V 0,1° prix HT 4600F
701P – comme ci-dessus avec interface IEEE488 – prix HT 8650F
703 – 0,2Hz 3MHz 3mV 300V 0,1° prix HT 12540F
7000 – 0,2Hz 5MHz 3mV 300V 0,01° tiroirs d'entrées diversifiés interface IEEE488 prix HT à partir de 37565F

EURELCO
MARQUE DEPOSEE

Matériel développé et fabriqué en France par :
EUROPEAN ELECTRONICS COMPANY
Zone Industrielle
BP 565
06516 CARROS CEDEX 2
Tél : 93 29 07 22



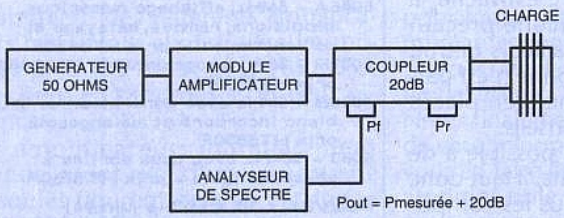
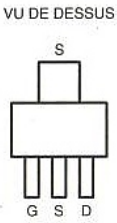


Figure 7 : dispositif de mesure.



+5 et -5 V. Si ces deux tensions ne sont pas correctes, il est inutile d'aller plus loin. En cas d'absence du -5V ne surtout pas connecter la self L2. Si les deux tensions +5 et -5 sont bien présentes on peut poursuivre et commencer en testant le gain de l'étage µPC 1678. De l'entrée jusqu'à la grille de T1 le gain vaut environ 18dB. On continue en testant le système de stabilisation du point de repos en connectant une tension continue variable à l'extrémité libre de R13.
Cette tension devra varier entre +12 et +7V pour simuler un courant drain de 0 à 400mA environ. Lorsque cette tension de contrôle varie, la tension grille de T1 doit varier. Plus la tension de contrôle décroit et s'approche de 7V plus la tension grille décroit et s'approche de -3V. Si tel est le cas, couper provisoirement l'alimentation, connecter L2, **mettre une charge** et alimenter l'ampli de nouveau. Les mesures de puissance peuvent être effectuées avec un coupleur 20 ou 30dB conformément au schéma de la **figure 7**. Cette configuration est évidemment obligatoire car il est impossible d'envoyer 500mW ou 1W à un analyseur de spectre.

Résultats d'essais.

Les résultats des essais sur l'amplificateur prototype sont consignés dans deux tableaux (**figures 8 et 9**). Le premier tableau donne la puissance de sortie en fonction de la fréquence de 100 à 700MHz.
Le second tableau donne la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée variant entre -10 et 0dBm. Dans le second cas, le courant de polarisation ID du Fet AsGa CLY5 est optimisé pour avoir une puissance maximale fournie à 500MHz lorsque la puissance d'entrée vaut 0 dBm.

f MHz	P fournie dBm	P fournie mW	P réfléchie dBm
100	25,6	360	- 12
200	26,2	420	- 7
250	26,8	480	- 6
300	28,4	690	- 4,2
350	27,8	600	- 2,8
400	27,8	600	- 2,6
450	27,8	600	- 2,4
500	27,8	600	- 3
550	27	500	- 3,6
600	26,8	480	- 5,4
700	24,8	300	- 8,6

Figure 8 : puissance en fonction de la fréquence.
ID ≈ 200mA P.in = 0 dBm

P.in dBm	P.out dBm	P.out mW
0	28	630
- 1	27,8	602
- 2	27,6	575
- 3	27,2	524
- 4	26,6	457
- 5	25,8	380
- 6	25,4	346
- 7	25	316
- 8	24,6	288
- 9	24	250
- 10	23,4	218

Figure 9 : puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.
f = 500 MHz

CONCLUSION.

Voilà un amplificateur qui pourra s'avérer très utile dans les nombreux cas où les puissances inférieures sont insuffisantes pour assurer correctement les liaisons. On remarquera premièrement que lorsque R12 est en butée - base de T2 relié au pôle positif de l'alimentation - il n'y a plus de stabilisation du point de fonctionnement et cette position est à éviter en mode normal et doit être reservée à des fins d'essais. Si l'on souhaite modifier le point de fonctionnement on agira seulement sur le pont diviseur R9,R10.
Les tableaux de relevés de mesure montrent que l'on peut obtenir 600mW dans le meilleur des cas. En supprimant l'atténuateur en T : R4,R5 et R6 on peut espérer gagner les 2dB qu'il manque pour atteindre 1W, +30dBm.
Cet amplificateur est destiné principalement à l'un des émetteurs TV que nous vous avons proposés. Un seul conseil : faites en bon usage.

François de DIEULEVEULT.

Nomemclature

Résistances :

R1,R3,R4,R6 : 5,6Ω CMS
R2,R5 : 220Ω CMS
R7,R8 : 100Ω CMS
R9 : 3,3kΩ CMS
R10,R11 : 2,2kΩ CMS
R12 : 470Ω ajustable
R13 : 22Ω 2W

Condensateurs :

C1,C2,C3,C11,C15 : 10µF
C4,C5,C7,C8,C9 : 1nF CMS
C6,C10,C12,C13,C14 : 10nF CMS
L1,L2,L3 : CHOC

Semiconducteurs :

Q1 : CLY5 CMS
Q2 : BC857B CMS
Q3 : BC847B CMS

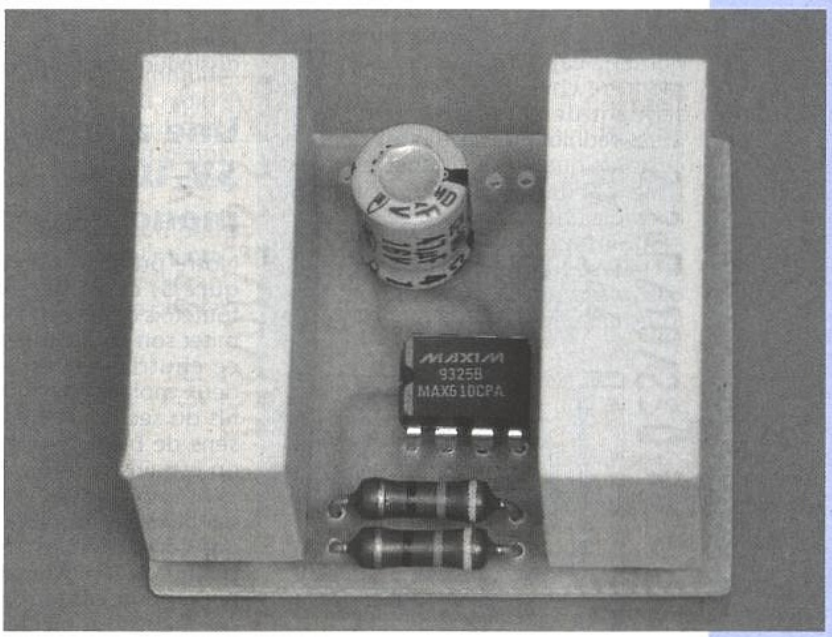
Circuits intégrés :

IC1 : ICL7660
IC2 : UPC1678
IC3 : LM7805

Divers :

1 boitier HF
2 embases subclic
1 condensateur bypass 10nF

QUATRE ALIMENTATIONS SECTEUR SANS TRANSFORMATEUR



Pièce maîtresse de la plupart des petites alimentations secteur, le transformateur 50 Hz peut être supprimé lorsque la puissance nécessaire est vraiment très faible.

Les avantages d'une telle solution en matière d'encombrement, de poids, et de coût ne doivent toutefois pas faire oublier l'inconvénient majeur que représente la perte de séparation galvanique, fort tolérable dans bien des applications mais inacceptable dans beaucoup d'autres: à chacun de décider en fonction de chaque cas particulier !

Nous vous proposons ici quatre exemples de mise en oeuvre pratique, faisant appel soit à des composants discrets, soit à des circuits intégrés spécialisés.

Le principe de l'impédance chutrice :

Dans l'immense majorité des cas, le problème posé consiste à produire une tension continue très inférieure à la valeur efficace de la tension secteur de 220 V, ou exceptionnellement de 110 ou 380 V.
Dans une alimentation à transformateur, un transfo abaisseur réduit la tension du secteur à une valeur légèrement supérieure à ce qu'il s'agit d'obtenir, un redresseur-filtre et un régulateur linéaire opérant en basse tension faisant le reste.
Le rendement est plutôt bon, et le transfo à enroulements primaire et secondaire séparés introduit une isolation galvanique entre le secteur et la sortie continue: la sécurité des personnes est ainsi assurée.
Le principe des alimentations à impédance chutrice consiste pour sa part, comme son nom l'indique, à faire chuter l'excédent de tension par une impédance placée en série entre le secteur et le redresseur.
Ce dernier peut être mono-alternance comme à la **figure 1**, ou bi-alternance comme à la **figure 2**.
Dans les deux cas, il est avantageux de faire appel à un «pont mixte», dans lequel une ou plusieurs diodes zener remplissent à la fois un rôle de redressement et une mission de limitation de la tension délivrée au condensateur de filtrage, qui se charge ainsi sous à peu près 1 V de moins que Vz.

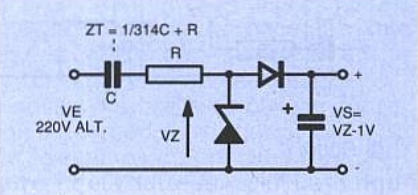


Figure 1

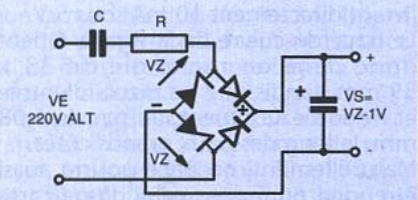


Figure 2

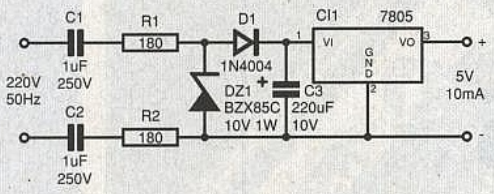
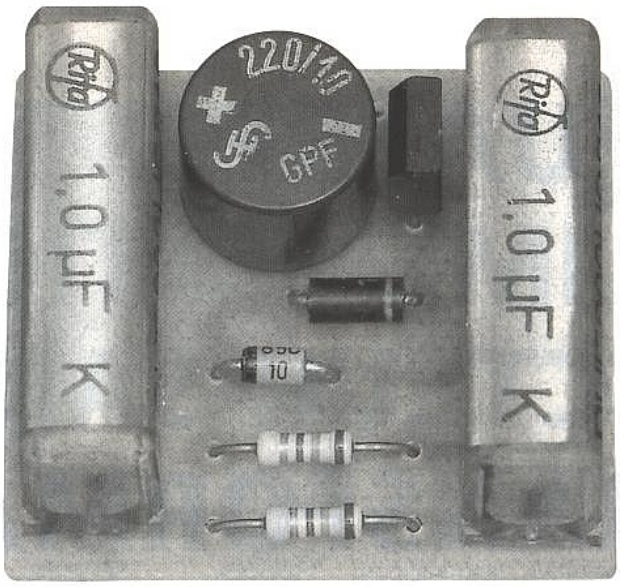


Figure 3



Si l'élément chuteur était une résistance, celle-ci devrait dissiper une puissance importante, produit de sa valeur par le carré du courant la parcourant, soit un peu plus que celui attendu en sortie.
Pour 50 mA, il faudrait ainsi une résistance de plus de 10 watts: outre le rendement catastrophique, le dégagement de chaleur et l'encombrement seraient deux inconvénients quasiment rédhibitoires. Ce n'est guère acceptable que si la résistance est constituée par une charge «utile», par exemple une ampoule d'éclairage.
Ajoutons à cela que l'un des pôles du secteur se trouvant relié à la sortie négative soit directement (**figure 1**) soit à travers une simple diode (**figure 2**),

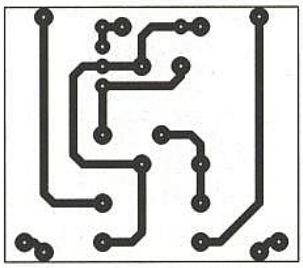
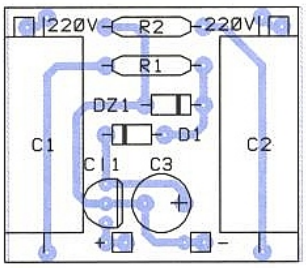


Figure 4

Figure 5



le danger est bien réel s'il s'agit d'une phase et non du neutre.
Mais la résistance peut fort bien être remplacée par un élément réactif, en l'occurence un condensateur : à 50 Hz, une capacité de 1µF chutera autant de tension qu'une résistance de 3300Ω 15 W, tout en ne dissipant aucune puissance active. Mais il faudra un modèle non polarisé, supportant au minimum 400 V et en principe auto-cicatrisant (condensateur de type «X»).
Le principal problème est que si on connecte un tel circuit au secteur alors que le condensateur est déchargé, il y circulera une très forte pointe de courant qui détruira immédiatement les diodes ! Une résistance de limitation de ce courant est donc indispensable en série avec le condensateur, mais sa valeur modeste ne conduira qu'à une dissipation de l'ordre du watt.

Une alimentation 5V-10mA mono-alternance

Notre premier montage pratique (**figure 3**) exploite ce principe, assorti toutefois d'une modification visant à limiter son côté dangereux : l'impédance chutrice est en effet scindée en deux moitiés, réparties entre les deux fils du secteur. Quel que soit donc le sens de branchement phase-neutre, on est ainsi assuré que la sortie ne rejoint la phase qu'à travers une impédance d'environ 3200Ω : cela n'écarte pas complètement les risques d'électrocution (la masse sera encore à 110 V par rapport à la terre), mais évite pratiquement tout incident sérieux en cas de court-circuit ou de mise à la terre inopinée.
Egalement, cet artifice permet de n'utiliser que des condensateurs isolés à 250V, moins encombrants, plus courants, et moins coûteux, ainsi que des résistances ordinaires de 0,5 W.
Sur le plan pratique, nous avons imaginé de réaliser ce montage sous l'apparence d'un petit transformateur implantable sur circuit imprimé, mais délivrant directement 10 mA sous 5 V.
Le tracé du cuivre de la **figure 4** tient donc dans un rectangle de 33 x 39 mm, tandis que les picots d'entrée et de sortie se situent, au pas de 5,08 mm, le long des deux grands côtés.
Naturellement, ce tracé pourra aussi être incorporé dans celui d'une carte plus grande et non plus être gravé seul.

L'implantation de la **figure 5** rassemble tous les composants entre les deux condensateurs de 1µF 250V, qui forment en quelque sorte les parois de ce petit module fort compact.
Bien entendu, des modifications très simples permettraient d'obtenir toute tension de sortie différente de 5V, dans les limites toutefois de ce qu'offre la famille des régulateurs 78LXX. Notons que la valeur du condensateur de filtrage étant largement calculée, on pourrait la diminuer pour qu'un modèle de tension de service plus élevée tienne sans problème dans le volume imparti.

Une alimentation 5V-50mA double alternance

Pour atteindre 50 mA en sortie sans augmenter par trop la valeur des condensateurs chuteurs, il est avantageux de fonctionner en double alternance.
Cela ne se traduit guère que par deux diodes de plus sur le schéma de la **figure 6**.
En principe, ce procédé de redressement permet, à courant égal, de diminuer la valeur du condensateur de filtrage, mais comme ici le courant est

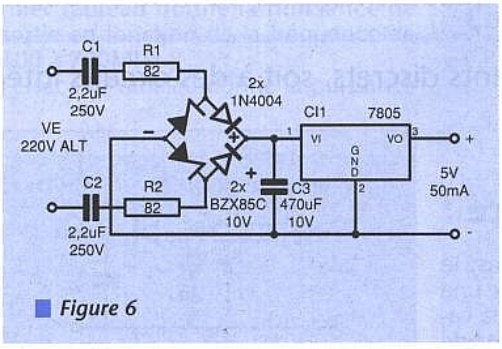


Figure 6

Figure 7

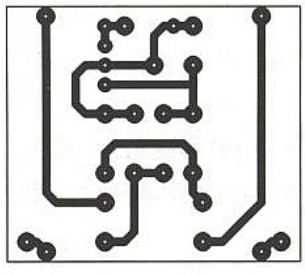
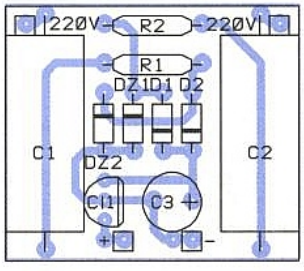


Figure 8



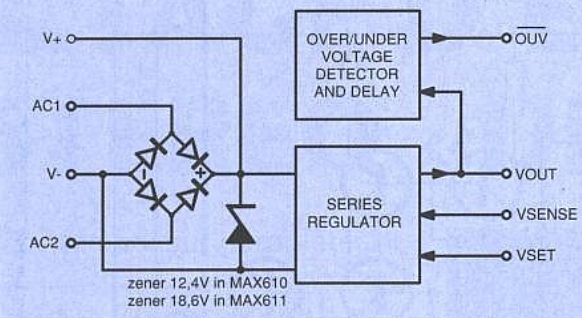


Figure 9

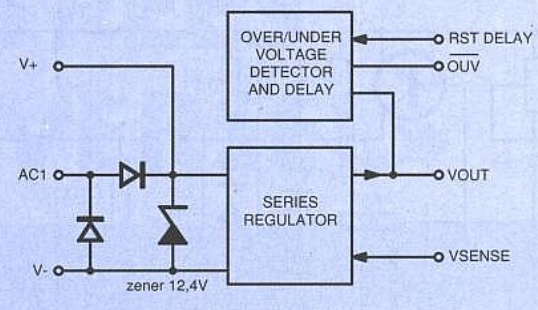


Figure 10

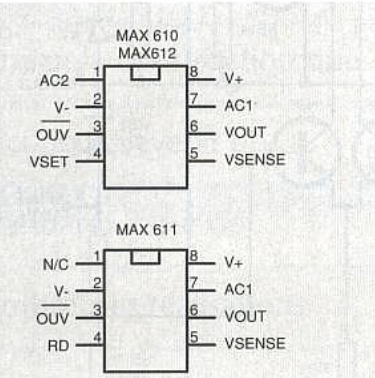
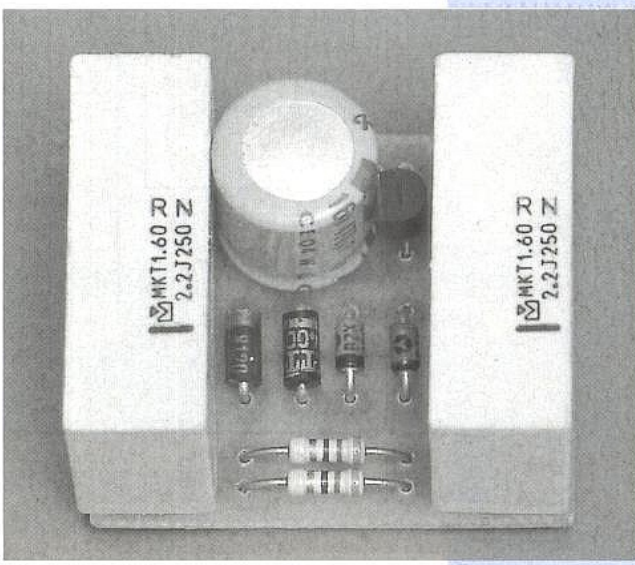


Figure 11



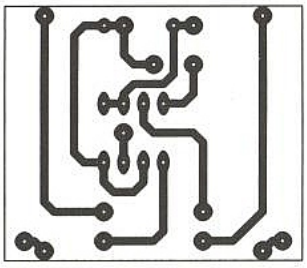
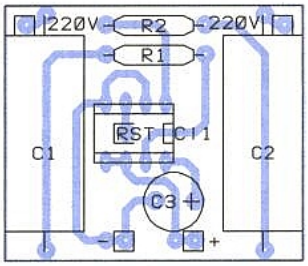


Figure 15

Figure 16



multiplié par cinq, il est raisonnable de passer à 470µF, valeur garantissant une ondulation extrêmement faible.
Là encore, on pourrait descendre jusqu'à 100 ou même 47µF s'il fallait augmenter sensiblement la tension de sortie (mais il faudrait par la même occasion renforcer aussi les diodes zener !)
Le circuit imprimé de la **figure 7** épouse les mêmes dimensions et le même brochage que le précédent, mais la hauteur du module câblé d'après la **figure 8** sera de 22 mm au lieu de 16, puisque les condensateurs secteur passent de 1 à 2,2µF 250V.

Avec 50 mA sous 5V, cette petite alimentation se prête bien à toutes sortes d'applications domotiques, par exemple dans le cadre de capteurs ou d'actionneurs décentralisés communiquant par courants porteurs ou radio : à partir du moment où tout tient dans un boîtier isolant et fermé, le problème de l'isolation galvanique ne se pose même pas.
Et rien n'empêche d'ajouter un petit accu Cd-Ni pour assurer une alimentation ininterruptible tout en améliorant les possibilités de délivrance de pointes de courant.

Deux versions à circuit intégré

MAXIM a développé depuis des années des circuits intégrés assurant les mêmes fonctions, mais sous une forme plus compacte et avec des performances améliorées.
Par ailleurs, une sortie «RESET» est offerte pour permettre le démarrage «propre» de microcontrôleurs lors de chaque mise sous tension.
Le MAX610 (**figure 9**) applique le principe à double alternance, mais avec un pont redresseur classique et une diode zener séparée : c'est meilleur que le pont mixte quant à la robustesse des diodes, tandis que l'augmentation du nombre de composants qui en résulte n'est pas un problème puisque tout est réuni dans un boîtier DIP à 8 broches.
Le MAX611 (**figure 10**) est basé pour sa part sur le principe à simple alternance, utilisant trois diodes dont une zener.
La **figure 11** met en évidence une certaine similitude de brochage, bien que les deux références ne soient en aucun cas directement interchangeables.
Il nous a donc fallu à nouveau concevoir deux modules distincts, l'un basé sur le schéma d'application de la **figure 12** et l'autre sur celui de la **figure 13**.
Dans les deux cas, nous avons appliqué la modification décrite à la **figure 14**, qui dérive directement de l'artifice utilisé dans nos deux montages à composants discrets.
Moyennant quoi, et ce tout en conservant les mêmes dimensions de modules, on arrive à obtenir 70 à 100 mA sous 5V en câblant le circuit imprimé de la **figure 15** selon le plan de la **figure 16**.

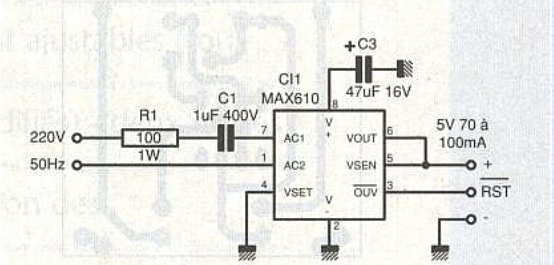


Figure 12

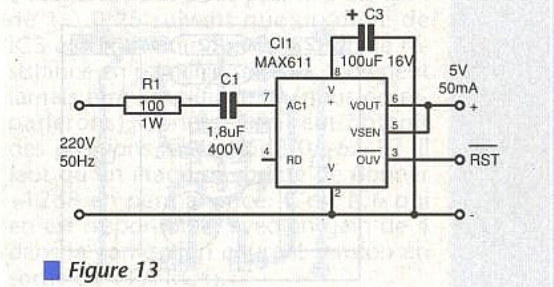


Figure 13

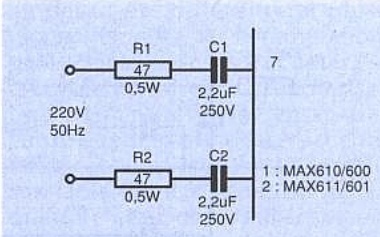


Figure 14

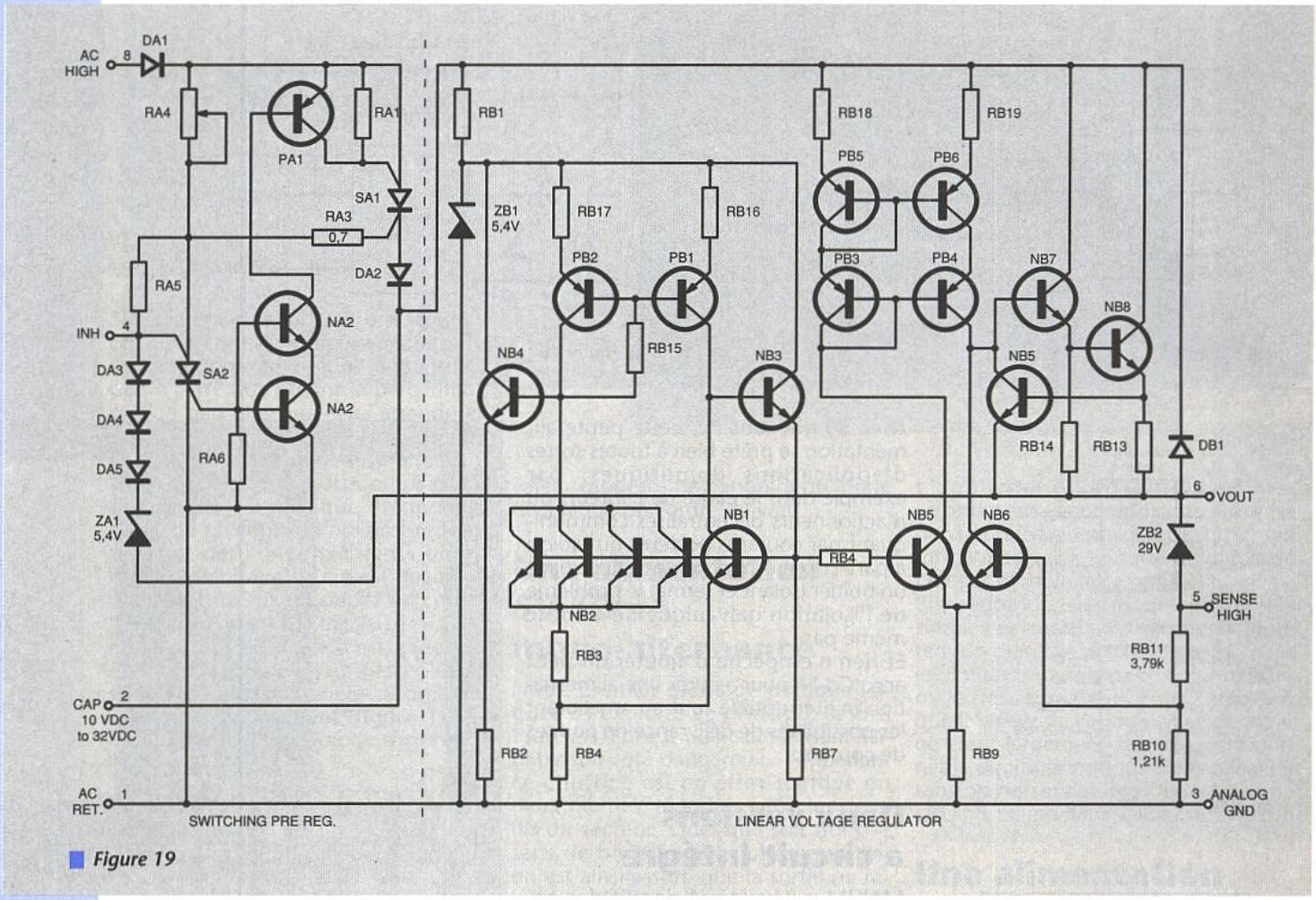


Figure 19

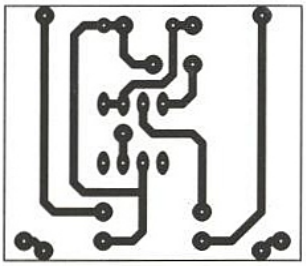
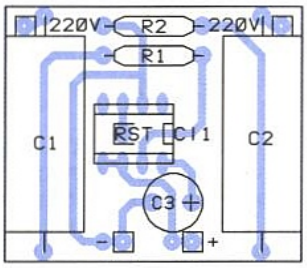


Figure 17

Figure 18



Le tracé de la **figure 17** et le plan de câblage de la **figure 18** mènent quant à eux à 50 mA, c'est à dire autant, en simple alternance, que ce que produisait notre montage double alternance à composants discrets.

Et si on supprimait le condensateur ?

Il est bien clair que l'essentiel du volume de ces montages est occupé par les deux condensateurs formant la réactance chutrice, ce qui mène en fin de compte à un encombrement comparable à celui d'un transformateur.
HARRIS a imaginé une solution assez révolutionnaire pour gagner très sensiblement en volume : supprimer carrément le condensateur !
L'idée, dont le principe apparaît à la **figure 19**, consiste à remplacer celui-ci par un hacheur haute tension.
Moyennant quoi, le schéma d'application de la **figure 20** montre qu'une simple résistance de limitation de courant peut suffire puisque l'interrupteur ne s'ouvre que juste le temps qu'il faut pour maintenir le condensateur du pré-régulateur toujours suffisamment chargé.
Le HV2405E, dont la **figure 21** reproduit le brochage, permet ainsi de réaliser les alimentations secteur 5V-50 mA les plus petites possibles.
Il ne serait donc guère utile de fournir les plans d'un module d'application, la pleine exploitation de cet avantage ne pouvant s'envisager que par incorporation au sein même du montage alimenté.
Avec une valeur de résistance de l'ordre de 150Ω, le fonctionnement peut se faire indifféremment sous 110 ou 220V, mais attention: plus que jamais il faut rester parfaitement conscient du fait que le secteur se trouve relié de façon presque directe à la charge.
Ce genre de circuit ne doit donc être mis en oeuvre qu'en toute connaissance de cause et avec toutes les précautions voulues !

Patrick GUEULLE

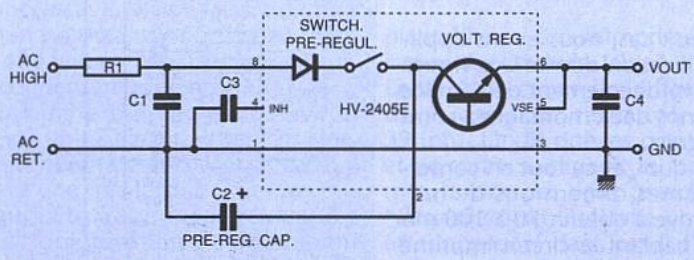


Figure 20

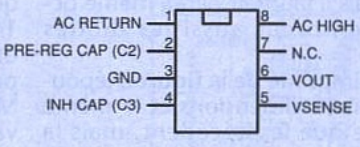
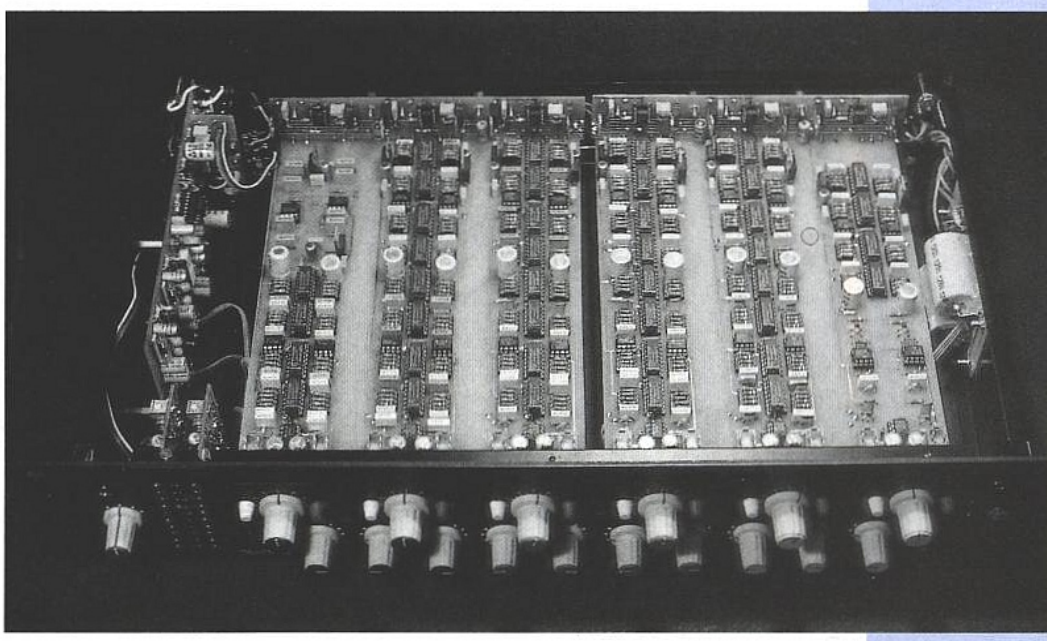


Figure 21

ÉTAGE D'ENTRÉES STÉRÉO «UNIVERSEL» ...



Destinée à venir compléter et terminer l'étude des filtres paramétrables publiée le mois dernier, la construction que voici peut devenir un «standard» pour de nombreuses réalisations audio, car elle offre dans un encombrement minimum : - deux entrées symétriques - un réglage de gain commun par plots de 6 dB, couvrant de +12 à -6 dB, - piloté par des mots de 2 bits (mémorisables) - deux limiteurs dont seuls les seuils sont ajustables (tous les autres paramètres - peuvent néanmoins être aisément modifiés) - deux sorties asymétriques - deux sorties bus - une sortie mono - la régulation des alimentations intégrée.

Couplée à deux petits indicateurs de modulation à 10 LED, on dispose alors de tout ce qu'il faut pour entrer dans la cour des grands, surtout si on exploite dans un premier temps les suggestions de mélanges (dynamiques ou non), proposées à la fin de ces pages.
Bien qu'elle ait été particulièrement étudiée pour le filtre actif décrit dans le précédent numéro, cette réalisation peut trouver place dans tous les foyers : que ce soit pour adapter un enregistreur quelconque, attaquer divers effets, s'insérer en tête de chaîne ou encore s'inclure dans le pack d'amplis hybride décrit en 93, il y aura toujours une situation pour laquelle elle sera idéalement adaptée. Pour HILPAC, on disposera alors d'un ampli stéréo 2 fois 120 W dynamiquement protégé et largement sécurisé (voir ERP n° 543/544), plus une sortie mono 60 W (également protégée des surmodulations), et de deux sorties «report», elles encore limitées, idéales pour les enregistrements ou les «delays». La construction a été faite de telle sorte qu'elle puisse s'adapter à un rack 2U (notre cas), mais aussi cohabiter avec un filtre 3 voies paramétrables (et stéréo) dans un seul petit U !
Nous avons construit le mois dernier un filtre actif 6 voies stéréo, paramétrable à raison de 4 fréquences LOW, HIGH par voie. Nous nous proposons ici de le protéger des surmodulations et de le doter de deux Vus correctement placés ainsi que de deux sorties report, deux sorties bus, plus une monophonique. Le prototype est actuellement en fonction sur une sonorisation de spectacle de 16 kW et nous vous inviterons à venir en écouter les effets sur le terrain.

Structure

Le schéma proposé **figure 1** mérite quelque attention surtout pour ce qui concerne le diagramme des niveaux. Les voies gauche et droite étant identiques (à IC3 commun près), nous ne suivrons que la voie gauche.
L'étage d'entrée IC1a est à symétrie électronique, avec un gain de 1. L'étage suivant peut passer d'un gain de 1 à 0,25 suivant que un demi de IC3 commute ou non telle ou telle résistance en parallèle sur R13. Il ne peut jamais être amplificateur (nous en reparlerons), donc si l'on veut obtenir des positions réelles -6dB/0/+6/+12, il faut qu'un étage se charge de donner +12dB en permanence. C'est IC6 qui en est responsable, avec un gain de 4 dans la conversion courant-tension en sortie du VCA (IC4).
Si nous attirons votre attention sur ces points, c'est que notre démarche avait au début été différente et plus «logique». En effet, les commutations de gains étant destinées à adapter l'étage d'entrée aux divers «standards» que l'on peut rencontrer en sorties de consoles, de platine laser, d'enregistreurs, etc ..., il nous avait semblé raisonnable de ne donner du gain QUE quand c'était nécessaire, soit +6 ou +12. La méthode consistait alors à remplacer R5 et R37 par des 22kΩ. Tout allait pour le mieux, sauf les niveaux de saturation : avec 12dB de

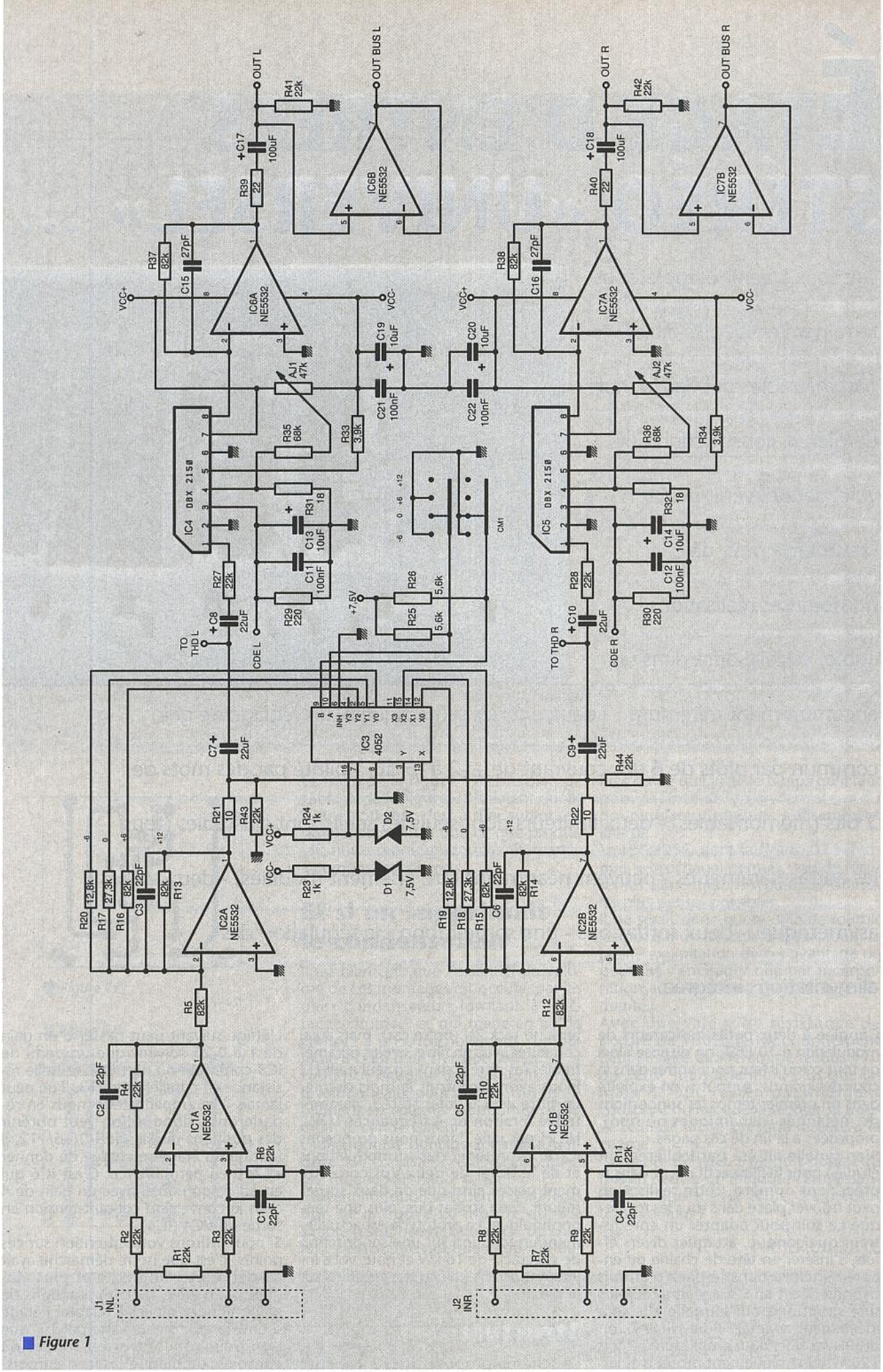


Figure 1

gain, on «coinçait» en sorties à +12 au lieu de +18 que l'on était en droit d'espérer (ce qu'on obtenait à 0 et -6, c'est-à-dire quand IC2 était au gain de 1 et 0,5).
Cette situation inacceptable était due essentiellement à la commutation analogique faite par IC3. Une commutation purement mécanique n'aurait pas engendré les mêmes phénomènes. Nous avons donc été conduit à donner aux VCAs un gain de 4 pour conserver des sorties utiles à +18dB maxi, quelles que soient les positions du commutateur. En fait ceci ne pose aucun problème majeur, mais il sera toujours bon, si on n'a pas besoin de +12 et que +6dB par exemple peuvent suffire, de modi-

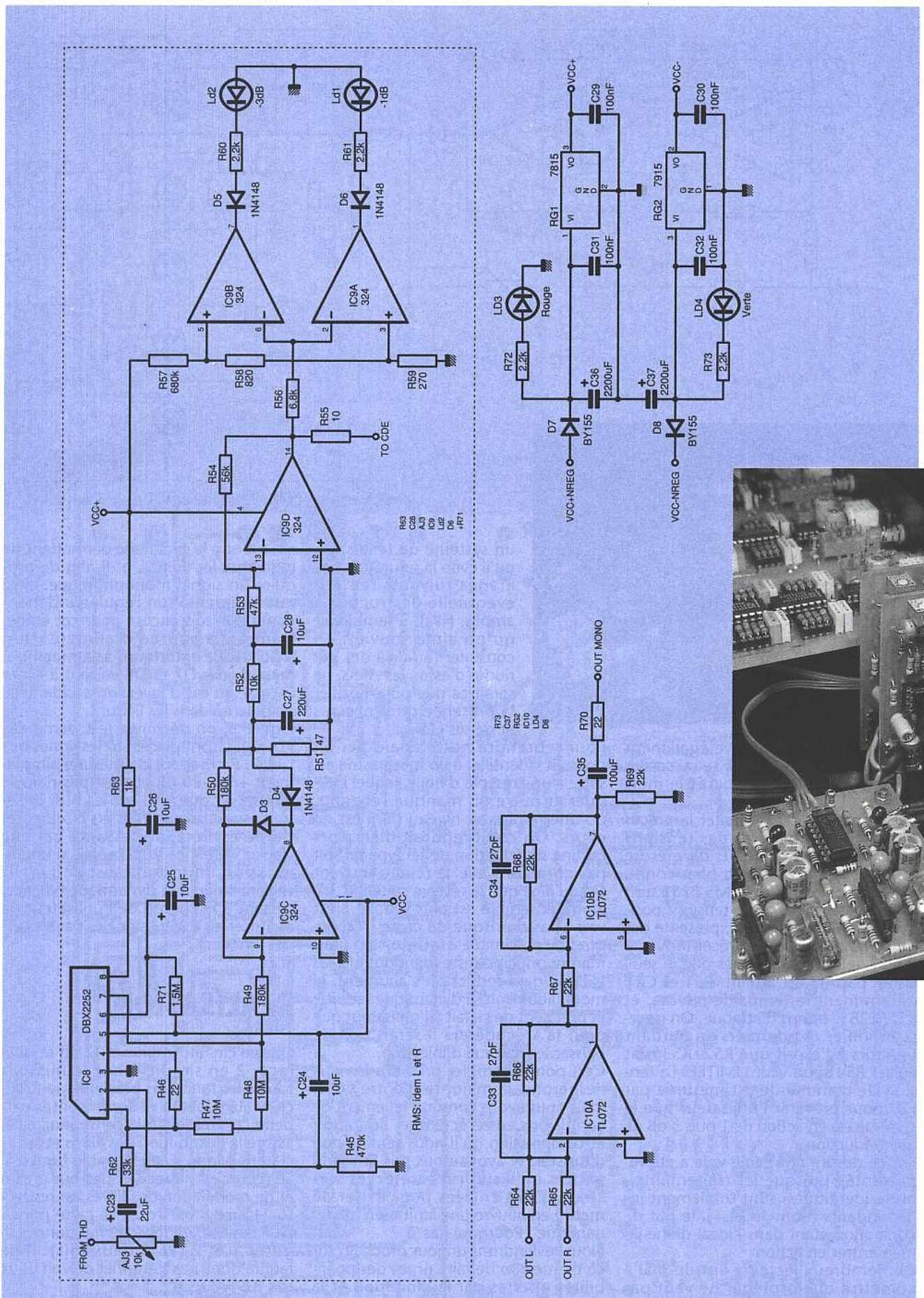


Figure 2

fier R5 et R37 en divisant les valeurs par deux. La commutation de gain exploite les principes simples adoptés pour les sélections de fréquences du filtre : un LORLIN 2 circuits, 6 positions (limité mécaniquement à 4), génère le mot de 2 bits qu'attendent les entrées A et B de IC3 pour asservir les deux voies au même traitement. Les sorties mentionnées OUT L et R sont celles que nous appelons REPORT et qui serviront à récupérer la modulation post-VCA pour enregistrer, attaquer un autre type de filtre pour des delays, un ampli de contrôle distribuant des enceintes large bande ; bref, toute destination heureuse pour profiter des limitations protectrices établies par IC4 et IC5.

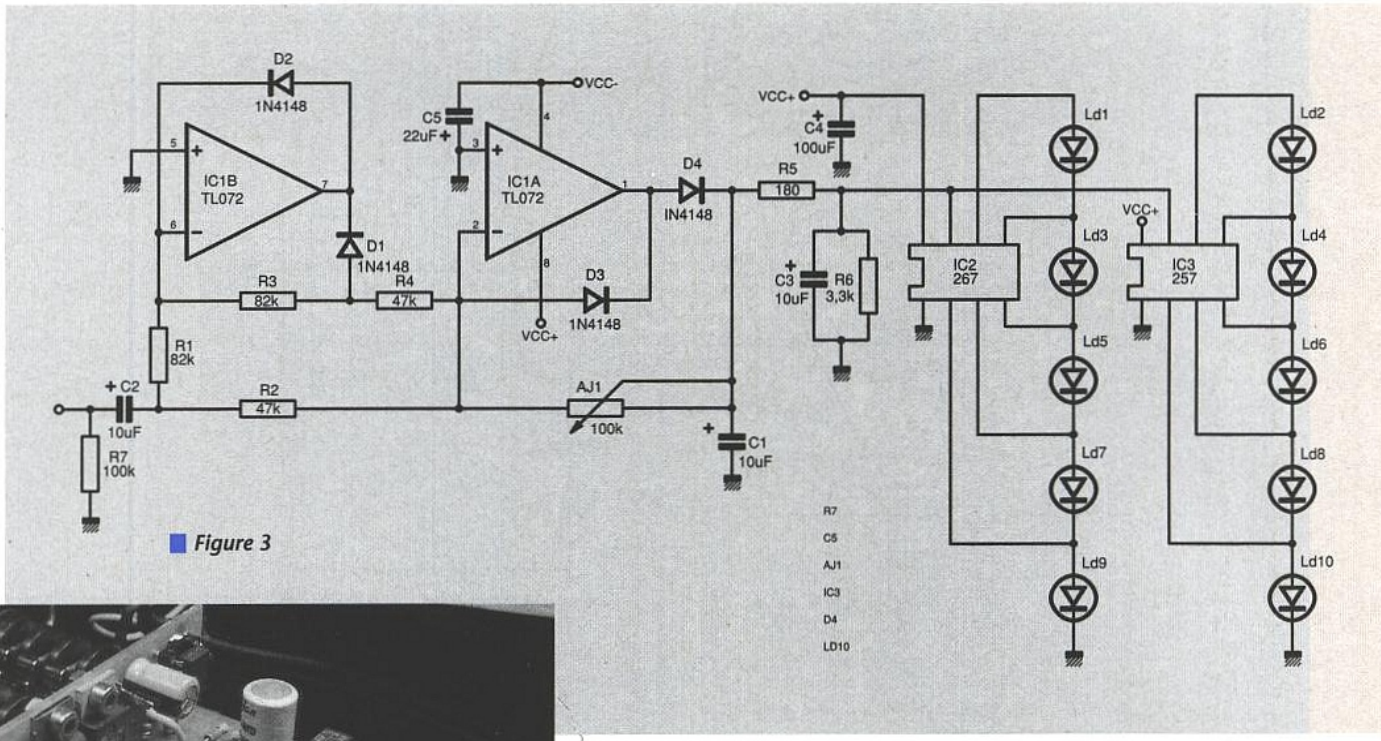
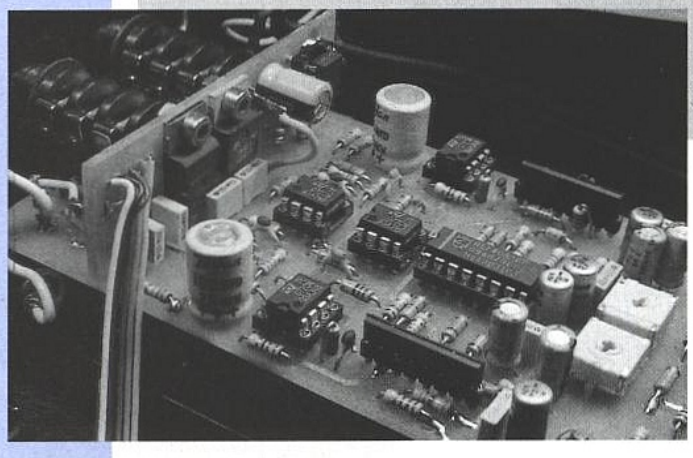


Figure 3



Sur ce schéma, on trouve également deux tampons réservés à se raccorder aux bus des filtres préparés le mois dernier.

La **figure 2** vient compléter la précédente afin de générer des tensions «cde» à partir des points de mesure «thd». C'est un schéma bien connu des lecteurs : détecteur RMS 2252 suivi d'un «sélectionneur» de tensions positives qui, dans l'inversion, présente des tensions négatives représentatives à raison de 6mV par dB dès que le seuil choisi par AJ3 est atteint. R51 et C27 déterminent le temps de release, et R52/C28 le temps d'attaque. On pourra modifier ces derniers en gardant toujours à l'esprit que R52+R53 doit égaler R54 si on veut LIMITER. La tension de commande est mesurée par IC9 pour prévenir l'utilisateur que le système est en action de 1 puis 3 dB de gain réduction.

Sur ce dessin, une seule voie a été représentée puisque les traitements - outre identiques- sont totalement indépendants (non «linkés»), le but de l'opération étant dans l'idéal de ne jamais entrer en action.

De nombreux lecteurs ont du mal à admettre que protéger ne veut pas dire «faire fonctionner la protection» en permanence ! En désespoir de cause, nous avons imagé le phénomène de la sorte : le témoin de «manque d'huile» sur un tableau de bord de voiture est prévu pour ne pas s'allumer en fonctionnement normal. Jusque là, tout le monde est d'accord. Pourtant, quand on installe une protection sur un système de telle sorte qu'il évite la saturation des étages suivants (et leur éventuelle destruction : amplis, HPs), il semblerait qu'on aime souvent en constater (au-delà des périodes d'essai) les effets, ne serait-ce que pour justifier la présence du processus et de ses LED ...

Pour reprendre notre analogie, on pourrait l'identifier à un mécanisme associé à une réserve d'huile, lequel indiquerait outre un manque reconnu, qu'une remise au niveau mini est en cours. On comprendrait bien alors qu'une signalisation de tel type ne soit pas normale si elle se répète souvent (jusqu'à ce que la réserve soit vide ...). Notre ensemble est plus souple, il est vrai : pas de risque de casse, réserve quasiment illimitée à la distorsion près, mais le principe reste identique : si les LED de gain-réduction s'allument, la modulation voit sa dynamique réduite, et précisent de ce fait à l'utilisateur que pour la «récupérer» il serait bon de baisser les niveaux d'injection.

Ceci pourra sembler primaire à -nous l'espérons- la majorité d'entre vous, mais nous avons constaté tellement de confusions entre écrêtage, limitation et compression qu'il nous semble bon d'insister. N'avons-nous pas entendu parfois qu'il suffit d'écrêter les surcharges des entrées pour éviter de mettre en oeuvre une limitation de dynamique ! Pourquoi pas ... ?

Nous reviendrons un jour prochain sur ce thème afin de faire un tri des possibilités offertes par la limitation et la compression (à ne pas confondre, même si les schémas sont très semblables ...). Ce n'est toutefois pas l'objet du jour. Il est plus important de remarquer ici que les sections RMS, identiques pour L et R disposent des mêmes repères de nomenclature, et sont donc reproduites deux fois sur la même carte. La partie basse du schéma montre la circuiterie permettant de mélanger les voies L et R afin de produire un signal monophonique, ainsi que l'alimentation régulée indépendante une fois encore pour cet étage. Comme la source d'alimentation (NREG) est extérieure à la machine, deux diodes D7 et D8 veillent à éviter la casse en cas d'inversion accidentelle de polarité dans les liaisons.

Figure 3, on découvre le schéma des VUs qui seront placés sur les lignes bus L et R. Permettant de mesurer simplement +6 à -20 dB, il n'est pas ridicule d'observer que, pris sur les bus, ils seront assujettis aux limiteurs ! Cette méthode est fort intéressante car elle «laisse vivre» les VUs, même si une limitation importante est active. Ils veillent donc à la dynamique efficace, laissant à la charge de l'utilisateur de maîtriser les «over» signalés par les LED des limiteurs.

RÉALISATION

Quatre circuits imprimés (2 en double face, 2 en simple face) réunissent toutes les fonctions préalablement décrites. Une petite carte, à monter perpendiculairement à la carte principale, assure la distribution des alims et la circuiterie Mono. Elle est visible **figure 4**. Le report en nappe vers les bus d'alim et de modulation des filtres est respecté. **Figure 5** on trouve la carte principale regroupant les schémas donnés figures 1 et 2 (RMS deux fois). Il ne faudra donc pas s'étonner de voir deux fois IC9, AJ3, etc ...

La copie est quasiment parfaite et ne laisse planer aucun doute. Pour la figure 1, IC3 étant commun, il fallait travailler différemment afin d'éviter toute confusion. Un double emplacement est prévu pour C27 : l'association doit faire au total 200 µF. Les approvisionnements présentant des aléas quant aux volumes des pièces, deux fois 100 µF

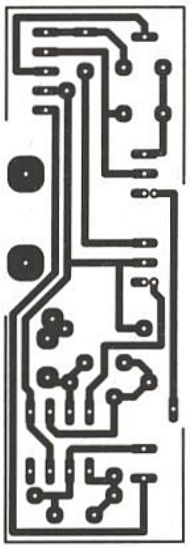


Figure 4a

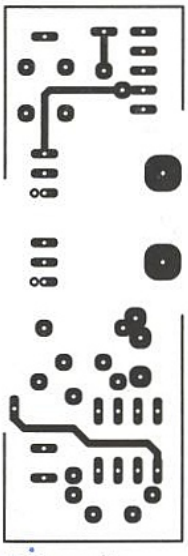


Figure 4b

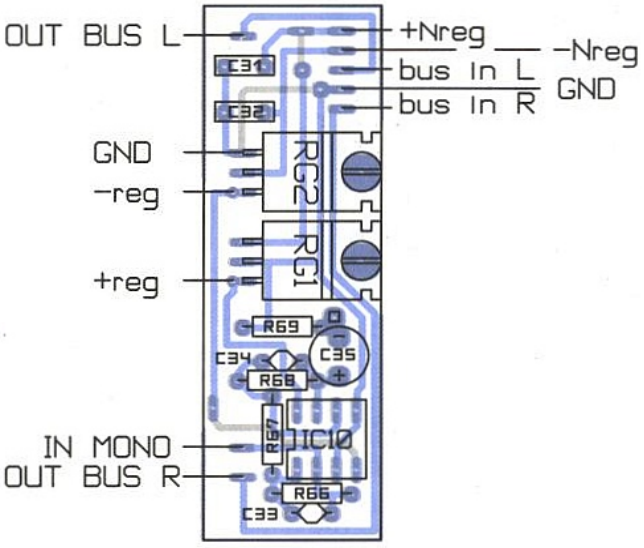


Figure 4c

Figure 5a

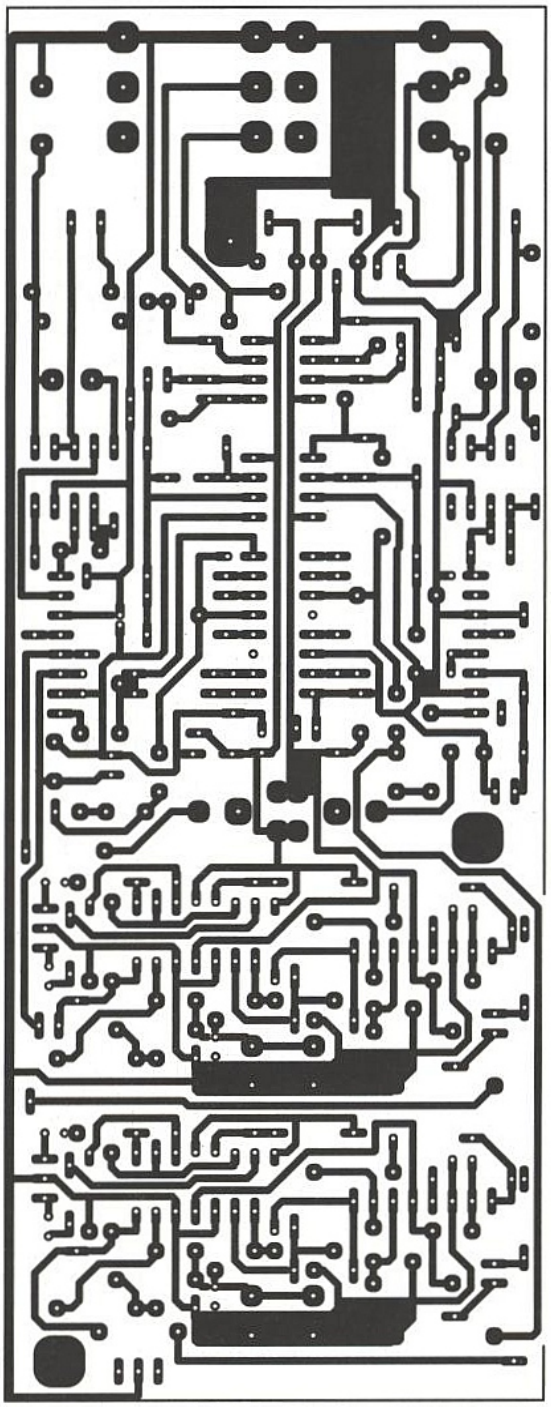
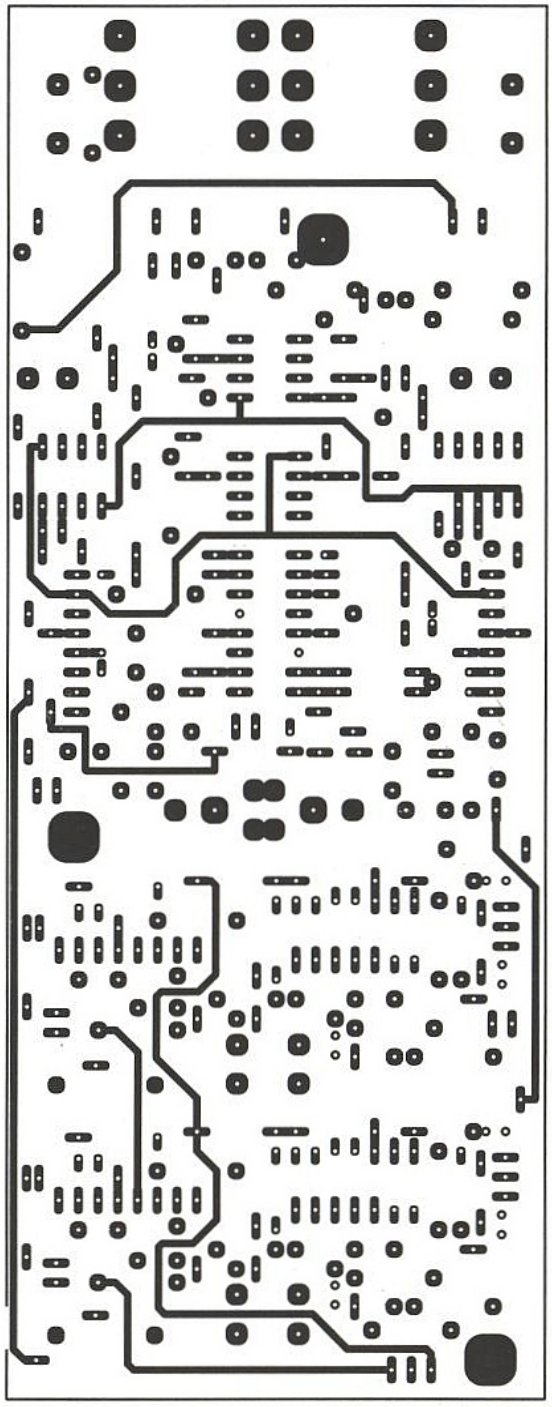
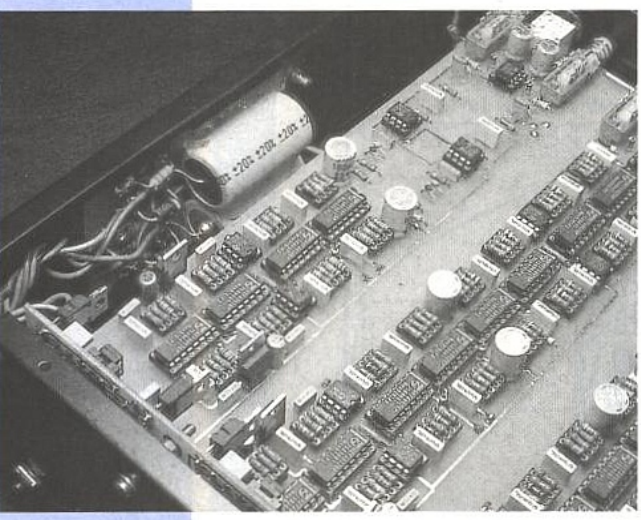


Figure 5b





sont ici éventuellement possibles. Les alimentations régulées sont accessibles en bout de carte pour se joindre aux VUs. Ces derniers, visibles **figure 6** doivent être reproduits deux fois et les points IN (L et R) connectés aux sorties bus correspondantes.

Les photographies du proto en exercice complètent ces dessins pour l'exploitation physique des cartes. A noter au passage qu'un trou est prévu endessous de J1/J2 pour laisser traverser le câble de la voie mono. A ce stade, le lecteur dispose de tous les documents pour construire un filtre 6 voies stéréo précédé de limiteurs. Mais 6 voies c'est beaucoup, et divers mélanges doivent être envisagés si conventionnellement on veut travailler en 3, voire 2 voies actives, et n'exploiter le filtre que comme un égaliseur idéalement placé.

En effet, pourquoi insérer des égaliseurs dans les lignes AVANT filtrage actif, alors qu'en jouant sur les fréquences de coupures de ces derniers on obtient un meilleur résultat ? Pourquoi creuser à 160 Hz à l'égaliseur alors qu'on peut «ouvrir» les bandes 2 et 3 de notre filtre ? Une idée de mélange est proposée **figure 7**. Elle est restrictive puisqu'elle ne réduit que 4 voies en 3 ou 2, mais ce simultanément. Etendre le principe à 6 voies vers 3 ou 2 (voire 1) sera un jeu d'enfant. Un tel ensemble a été implanté pour adapter un «vieux» filtre Nexo, soit à des lignes «Delay», soit pour l'utiliser sur de petits systèmes.

On trouvera **figure 8** l'implantation adoptée. Cette dernière présente l'avantage d'être facilement modifiable et de convenir à bon nombre de besoins. Malgré sa simplicité, il faut remarquer quelques points de «détails» présents sur le schéma (figure 7) : afin de respecter les phases, la voie grave (ici totalement indépendante) a été inversée afin de réduire les intermédiaires sur tous les autres mélanges. On conviendra alors que si les phases entrées/sorties des mélanges doivent être maintenues, une inversion dans les entrées symétriques sera nécessaire. Suivant que l'on se raccorde aux sorties Bass, Low med, High med + Treble, on sera en 3 voies ; et si on choisit Bass et Low med + High med + Treble, on pourra travailler en 2 voies actives. Au besoin, même en 3 voies, le mélange LM + HM + T restera toujours

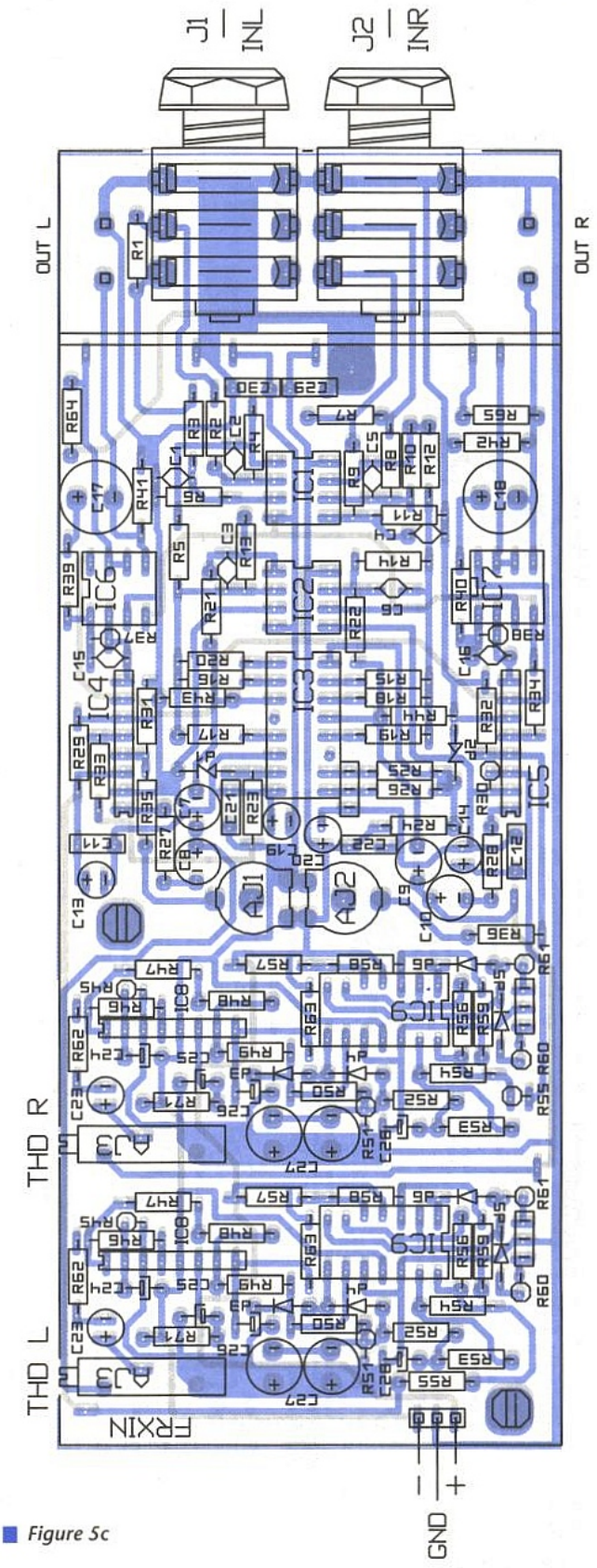


Figure 5c

disponible, ce qui peut être parfois très intéressant. Sur le Nexo EXC240, nous avons procédé ainsi : les deux entrées XLR symétriques ont été reportées après inversion, sur jacks 6.35. Toutes les XLR de sorties (4 voies) remplacées par la carte donnée figure 7. Enfin, les reports des 4 voies, avant mélange, regroupés sur deux XLR 5 points. Ainsi, si on «entre» et sort en «jack», les phases sont respectées ; idem si on entre XLR et sort XLR. Cette formule allie simplicité et logique.

Suggestions

Cette réalisation impose -pour prendre l'appellation de «processeur»- un traitement dynamique par voie, plus ou moins complexe. Il est évident que les nombreux lecteurs ayant construit des Limit6 ou L6N2 pourront évaluer l'intérêt d'un tel système.

La **figure 9** propose deux idées d'adaptation de ces machines, afin de les rendre opérationnelles en un minimum de temps. Des mélanges internes sont en effet possibles, tant en entrées qu'en sorties. A la partie supérieure du dessin, on rappelle les zones concernées des schémas.

En mettant un strap sur R29, il est possible de récupérer l'entrée en courant sur les connecteurs et donc d'y effectuer des mélanges. Dans notre cas, nous avons exploité les jacks stéréo afin d'offrir deux entrées par fiche, au prix d'une «bretelle». Toutefois, ce

type de mélange est pré-limiteur et il peut être intéressant de le faire «post». Il suffit alors de relier les extrémités de R24 à un seul IC4, mélangeur final. Nous laisserons à chacun le soin d'analyser les avantages et inconvénients de tel ou tel principe, en notant toutefois que l'aspect financier doit parfois entrer pour une bonne part en ligne de compte. **Figure 10**, voici ce que l'on peut obtenir en respectant le cahier des charges imposé. On ne voit ici qu'un canal et les courbes tracées que pour les fréquences «centrales», c'est-à-dire :

- 20 Hz à -3 dB , 70 Hz à -3 dB
- 70 Hz à -3 dB , 160 Hz à -10 dB
- 160 Hz à -10 dB , 800 Hz à -3 dB
- 800 Hz à -3 dB , 2,4 kHz à -6 dB
- 2,4 kHz à -6 dB , 6,3 kHz à -3 dB
- 6,3 kHz à -3 dB , 25 kHz à -3 dB.

Un tracé de la totalité des courbes possibles aurait conduit à un joyeux gribouillis totalement illisible ...

Deux problèmes d'étourderie ont été rencontrés à la construction, et il nous semble instructif de vous en communiquer **figure 11** les conséquences. Heureusement, ils se sont concentrés sur une seule bande et un de nos tracés les met en évidence. Il s'agit de la voie «4», soit 400/600/800/1k2 et 1k5, 2k, 2k4, 3k (voir ci-dessus). Cette fois, on voit bien les quatre choix de passe-hauts (le coupe-haut étant figé ici à 2k4 -6dB), et on constate deux problèmes.

En A, une des courbes est loin de respecter les 24 dB/octave ... Voici les effets d'une soudure oubliée ! Par chance, ce n'était observable que sur la voie Droite, donc facilement identifiable.

Le second problème, plus vicieux, se reportait sur toutes les fréquences passe-haut des voies L et R : une drôle de pente (B) s'insérant entre passe-haut et coupe-bas. La «panne», une fois isolée, était due à un défaut des coupe-bas (sur la figure ils sont tous figés à 2k4, -6dB). Il s'agissait tout simplement d'une erreur d'implantation dans CLb (voir numéro précédent, fi-

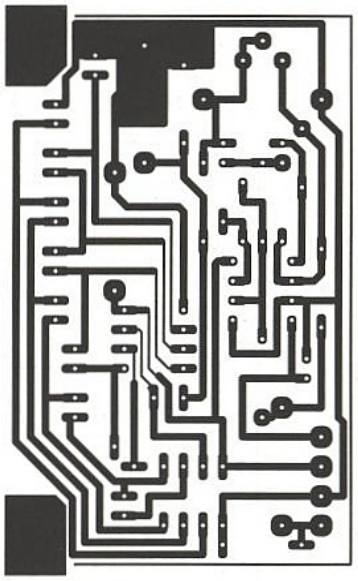


Figure 6a

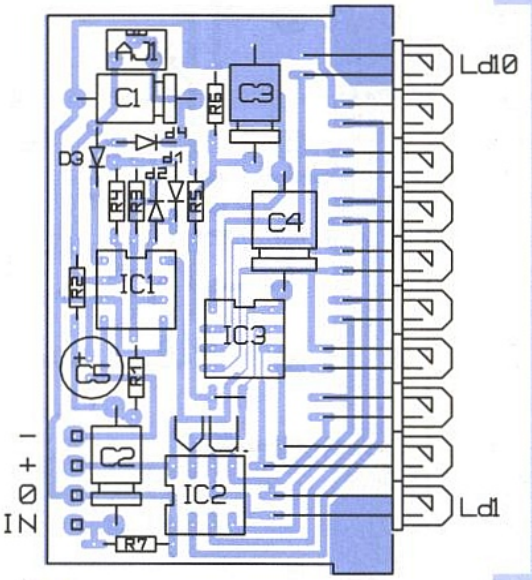
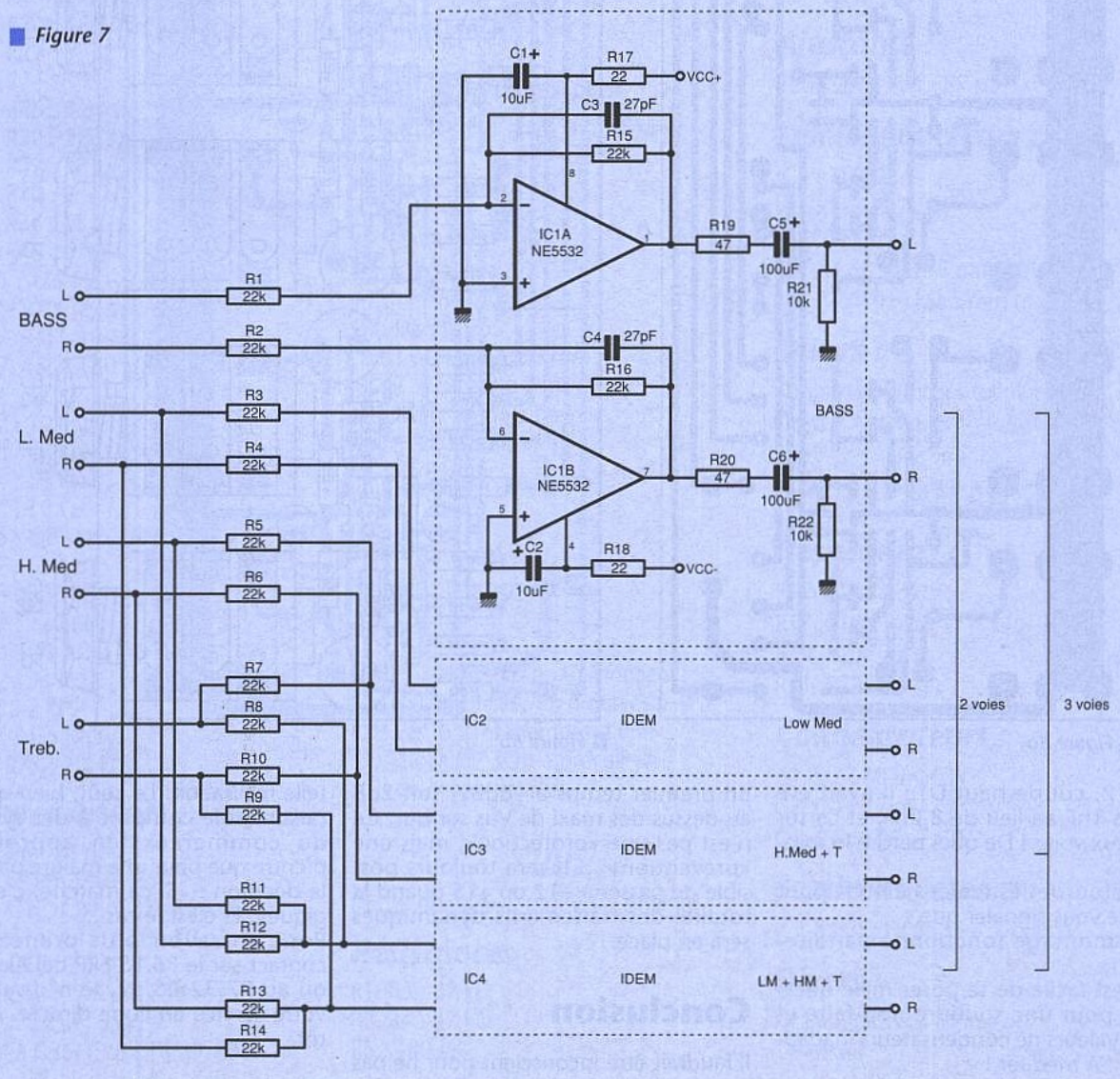


Figure 6b

Figure 7



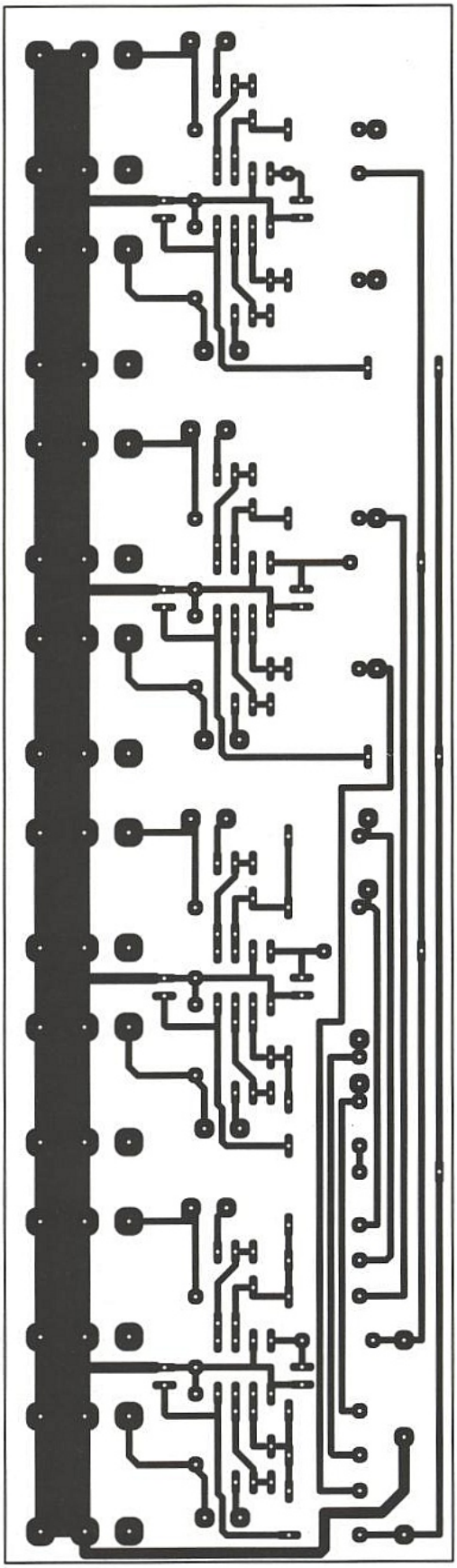


Figure 8a

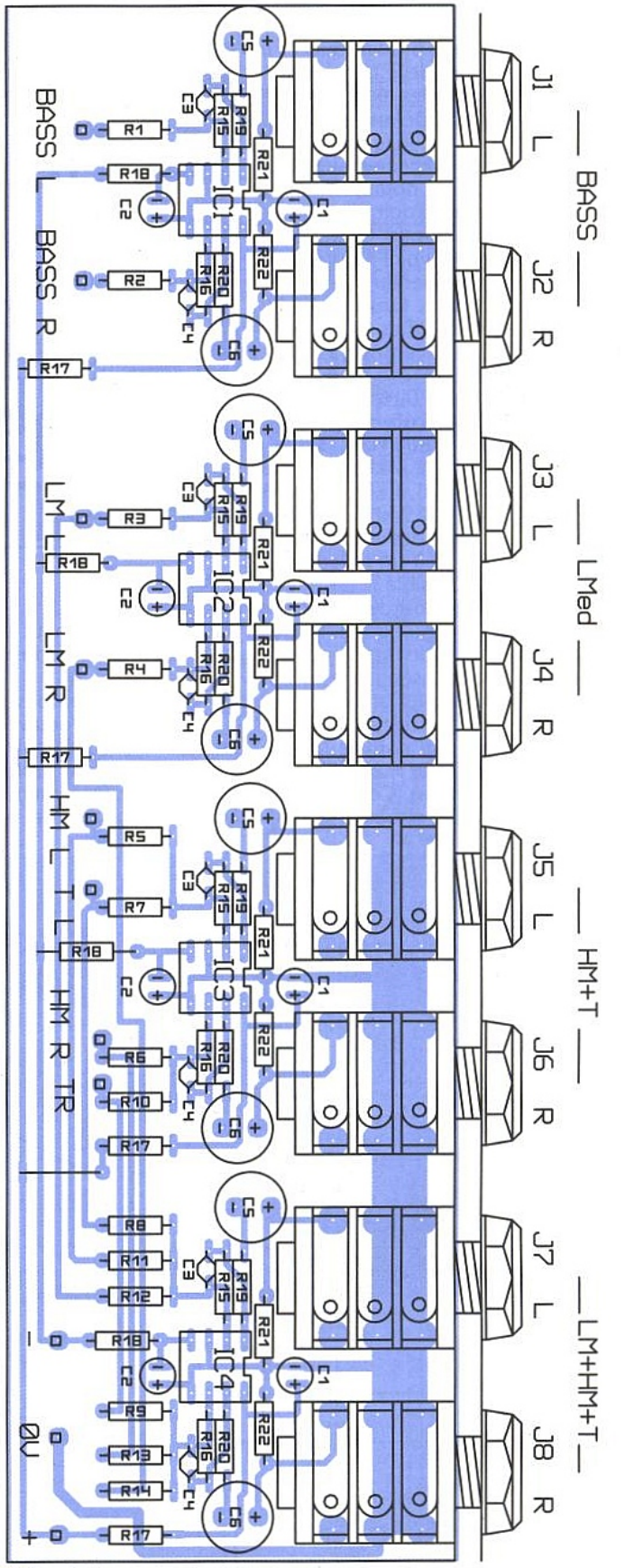


Figure 8b

gure 2, coupe-haut D) : il avait été soudé 1nF au lieu de 8,2nF, et ce sur les deux voies ! De quoi perdre le sommeil ...

Nos étourderies étalées ici ont pour but de vous signaler que :

1/ le montage fonctionne parfaitement

2/ il est facile de se poser mille questions pour une soudure non-faite et deux valeurs de condensateurs inadaptées ... A méditer !

Le réglage des limiteurs a été calé dans un premier temps à +8dBV, soit 2dB au-dessus des maxi de Vus sur bus. Ce n'est pas une «protection», mais une «prévention» ... Il sera toujours possible de passer à +12 ou +15 quand la totalité des traitements dynamiques sera en place.

Conclusion

Il faudrait être inconscient pour ne pas mesurer tout ce que représente une telle réalisation. Le coût, bien que fort raisonnable comparé à des systèmes du commerce s'en approchant, n'entre que pour une maigre part dans la décision : «Si ça marche, c'est magique». Et c'est le cas ...

Pour en savoir plus prenez donc contact sur le 36.15 ERP bal Alary.Jean ou au 97.32.05.57, le n° toujours à votre service en ligne directe. A bientôt.

Jean ALARY.

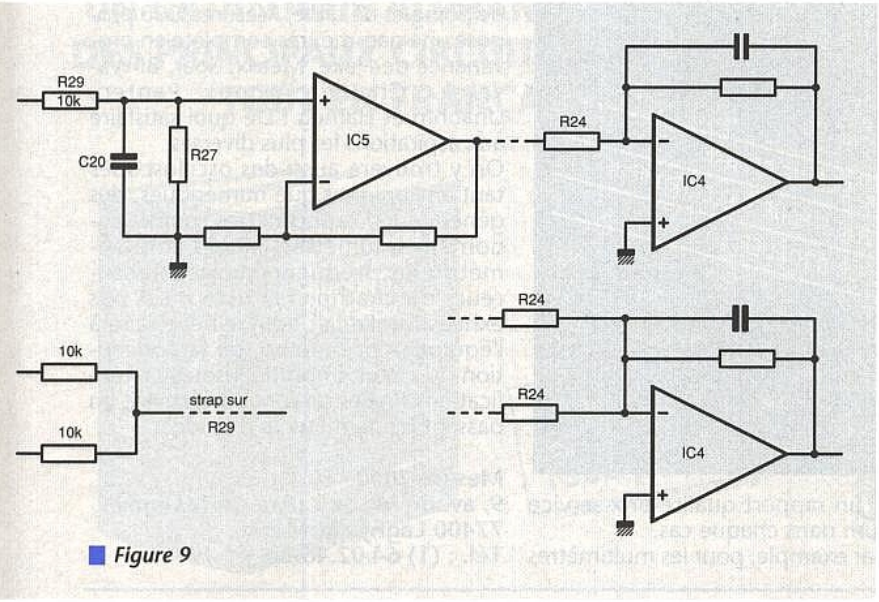


Figure 9

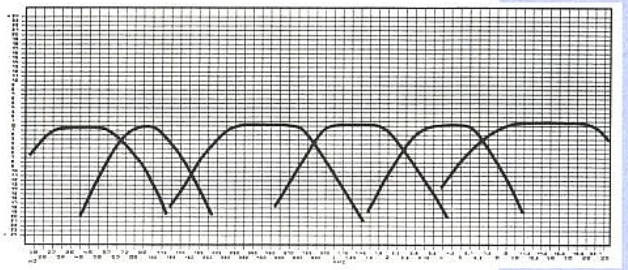
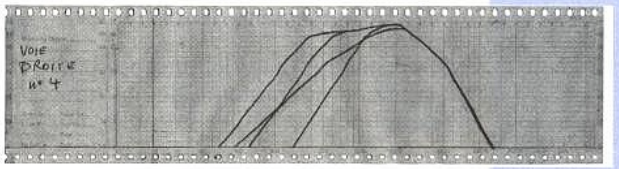


Figure 10

Figure 11



NOMENCLATURE

FRXIN

Résistances :

R1 à R4, R6 à R11, R27, R28,
R41 à R44 : 22 kΩ
R5, R12 à R16, R37, R38 : 82 kΩ
R17, R18 : 27,3 kΩ
R19, R20 : 12,8 kΩ
R21, R22 : 10 Ω
R23, R24 : 1 kΩ
R25, R26 : 5,6 kΩ
R29, R30 : 220 Ω
R31, R32 : 18 Ω
R33, R34 : 3,9 kΩ
R35, R36 : 68 kΩ
R39, R40 : 22Ω
* R45 : 470 kΩ
* R46, R70 : 22 Ω
* R47, R48 : 10 MΩ
* R49, R50 : 180 kΩ
* R51 : 47 Ω
* R52 : 10 kΩ
* R53 : 47 kΩ
* R54 : 56 kΩ
* R55 : 10 Ω
* R56 : 6,8 kΩ
* R57 : 680 kΩ
* R58 : 820 Ω
* R59 : 270 Ω
* R60, R61 : 2,2 kΩ
* R62 : 33 kΩ
* R63 : 1 kΩ
* R71 : 1,5 MΩ
R72, R73 : 2,2 kΩ

Condensateurs :

C1 à C6 : 22 pF
C7 à C10 : 22 µF, 35V
C11, C12, C21, C22 : 100 nF
C13, C14, C19, C20 : 10 µF, 63V
C15, C16 : 27 pF
C17, C18 : 100 µF, 25V
* C23 : 22 µF, 35V
* C24 à C26, C28 : 10 µF, 63V
* C27 : 220 µF, 25V
* C29 à C32 : 100 nF
* C33, C34 : 27 pF
* C35 : 100 µF, 25V
C36, C37 : 2200 µF, 40V

Ajustables :

AJ1, AJ2 : 47 kΩ PIHER
AJ3 : 10 kΩ T18

Semiconducteurs :

IC1, IC2, IC6, IC7, IC10 : NE5532
IC3 : 4052
IC4, IC5 : THAT 2150
* IC8 : THAT 2252
* IC9 : LM324
D1, D2 : zener 7,5 V
* D3 à D6 : 1N4148
D7, D8 : BY255
* Ld1 : LED rouge 5 mm
* Ld2 : LED verte 5 mm
Ld3 : LED rouge 5 mm
Ld4 : LED verte 5 mm
RG1 : 7815
RG2 : 7915

Divers :

Supports 8 broches tulipe = 5
..... 16 ..... = 1
..... 14 ..... = 2
J1, J2 : Jack stéréo de CI Monacor
CM1 : LORLIN 2c, 6p (limitées à 4)
**** Les postes marqués d'une étoile "*" sont à prévoir en deux exemplaires.

VU

(pour une pièce, tout est à doubler)

Résistances :

R1, R3 : 82 kΩ
R2, R4 : 47 kΩ
R5 : 180 Ω
R6 : 3,3 kΩ
R7 : 100 kΩ

Condensateurs :

C1 à C3 : 10 µF axial
C4 : 100 µF, 25V axial
C5 : 22 µF radial

Ajustable :

100 kΩ TX

Semiconducteurs :

IC1 : TL072
IC2 : TFK 267
IC3 : TFK 257
Ld1 à Ld7 : LED 5 mm verte
Ld8 à Ld10 : LED 5 mm rouge

Divers :

Supports 8 broches tulipe : 3
Cosses, visserie, entretoises FF5.

MELANGE

Résistances :

R1 à R16 : 22 kΩ
R17, R18 : 22 Ω
R19, R20 : 47 Ω
R21, R22 : 10 kΩ

Condensateurs :

C1, C2 : 10 µF, 63V
C3, C4 : 27 pF
C5, C6 : 100 µF, 25V

Semiconducteurs :

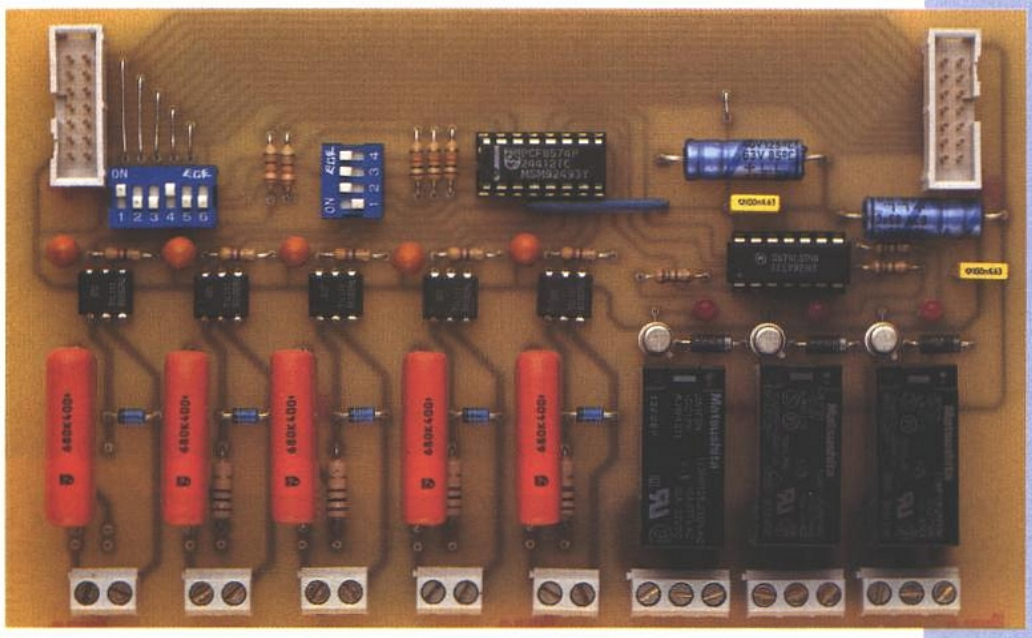
IC1 à IC4 : NE5532 + supports

Divers :

J1 à J8 : Jacks CI Monacor
11 cosses

DOMESTICUS : BORNIER TOUT OU RIEN MIXTE

Avec ce cinquième volet de notre réalisation Domotique, nous faisons un petit retour vers les borniers digitaux, en publiant un bornier d'entrées/sorties digital mixte. Ce bornier est pris en compte dans la version 1.31 de l'Atelier Logiciel disponible à partir de ce mois sur le serveur, au même titre que les borniers 8 entrées ou 8 sorties Digitales.



Pourquoi un bornier TOR mixte ?

Après avoir équipé plusieurs appartements ou maisons (l'équipe de DOMESTICUS a quelques mois d'avance sur les publications d'Electronique Radio Plans), nous nous sommes aperçus que certaines configurations nécessitaient en un endroit ponctuel peu d'entrées et de sorties tout ou rien. Il était ainsi nécessaire d'installer au minimum un bornier d'alimentation, un bornier 8 entrées digitales et un bornier 8 sorties digitales pour quelques entrées/sorties. Comme le circuit PCF 8574 utilisé possède la capacité d'adapter ses 8 broches de données de façon indépendante en entrée ou en sortie, il était destiné à équiper notre bornier mixte.

Après une étude de quelques configurations d'installations standards, nous avons décidé de donner aux broches d'entrées et de sorties du bornier la répartition suivante :

- 5 entrées opto-isolées (de 2 à 220V continu ou alternatif).
- 3 sorties relais 220V 10A.

Description du bornier mixte

Ce bornier est prévu pour s'intercaler de façon traditionnelle dans la chaîne des borniers d'entrées/sorties décrits depuis les premiers numéros de cette réalisation (la **figure 1** représente cette chaîne équipée de borniers mixtes). On retrouve ainsi les deux connecteurs HE10 14 points nécessaires pour le passage des réseaux et des alimentations en haut et de chaque côté de ce bornier.

Le schéma électrique est représenté **figure 2**. Vous pouvez remarquer une grande similitude avec les schémas des borniers 8 entrées et 8 sorties digitales publiés précédement. La pièce maîtresse du montage est le circuit PCF 8574 de PHILIPS. Le réseau utilisé est sélectionné par le micro-switch S1, l'adresse du circuit sur ce réseau par le micro-switch S2. Les entrées ou sorties du circuit PCF 8574 sont forcées au +5V par un réseau de résistances de 10kΩ (R1 à R8).

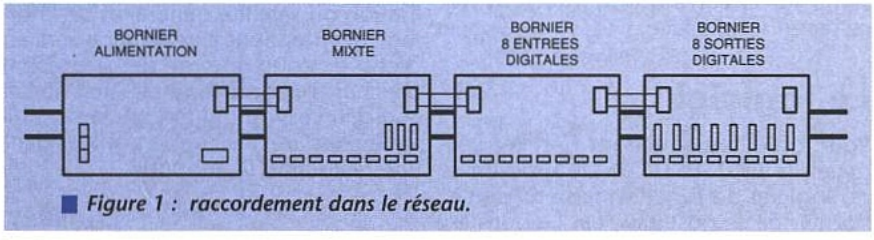


Figure 1 : raccordement dans le réseau.

Entrées

Les 5 entrées sont reliées aux 5 bits de poids faible de l'octet à lire (bits 0 à 4 - broches 4,5,6,7 et 9 du circuit). Elles sont isolées du signal à surveiller par les optocoupleurs IC1 à IC5. Les condensateurs C1 à C5 sont utilisés dans le cas d'un signal alternatif, pour mémoriser l'information de la présence de ce signal lors de la demi-alternance absente du fait du passage dans la diode de l'optocoupleur. Les éléments R9/C6 à R13/C10 servent à effectuer la chute de tension dans l'optocoupleur, et les zeners DZ1 à DZ5 à protéger ce dernier.

Sorties

Les 3 sorties correspondent aux 3 bits de poids fort de l'octet à écrire (bits 5,6 et 7 - broches 10,11 et 12). Les sorties sont mises en forme par un circuit trigger de schmitt inverseur, avant d'attaquer un transistor pour piloter le relais en 12V.

La commande du transistor s'effectue au travers d'une résistance (R20 à R22) et d'une LED de visualisation de l'état de la sortie (D4 à D6). Nous avons sorti

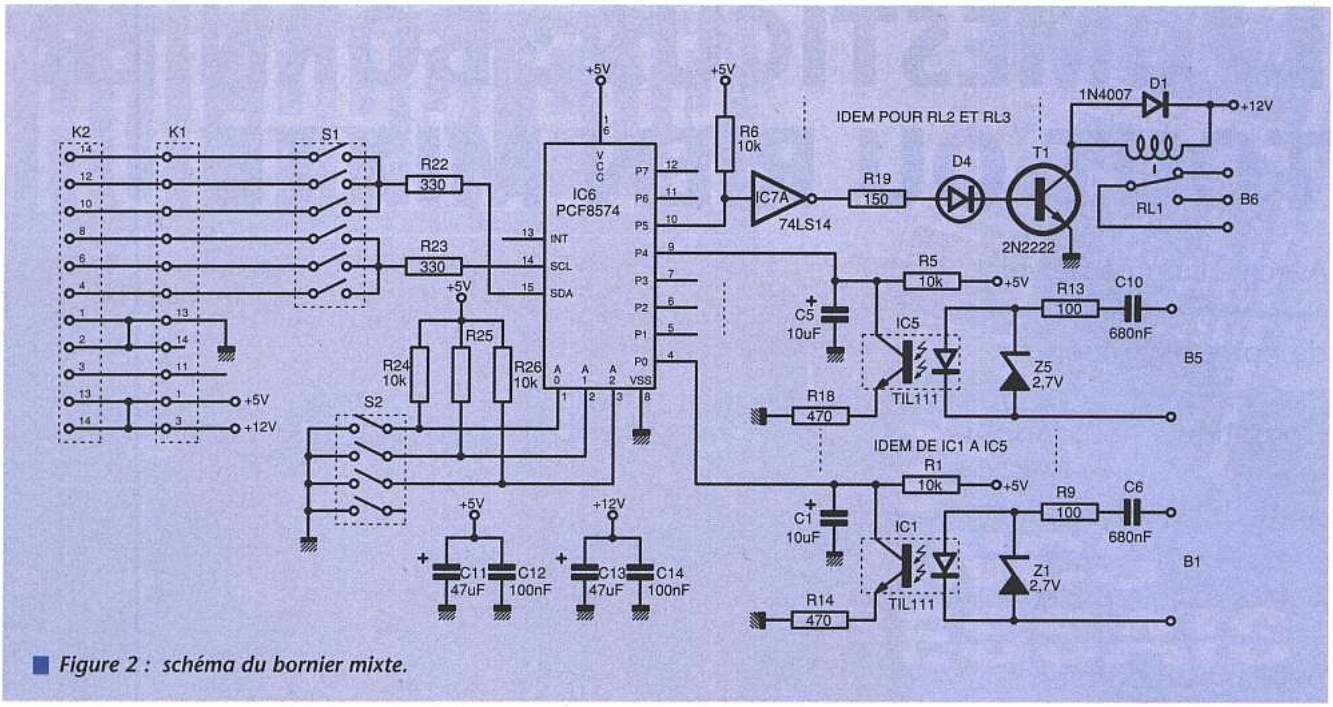
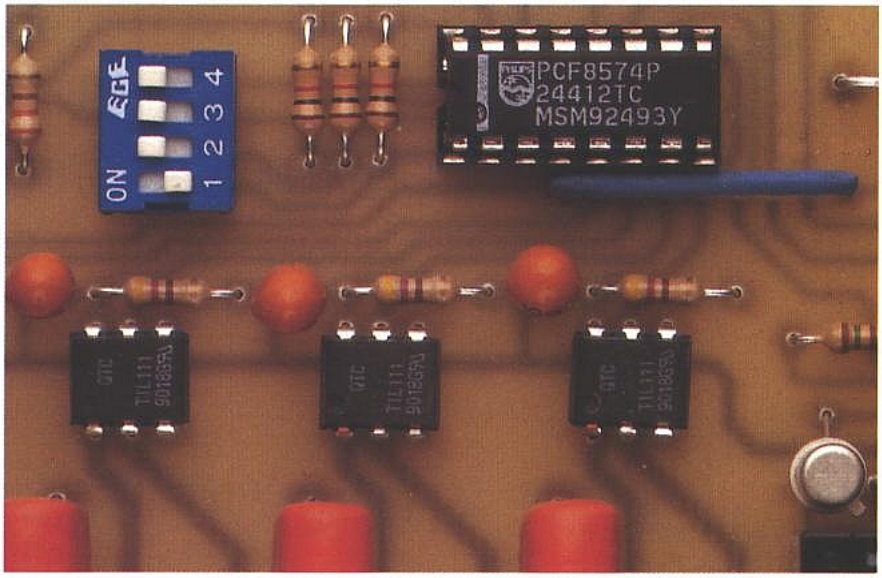


Figure 2 : schéma du bornier mixte.



Octet à transmettre en binaire	Relais activé		
	Voie 6	Voie 7	Voie 8
1101 1111	X		
1011 1111		X	
1001 1111	X	X	
0111 1111			X
0101 1111	X		X
0011 1111		X	X
0001 1111	X	X	X
1111 1111			

Figure 3

Octet lu en binaire	Etat de la voie
XXXX XXX0	Voie 1 activée
XXXX XX0X	Voie 2 activée
XXXX X0XX	Voie 3 activée
XXXX 0XXX	Voie 4 activée
XXX0 XXXX	Voie 5 activée

Figure 4

sur bornes les 3 contacts de chaque relais (commun, repos, travail), pour permettre d'avoir les sorties activées même dans le cas d'un arrêt de fonctionnement de l'installation Domotique.

La réalisation

La réalisation n'appelle pas de commentaire particulier, puisqu'elle ressemble fortement à celle des borniers 8 entrées et 8 sorties digitales. Nous retrouvons la disposition traditionnelle avec la partie réseau I2C en haut du montage, et la partie entrées/sorties en bas (bornes à vis doubles en entrée et bornes à vis triples en sortie). Attention de ne pas oublier les 6 straps présents sur la carte qui permettent de rester en simple face.

Le logiciel

Pour les lecteurs utilisant l'Atelier Logiciel de DOMESTICUS, le problème du logiciel de fonctionnement de ce bornier ne se pose pas, car ce bornier est pris directement en compte de façon transparente pour l'utilisateur. Pour valider une lecture d'un bit en entrée de ce circuit, il est tout d'abord nécessaire de forcer cette broche à 1 ; donc de procéder à une écriture sur le circuit. Cette écriture permettra ainsi de positionner les 3 sorties (pin 5 à 7). Les sorties étant inversées par le circuit 74LS14, une mise à 1 des broches désactive le relais. Ainsi une écriture de l'octet 0xff à l'adresse du circuit PCF 8574 désactive les 3 relais, et prépare les entrées digitales à une lecture. Le tableau représenté **figure 3** vous montre l'octet à transmettre en fonction de l'activation du relais souhaité. Une lecture des 5 bits de poids faible à l'adresse du circuit donne l'état de l'entrée correspondante (si le bit est resté à 1, l'entrée n'est pas activée). Le tableau représenté **figure 4** montre l'état de chaque entrée en fonction de l'octet lu.

Pour commander facilement ce bornier, le sous-programme Ecriture_Lecture_Mode _Maitre() présenté dans le numéro d'Electronique Radio Plans de mars est parfaitement adapté ; puisqu'il permet dans la même fonction d'envoyer un octet précisé en paramètre à l'adresse du circuit, et de renvoyer l'octet lu à la même adresse de circuit.

L'Atelier Logiciel

Nous vous avons expliqué succintement dans le numéro du mois dernier comment utiliser l'Atelier Logiciel pour programmer des petits grafcets de Domotique. Le mois prochain, nous vous décrirons d'autre exemples, avec l'utilisation du satellite général et de l'horloge géante, dont la réalisation sera effectuée. Vous pouvez dès à présent télécharger la version 1.31 de l'Atelier Logiciel, version qui intègre la possibilité de déclarer les borniers mixtes dans une réalisation Domotique.

J.GARBAY.

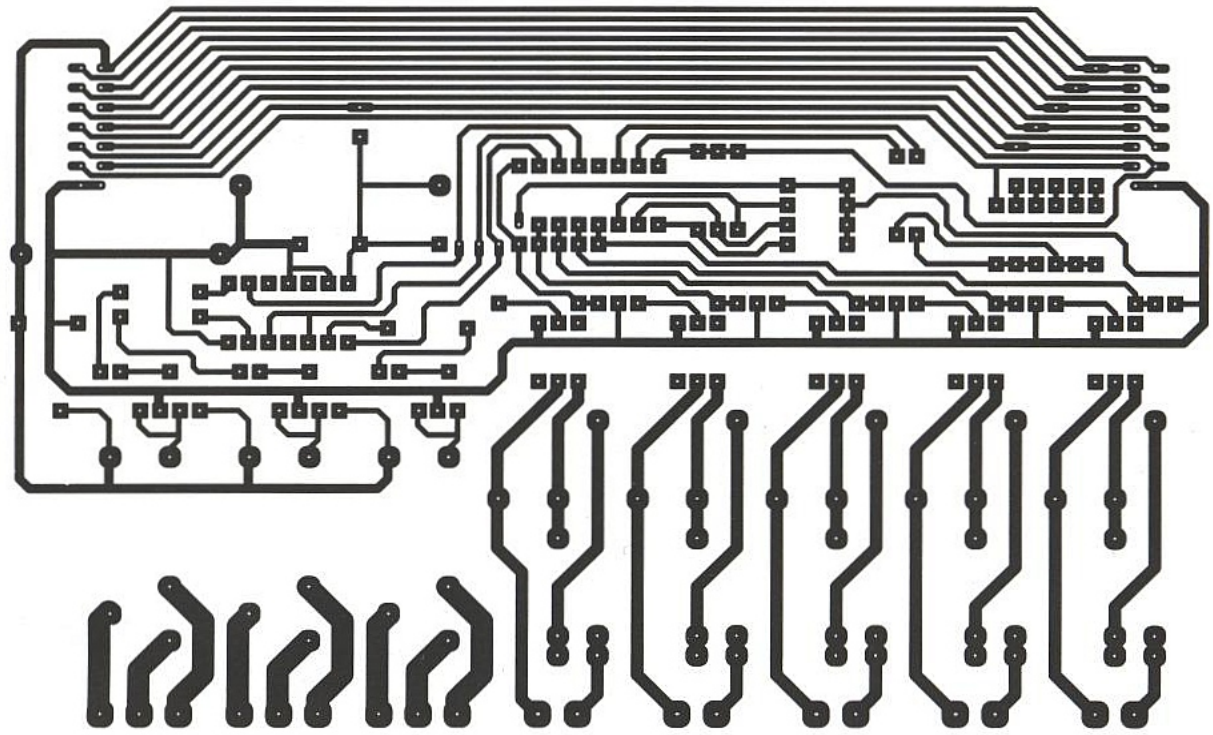


Figure 5

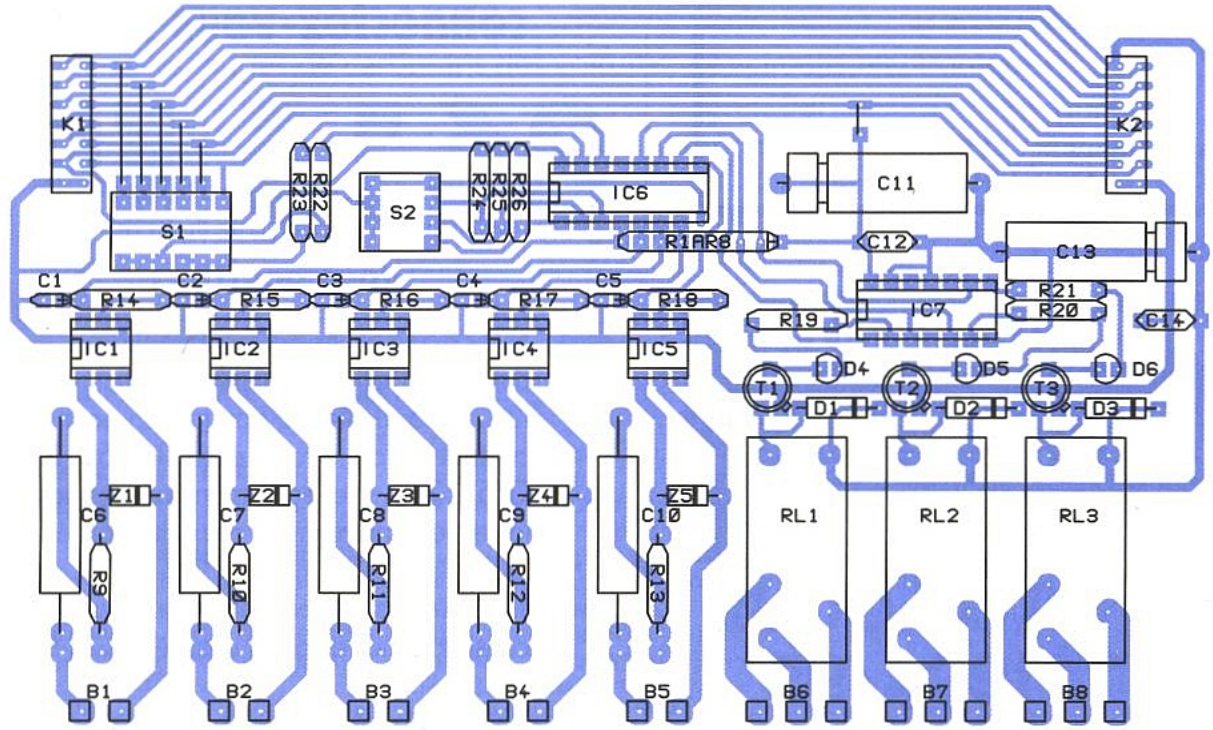


Figure 6

Nomenclature

Résistances :

R1 à R8 : Réseau SIL 8 x 10kΩ
R9 à R13 : 100Ω 1/2
R14, R18 : 470Ω
R19, R20, R21 : 150Ω
R22, R23 : 330Ω
R24 à R26 : 10kΩ

Condensateurs :

C1 à C5 : 10µF 35V tantale
C6 à C10 : 680nF 400V
C11, C13 : 47µF 40V
C12, C14 : 100nF

Semiconducteurs :

D1 à D3 : 1N4007
D4 à D6 : LED 3mm rouges
Z1 à Z5 : Zener 2,7V
T1 à T3 : 2N2222
IC1 à IC5 : TIL 111
IC6 : PCF8574
IC7 : 74LS14

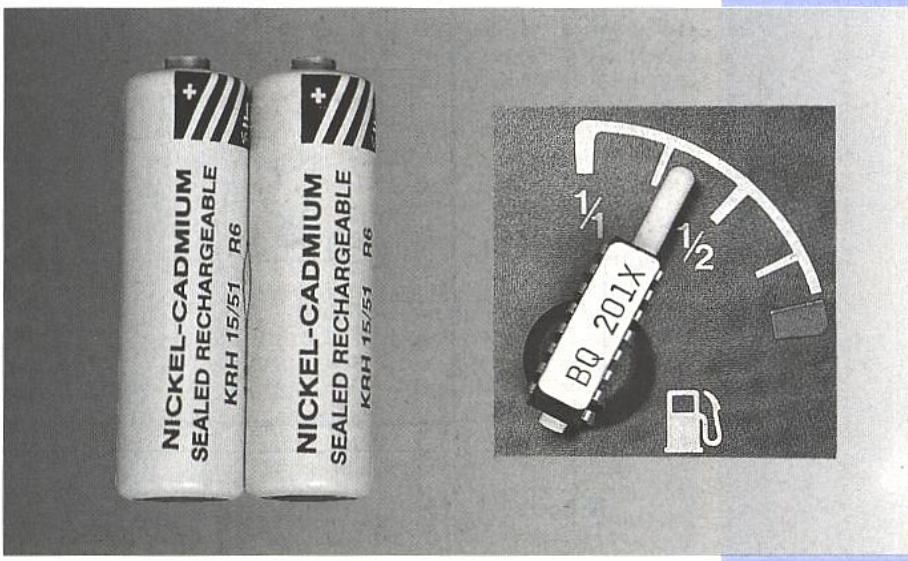
Divers :

Rel1 à Rel3 : Relais 12V - 1RT - 250V 10A pour montage sur circuit imprimé Finder type 40, Matsushita, ou équivalent

K1, K2 : Connecteurs HE10 mâles 2 x 7 points bas profil sans verrou
S1 : Dipswitch horizontal 6 inters
S2 :Dipswitch horizontal 4 inters
B1 à B5 :Borniers doubles à vis au pas de 5,08 mm
B6 à B8 : Borniers triples à vis au pas de 5,08 mm
1 support pour CI 14 broches
1 support pour CI 16 broches
1 profilé pour carte Europe 100 x 160 mm
2 plaques de fermeture pour montage direct ou montage sur rail Oméga

LES CIRCUITS «JAUGES DE BATTERIE»

Rien n'est plus frustrant (et parfois même dangereux) que de tomber en «panne sèche» lors de l'utilisation d'un équipement alimenté par piles ou accus, qu'il s'agisse d'un micro-ordinateur portable, d'un outil sans fil, ou d'un téléphone cellulaire.



Tout comme les jauges de carburant des voitures, des circuits électroniques peuvent se charger de surveiller le «niveau» de n'importe quelle batterie : soit pour donner tout simplement l'alarme lorsque la réserve d'énergie tire à sa fin, soit de plus en plus souvent pour indiquer à chaque instant et avec précision l'autonomie réellement disponible.

Les comparateurs «Low-Bat»

Le moyen le plus simple pour surveiller la décharge d'une batterie de piles ou d'accumulateurs consiste à utiliser un simple comparateur, qui déclenchera l'allumage d'un voyant en dessous d'un certain seuil de tension.
Naturellement, il doit s'agir d'un circuit à très faible consommation, afin de ne pas payer ce surcroît de sécurité par une réduction de l'autonomie disponible.
Une solution particulièrement élégante consiste à incorporer le comparateur dans le circuit intégré régulateur de l'alimentation: la disposition de la **figure 1**, notamment, est un grand classique en matière d'alimentation sur piles, par convertisseur élévateur de tension à découpage (MAX 630).
Mais le problème est plus ardu lorsque les piles cèdent la place à des accumulateurs. En effet, si la tension d'une pile alcaline, par exemple, chute assez lentement vers la fin de sa vie, en revanche celle d'un accumulateur cadmium-nickel s'écroule de façon bien plus brusque, quasiment «sans crier gare». Si le signal «low bat» (batterie faible) ne précède la panne que de quelques secondes, il ne peut guère servir qu'à déclencher une manoeuvre de sauvegarde automatique du contexte, pas à avertir l'utilisateur.
Une amélioration possible consiste à associer plusieurs comparateurs, ou à utiliser un comparateur «à fenêtre», pour déterminer plus précisément l'état de la batterie.
Dans l'exemple de la **figure 2**, un quintuple comparateur MAX 8214 à référence de tension incorporée arrive à identifier un accu à pleine charge, complètement à plat ou presque vide, tout en surveillant aussi une pile au lithium de sauvegarde.
Mais la fiabilité de ce genre de surveillance peut être mise en défaut en cas de fortes variations dans la consommation de l'équipement (alternance de périodes de veille, de réception, et d'émission, ou autres situations comparables). Une bonne précaution consiste alors à mesurer la tension de batterie à l'occasion d'une brève pointe de courant, au moins égale à la consommation maximale de l'appareil et renouvelée à intervalles réguliers.
Le montage de la **figure 3** utilise, pour mettre ce principe en application, un circuit intégré spécialisé CS 2516 de CHERRY SEMICONDUCTOR, capable d'appeler directement un courant de 50 mA, ou bien davantage si on l'associe à un transistor externe comme à la **figure 4**.
A raison de 10 ms toutes le 33 s, un test sous 50 mA ne prélèvera guère que l'équivalent de 15 µA en permanence, à peine plus que les 10 µA que consomme par lui-même le circuit intégré.
Naturellement, la LED de signalisation de batterie faible est commandée elle aussi de façon intermittente, afin que les 15 mA qu'elle consomme ne viennent pas hâter par trop la survenance de la panne.
Cette solution convient bien à la surveillance de petites batteries de 7 à 12 V (typiquement 9 V), alimentant des équipements simples.
Par contre, lorsqu'un microcontrôleur est déjà présent, il peut se révéler avantageux de s'en servir pour réaliser cette fonction : on lui ajoutera alors un transistor et un comparateur externes, à moins qu'il ne possède des entrées analogiques (CAN incorporé).
Mais dans ce cas, on peut faire bien mieux que de la simple surveillance par «tout ou rien» !

Les jauges «intégrales» :

Faute de mieux, les simples jauges à seuil dont nous venons de traiter permettent tout de même une surveillance rudimentaire de l'état de décharge

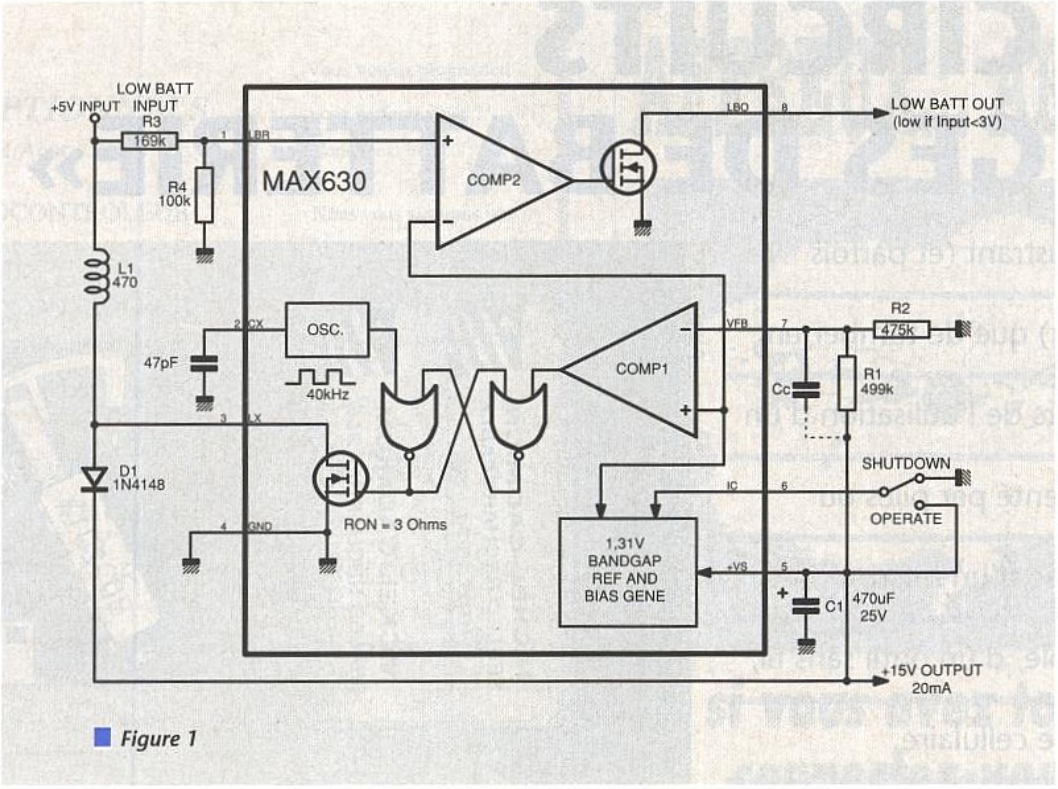


Figure 1

ment sur le sens et l'importance des courants circulant dans l'accu : il suffit d'intégrer le facteur «temps» et un certain nombre de paramètres annexes tels que la température, pour en déduire une bonne idée de l'autonomie disponible à un instant donné.
Il devient donc possible de prévoir une véritable «jauge» à barregraphe, ou affichable dans un coin d'écran!
Le cas échéant, le système peut même se «recaler» lui-même de temps en temps, en exigeant qu'une décharge complète précède la prochaine recharge : ce sera d'ailleurs excellent pour la santé de la batterie, évi-

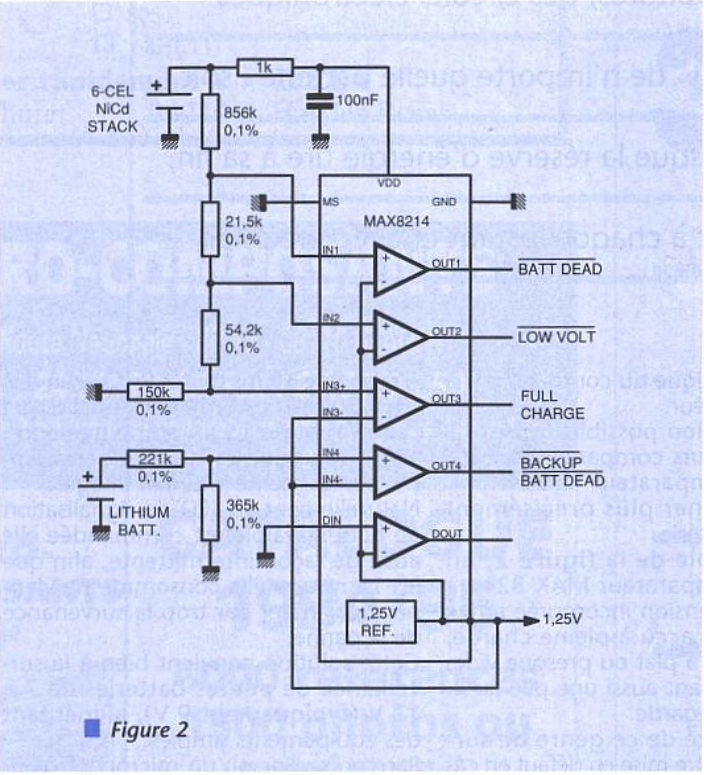


Figure 2

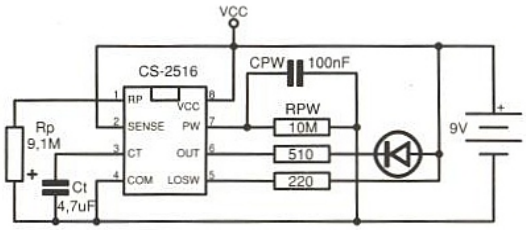


Figure 3

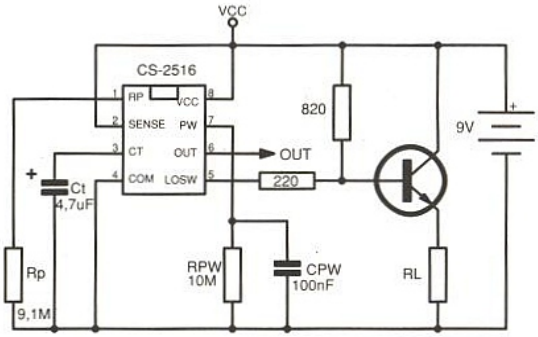


Figure 4

d'une batterie de piles ou d'accumulateurs.
Mais les exigences des applications modernes sont telles qu'il a fallu imaginer tout autre chose: un véritable «calculateur» capable de comptabiliser en temps réel tous les prélèvements d'énergie, tous les apports par recharge, et même dans une certaine mesure les pertes de capacité par auto-décharge ou vieillissement de la batterie!
Toutes les variantes de ce principe de base font appel à l'insertion d'une résistance de très faible valeur en série avec la connexion de masse de la batterie. La tension présente aux bornes de ce «shunt» renseigne très exacte-

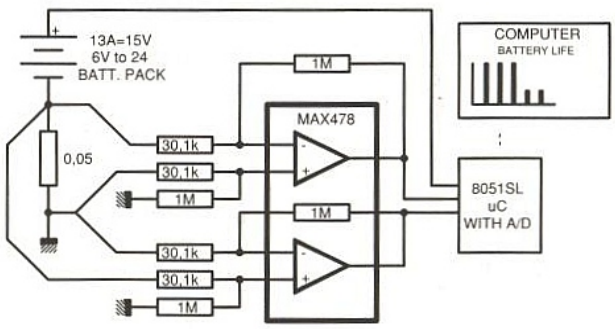


Figure 5

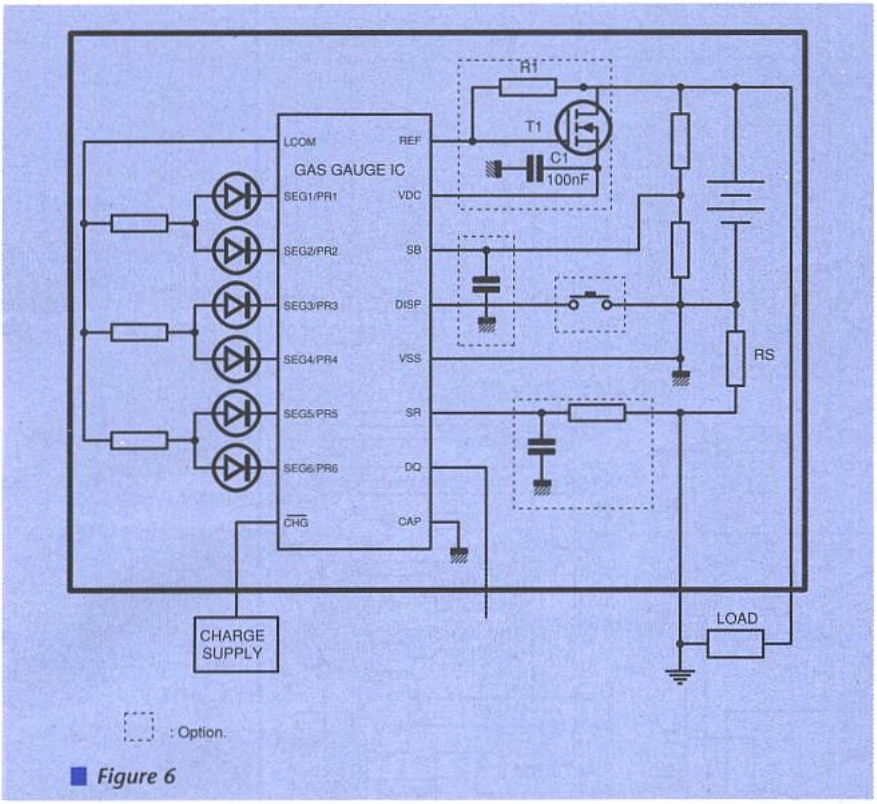


Figure 6

tant l'apparition de phénomènes de «mémoire».
Il est bien évidemment souhaitable que la valeur du shunt soit aussi faible que possible, afin que l'énergie qu'il dissipe reste négligeable devant les besoins de l'équipement alimenté : on considère généralement ce prélèvement comme acceptable s'il n'excède pas 1% de la consommation totale.
La résistance du shunt sera la plupart du temps de l'ordre de 0,05 à 0,1 Ω, ce qui impose une amplification de la tension qui apparaît à ses bornes, pour les deux polarités possibles.

La **figure 5** reproduit le schéma que suggère MAXIM lorsque la supervision est faite par un 8051SL, à CAN incorporé: un double amplificateur différentiel est réalisé à partir d'un MAX 478, dont la consommation particulièrement faible est un atout de plus.
Mais il faut savoir qu'une telle incorporation d'une fonction «jauge de batterie» dans un système microprogrammé risque d'accroître considérablement la charge de travail du processeur, et donc la complexité de son logiciel.
Une fois de plus, on pourra donc avoir intérêt à lui adjoindre un «coprocesseur» spécialisé, capable de le décharger d'une tâche bien plus lourde qu'on pourrait le penser au premier abord.

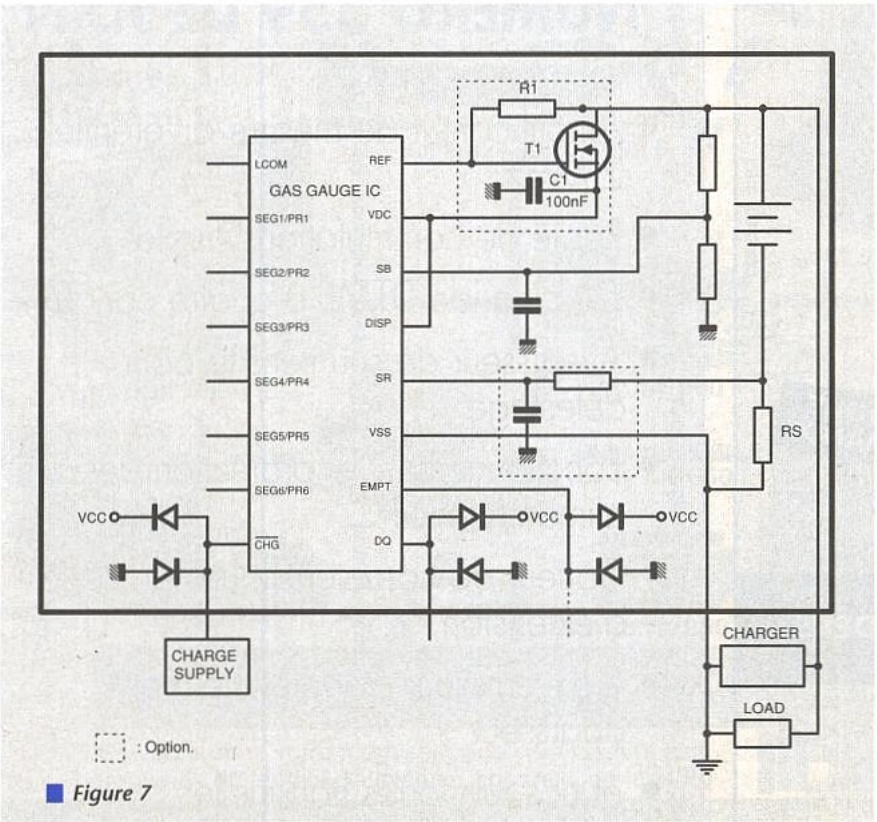


Figure 7

DES COMPOSANTS SPÉCIALISÉS :

Déjà spécialiste des circuits intégrés de gestion de batterie (comme le BQ 2001 qui a été présenté en son temps dans ces colonnes), BENCHMARQ propose différents composants spécifiquement conçus pour l'incorporation de jauges autonomes et performantes à l'intérieur même des blocs d'accumulateurs (moins de 4 cm^2 suffisent !)
Même si un barregraphe local à cinq ou six LED peut être prévu en tout et pour tout, une communication par ligne série demeure possible avec un processeur distant, ce qui permet la mise en oeuvre de fonctions aussi évoluées que nécessaire.
Le schéma de la **figure 6** illustre ainsi une application complète, avec barregraphe et dialogue série facultatif, tandis qu'à la **figure 7** le barregraphe est absent: les données d'autonomie sont «remontées» par la ligne série vers le processeur central, qui pourra par exemple les visualiser sur un écran LCD.
Présenté en boîtier à 16 broches, le BQ 2010 est particulièrement adapté aux applications utilisant un chargeur rapide, tandis que le BQ 2011 est optimisé pour les équipements à très fort courant de décharge, comme les outillages sans fil.
Les variantes respectivement référencées BQ 2012 et BQ 2013 possèdent en plus une sortie destinée à piloter le chargeur : on pourra ainsi arrêter celui-ci dès qu'il aura reconstitué la charge correspondant à une décharge connue, et donc éviter toute surcharge et toute perte de temps.
Dans tous les cas, les caractéristiques de la batterie sont enregistrées, dans leurs moindres détails, par le circuit de jauge lui-même : celui-ci pourra donc tenir compte, avec une grande précision, de régimes de charge et décharge irréguliers, de fortes variations de température grâce à un capteur intégré, et aussi de l'auto-décharge lors de périodes de repos prolongé.
MICROCHIP, bien connu de nos lecteurs par le biais des microcontrôleurs PIC, arrive à son tour sur ce créneau où on trouvera sans doute bientôt beaucoup de monde. Baptisé «True Gauge», son circuit intégré MTA 11200 n'est pourtant pas à proprement parler une simple jauge de batterie : équipé certes d'un barregraphe facultatif à quatre LED mais aussi d'un contrôleur de charge et de «remise en forme», il faut plutôt le ranger dans la catégorie des circuits de gestion de batterie que l'on devra associer à un microprocesseur.
Un véritable «jeu d'instructions» permet d'ailleurs au MTA 11200 de recevoir «d'en haut» des ordres très variés.
Il nécessite également une EEPROM I2C externe (MICROCHIP en fait...) servant à stocker de multiples paramètres liés à la batterie.
Quatre comparateurs externes apparaissent aussi sur l'exemple de schéma

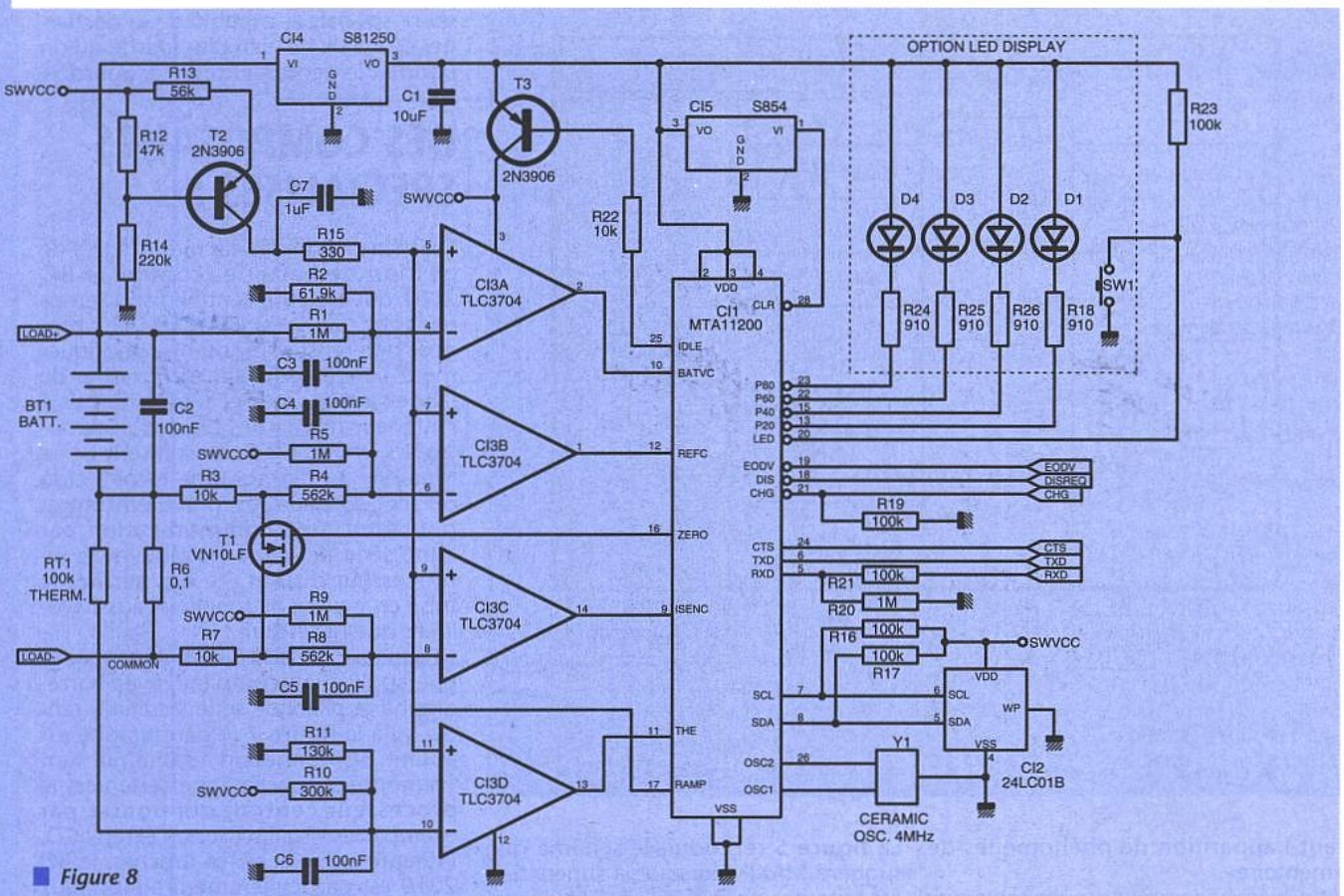


Figure 8

d'application reproduit à la **figure 8**, très complet mais aussi plus encombrant qu'une simple jauge (le MTA 11200 est d'ailleurs présenté en boîtier à 28 broches).

Bref, bien que le marché des jauges de batterie soit encore très jeune, des solutions existent d'ores et déjà pour améliorer considérablement le confort et la sécurité d'utilisation des équipements à batteries rechargeables : à base de composants courants mais au prix de performances limitées ou de développements logiciels assez ardus, ou bien en toute simplicité grâce aux composants spécifiques qui commencent à apparaître.

Patrick GUEULLE

QUALITE STOCK PRIX

HITANO
ROEDERSTEIN
SIC SAFCO
SPRAGUE

EN CONDENSATEURS
NOUS SOMMES ET RESTONS LEADERS
POUR MIEUX VOUS SERVIR

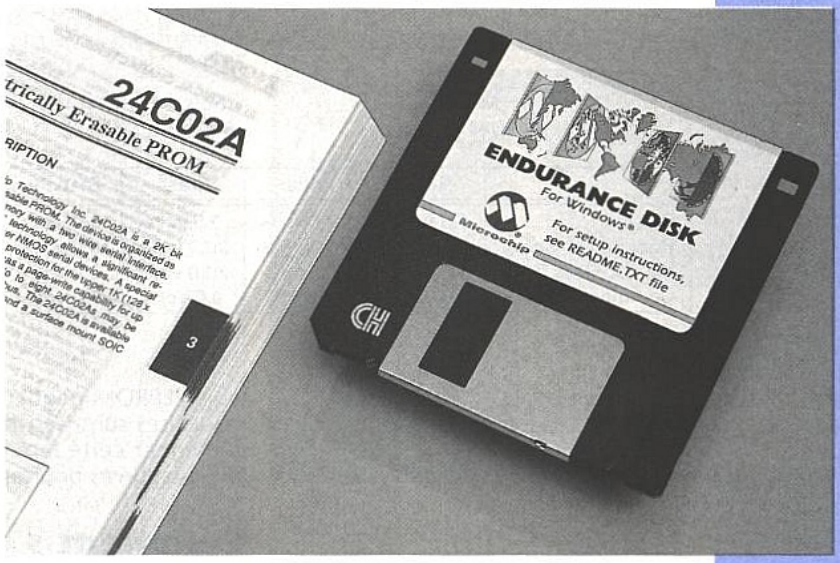
ASN ELECTRONIQUE S.A.
B.P.48 - 94472 Boissy-St-Léger Cedex - **Tél. (1) 45.99.22.22** - Fax (1) 45.98.38.15
Marseille: Tél. 91.94.15.92 - Fax 91.42.70.99

AU SOMMAIRE DU NUMÉRO 559 DE JUIN

- Amplificateur de mesure différentiel 2 MHz
- Régie de commutations audio
- Commande DTMF à quatre canaux
- Avertisseur de surintensité pour délestage
- Fonctionnement et protection des alimentations PC
- Traceur de caractéristiques en carte d'extension
- Convertisseur 5 V élévateur et abaisseur
- et nos rubriques habituelles ...

ENDURANCE : UN LOGICIEL D'ÉVALUATION D'EEPROM MICROCHIP

Cent mille cycles, un million de cycles, dix ans, voire même un siècle : les chiffres de longévité annoncés par les fabricants de mémoires EEPROM série varient tellement d'une marque à l'autre que l'utilisateur se pose forcément des questions.



L'explication est pourtant simple : personne ne parle vraiment de la même chose ! En pratique, la durée de vie d'une EEPROM série dépend de tant de paramètres que seule une étude au cas par cas peut donner un résultat significatif, parfois fort éloigné de ce qu'annoncent les publicités...

Compte tenu de la complexité de la chose, MICROCHIP a eu la bonne idée de développer un logiciel pour compatibles PC, capable de modéliser fidèlement le comportement de ses mémoires dans pratiquement n'importe quelle application.

Les EEPROM s'usent si on s'en sert !

Il faut le dire clairement : les mémoires EEPROM (série ou parallèle d'ailleurs) se dégradent au fur et à mesure de leur utilisation, ou plus précisément au fil des cycles d'effacement et réécriture. Cette détérioration progressive ne se traduit pas par une défaillance brutale, mais par une augmentation du taux d'erreurs d'écriture. Il faut donc fixer un critère de fin de vie avant même de pouvoir avancer le moindre chiffre de longévité: tout le monde ne choisit pas forcément le même...
Par ailleurs, il ne faut pas confondre endurance et rétention des données: une même mémoire peut fort bien être capable de conserver cent ans des données écrites une fois pour toutes, mais être «usée» au bout de quelques années seulement si de fréquentes modifications sont nécessaires !

Le graphique de la **figure 1**, dont l'échelle des temps est logarithmique, permet de se faire une idée de ce que subissent les EEPROM série dans un certain nombre d'applications courantes.

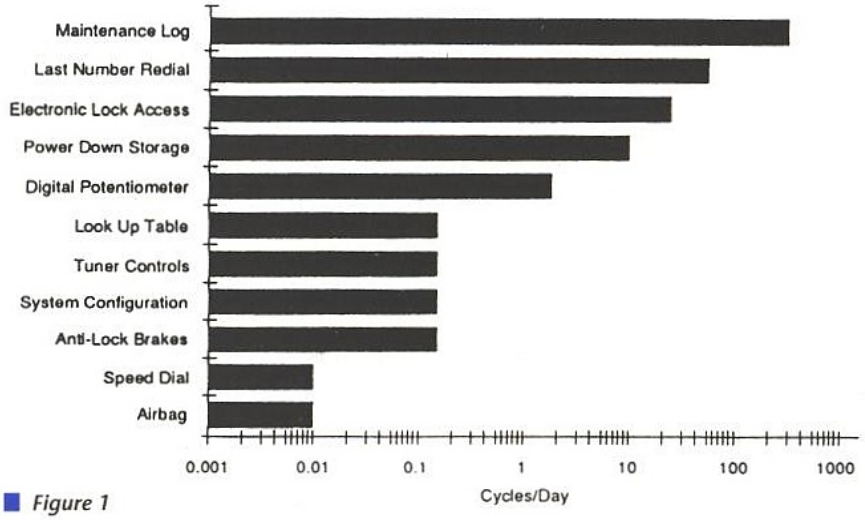
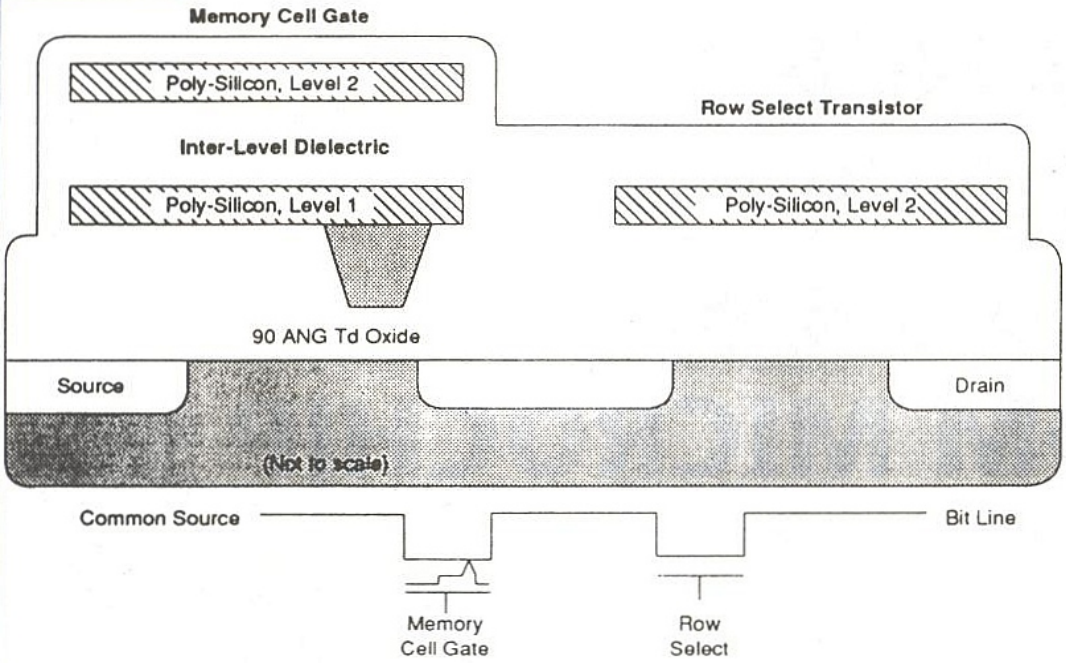


Figure 1



	Read	Write	Erase	Standby
Bit Line	1.6 volts	18.0 volts	0.0 volts	0.0 volts
Row Select Gate	5.0 volts	20.0 volts	20.0 volts	0.0 volts
Memory Cell Gate	5.0 volts	0.0 volts	20.0 volts	0.0 volts
Common Source	0.0 volts	Float	0.0 volts	0.0 volts

Figure 2

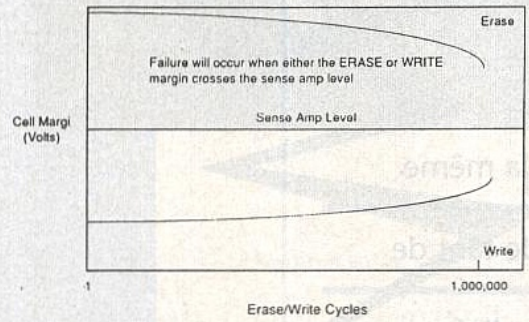


Figure 3

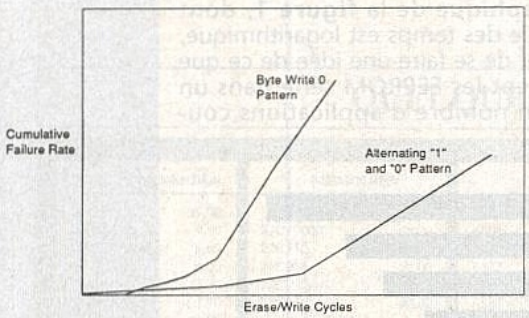


Figure 4

Si un système ABS de voiture n'écrit guère dans sa mémoire non volatile qu'une fois par semaine en moyenne, en revanche un clavier téléphonique peut fort bien lui faire subir une centaine d'écritures par jour, et on atteint plusieurs centaines dans le cas de certaines mémoires utilisées pour le stockage d'informations nécessaires à la maintenance.
Méconnaître ces aspects de la technologie EEPROM peut conduire à de fort mauvaises surprises, ou au contraire à dédaigner cette famille de mémoires aux ressources pourtant immenses.

Comment s'use une EEPROM ?

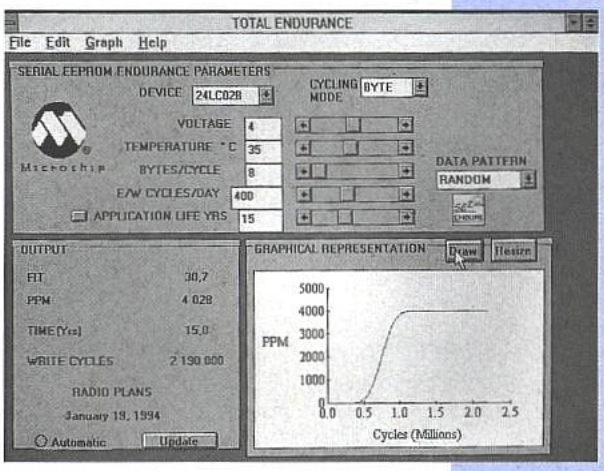
On doit considérer la structure interne d'une cellule d'EEPROM, schématisée à la **figure 2**, pour comprendre comment un tel composant peut arriver à s'user.
Il faut savoir que pour effacer ou écrire, il est nécessaire d'appliquer une vingtaine de volts au transistor de sélection de ligne (row select).
Dans les EEPROM série actuelles (et en particulier dans les cartes à puce récentes), ce Vpp est obtenu par une pompe de charge interne, à partir du Vdd de 3 à 5 V.
Lorsque la grille polycristalline d'une cellule est à 20 V et que son drain est à 0 V ou vice versa, les électrons passent entre le substrat et la grille par effet tunnel à travers 90 angströms de diélectrique, jusqu'à ce que la grille soit chargée à saturation. C'est le sens de cette charge qui détermine s'il y a écriture ou effacement de la cellule.
Ce qu'il est convenu d'appeler un cycle d'effacement-écriture (erase-write) est donc l'enchaînement d'une charge puis d'une décharge de la grille.
Le champ électrique nécessaire à ces opérations est extrêmement élevé et c'est lui qui, petit à petit, va «user» la cellule mémoire: on n'usera donc jamais une EEPROM en la lisant, même fréquemment.
L'usure se traduit par le phénomène illustré par la **figure 3** : une diminution progressive de la marge de tension entre les états «effacé» et «écrit». La défaillance proprement dite apparaît lorsque le circuit de lecture n'arrive plus à faire la différence entre les deux. Il est important de noter que la plupart des défaillances survenant au bout de moins de deux millions de cycles d'effacement-écriture sont liés au nombre de défauts par unité de surface de la mémoire.
Pour améliorer l'endurance d'une EEPROM, on ne peut donc guère agir sur la conception de la cellule mémoire, mais plutôt sur la qualité du processus de fabrication. C'est ce qui explique que des différences sensibles puissent être constatées entre des marques utilisant quasiment la même technologie. Cela d'autant plus que l'amélioration de certaines performances peut fort bien nuire à l'endurance: la réduction des temps de programmation, par exemple, peut se faire en augmentant les tensions internes, mais en même temps l'usure.
Il faut aussi savoir que des procédés de correction d'erreurs (transparents pour l'utilisateur) sont souvent mis en œuvre au sein du composant. On prévoit pour cela jusqu'à quatre bits redondants pour chaque octet, ou bien un système de «parité» : ainsi, un seul bit erroné ne peut plus faire perdre un octet entier.

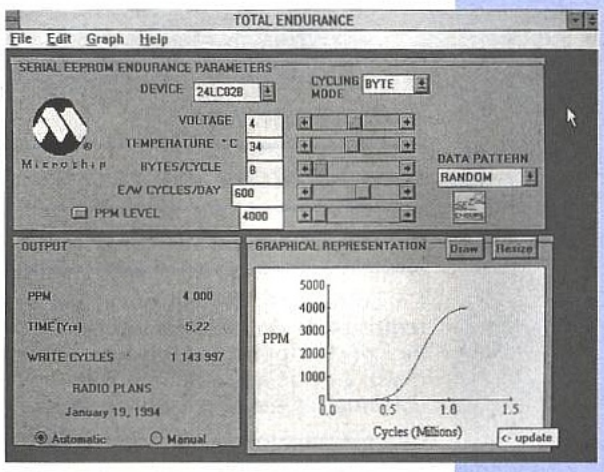
Comment estimer l'endurance d'une EEPROM ?

Le calcul rigoureux de la durée de vie prévisible d'une EEPROM série est une affaire complexe, qui doit prendre en compte des paramètres aussi divers que la tension d'alimentation, la température de fonctionnement, la fréquence des effacements et écritures, et même la nature des données à écrire ! En effet, la **figure 4** met en évidence une différence très nette entre les taux de défaillance obtenus selon que l'on écrit surtout des zéros ou bien une alternance de zéros et de uns, situation dans laquelle un défaut pourra fort bien passer plus longtemps inaperçu. Il ne faut pas oublier, non plus, que l'usure affecte seulement les cellules que l'on efface et programme réellement: on usera bien plus vite une mémoire dans laquelle il faut remettre fréquemment à jour un seul mot, qu'une EEPROM dans laquelle les effacements et écritures concernent plus ou moins aléatoirement toutes les adresses.
Le logiciel «ENDURANCE DISK» offert par MICROCHIP permet précisément de «croiser» tous les paramètres connus du seul développeur d'une application donnée, avec toutes les caractéristiques importantes des mémoires de cette marque: une estimation vraisemblable peut ainsi être obtenue en quelques minutes, ce qui permet le cas échéant de modifier telle ou telle valeur en plusieurs fois comme avec un tableur.
La même disquette héberge deux versions du logiciel : une pour DOS, et une pour WINDOWS 3.1 ou supérieur. La version DOS fonctionne uniquement en mode texte, selon un dia-

```
Please enter the following data.

The device you will be using:
1 for 24C01A
2 for 24C02A
3 for 24C04A
4 for 24C16
5 for 24LC01
6 for 24LC02
7 for 24LC04
8 for 24LC08
9 for 24LC16
10 for 93C06
11 for 93C46
12 for 93C56
13 for 93C66
14 for 93LC46
15 for 93LC56
16 for 93LC66
17 for 93AA46
18 for 93AA56
19 for 93AA66

2
Enter voltage between 4.5 and 5.5

What is the voltage your application runs at?
5
pproximately how many bytes of the array get written during each write period?
(0- 256)
32
What is the typical number of write periods per day?
50
What temperature does your application run at? (C)
20

Are you using byte mode, page mode, or block mode cycling? (1 for byte, 2 for
page, and 3 for block.)
1
Would you like a calculation for a R)andom pattern or
an A)ll zeroes pattern?

Which option would you like to use:

1 for fails in time (FITS)
2 for PPM fails at particular time,
3 for PPM fails at particular number of cycles,
4 for time to particular PPM fails,
5 for write cycles to particular PPM fails, or
6 to end the program.

4

Enter PPM level
100

Calculating....

Here are your results, RADIO PLANS

 2.4  years: Failure Rate =     100  PPM

Do you want to repeat the program, RADIO PLANS
type y or n
```

■ *Figure 5*





logue pour le moins rudimentaire dont la **figure 5** reproduit un échantillon. L'utilisateur doit répondre à toute une suite de questions en langage clair (anglais !), avant d'obtenir les résultats souhaités : soit une simple estimation de durée de vie à taux de défaillance donné (ou l'inverse), soit un tableau de valeurs.

Infiniment plus confortable à utiliser mais naturellement plus encombrante sur le PC, la version WINDOWS se présente sous la forme d'un unique écran de travail muni de plusieurs «potentiomètres» de réglage et d'un traceur de courbes. On peut, au choix, voir les résultats varier en continu pendant qu'on actionne les commandes, ou ne demander le calcul que lorsque le problème est entièrement posé (option à recommander !)

Bien qu'il s'agisse là d'un fort bon outil d'aide à la décision, il ne faut pas s'attendre à une précision digne d'un simulateur, puisque de toute façon les données fournies sur l'application envisagée contiennent une bonne part d'estimations plus ou moins approximatives.

On ne perdra pas de vue, par ailleurs, que les résultats obtenus s'entendent sous réserve de l'utilisation de mémoires de marque MICROCHIP, dont seules les caractéristiques figurent évidemment dans la «base de données» du disque.

Même si l'ordre de grandeur a de bonnes chances d'être souvent juste, des écarts sensibles n'auraient rien d'invraisemblable d'un fabricant à l'autre.

Nous avons vu pourquoi.

Patrick GUEULLE

SPRINT PLUS 48

"La haute technologie pour tous"

- Programmateur Professionnel Universel Portable
  - utilisation du laboratoire à la maintenance
- Pin Drivers Universels, fournissent un signal digital et analogique précis sur chacune des broches
- Simplicité d'utilisation par menus successifs
- Programme plus de 3000 versions de composants
  - FPGA, CPLD, EPLD, PAL, microcontrôleurs, EPROM et E²PROM
- Rapidité de chargement
  - avec le port parallèle du PC
- 2 Versions sélectionnables par librairie
  - Niveau 1 : Limité à 32 broches
  - Niveau 2 : Jusqu'à 48 broches
- Evolution du niveau 1 au 2 par clé logicielle
- Fabriqué et développé en Allemagne
- Prix de vente Plus 48-1 : F. **6 449** (U. HT)
  Plus 48-2 : F. **10 775** (U. HT)
  Plus 48-E : F. **5 400** (U. HT)

NEWTEK
8, rue de l'Estérel
Silic 583 - 94663 RUNGIS CEDEX FRANCE
Tél. : (1) 46 87 22 00 - Fax (1) 46 87 80 49

L'UNIVERS ELECTRONIQUE

Oscilloscopes Professionnels

BI-Wavetek présente une gamme complète d'oscilloscopes robustes, fiables et économiques de 20MHz à 60MHz;

Analogiques

Digitaux

Tous les oscilloscopes BI-Wavetek sont livrés avec 2 sondes x1/x10

9012E

- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement alterné

3 689 F TTC

9020E

- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,01µs/div
- Balayage retardé

3 990 F TTC

9016E

- 2 x 60 MHz
- Double base de temps
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement TV

7 389 F TTC

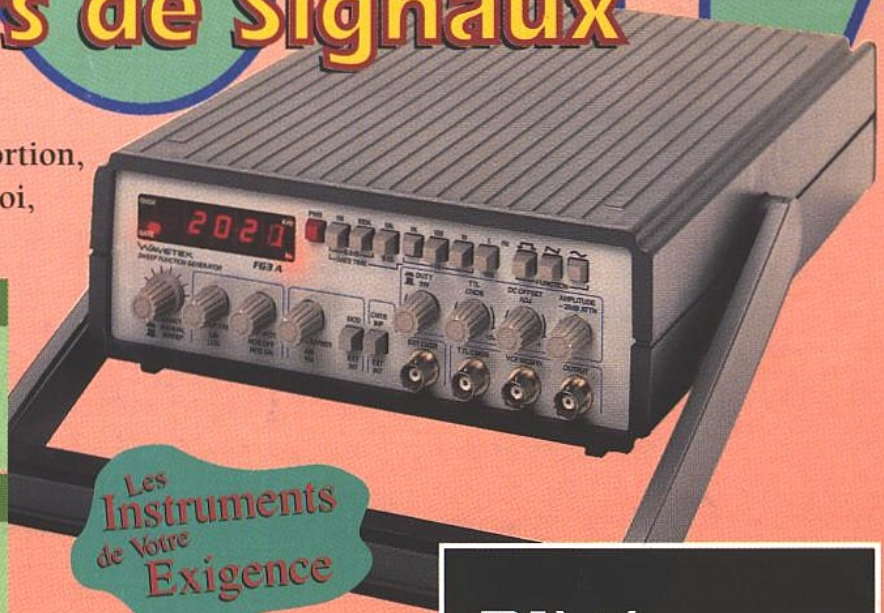
9302E

- Mémoire numérique
- 2 x 20 MHz
- Base de temps 0,5µs/div; x 100 en mode numérique
- Mode 'Roll'
- Sortie analogique

7 425 F TTC

Générateurs de Signaux

BI-Wavetek c'est aussi une gamme de générateurs de fonctions à faible distortion, polyvalents, stables et souples d'emploi, dans une gamme de 0.2Hz à 2MHz.



FG2AE — 1 775 F TTC

- 7 calibres de 0,2 Hz à 2 MHz
- Sortie: carrée, sinus, triangle, pulse
- Rapport cyclique variable
- Entrée VCF, Atténuation fixe, variable

FG3BE — 2 850 F TTC

Toutes les fonctons du FG2AE, plus:

- Compteur de fréquences internes et externes jusqu'à 100MHz
- Modulation de fréquence et d'amplitude
- Balayage linéaire ou logarithmique

Les Instruments de Votre Exigence

BI-WAVETEK

Selectronic
LA PASSION DE L'ÉLECTRONIQUE

CONDITIONS GENERALES DE VENTE

REGLEMENT A LA COMMANDE : Forfait port et emballage **28F00 TTC**

FRANCO à partir de **700F00**

CONTRE-REMBOURSEMENT : Frais en sus selon la taxe en vigueur.

Pour faciliter le traitement de votre commande, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.