

L'ELECTRONIQUE CRÉATIVE

N° 213
MARS 1996

MENSUEL
195 FB • 8,50 FS
ISSN 0181-7450

ELEKTOR

EN POINT DE MIRE:
MÉMOIRES & PC

VOTRE CARTE-SON PC EN ANALYSEUR AUDIO

PHYTO- BUZZER

CHAMPMÈTRE POINTEUR D'ANTENNES SATELLITES

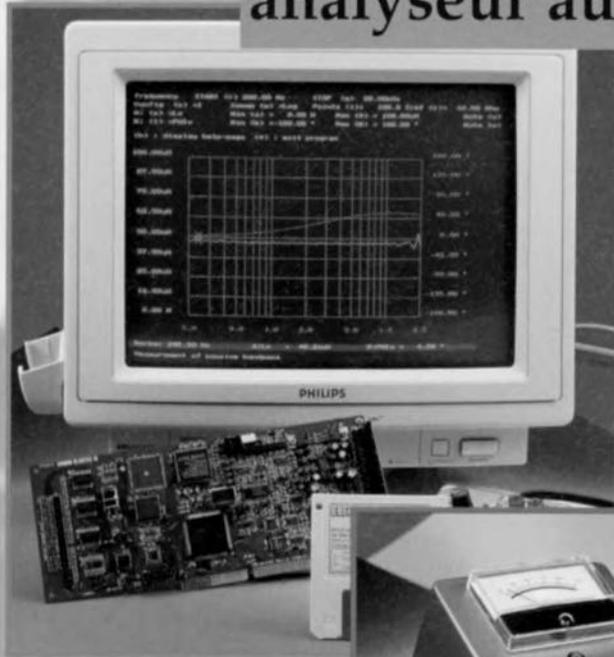


M 1531 - 213 - 27,00 F



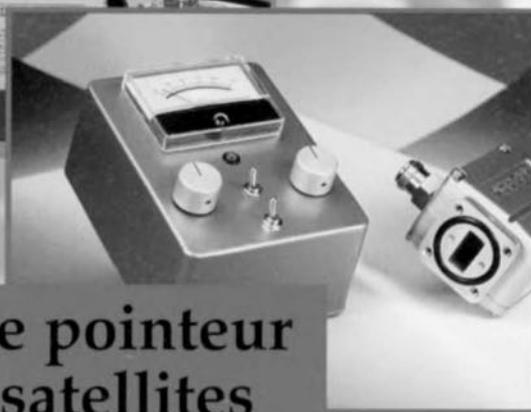
carte-son PC en analyseur audio

28



38

champmètre pointeur d'antennes satellites



caisson de graves passif

20



24 les mémoires pour PC



RÉALISATIONS

- 14  **décodeur R.D.S. à PIC**
le secret des émissions avec un PIC16C84
- 20  **caisson de graves passif**
extension pour systèmes Surround-Sound
- 28  **carte-son PC en analyseur audio**
analyseur de spectre BF
- 38  **champmètre pointeur d'antennes satellites**
pour un réglage aisé des antennes
- 44  **phyto-buzzer**
l'électronique au service des plantes
- 48  **filtre audio-fréquence universel**
à commutation de condensateur par le circuit programmable MF10

INFORMATIONS

- 14 **actualités électroniques**
le G.P.S. différentiel
- 24  **les mémoires pour PC**
des méga-octets sur quelques centimètres carrés
- 35 **infocartes**
amplificateurs HF MAR-x
démodulateur RDS + filtre TDA7330
- 60 **logiciels**
Advanced Schematic³

RUBRIQUES

- 34 la réglementation C.E.M.
- 37 électronique en ligne
- 43 éléktubrations ...
- 56 électronique en ligne
- 57 la sécurité
- 59 aides à la réalisation
- 64 elekture

facile

difficile





décodeur R.D.S. à PIC®

Grâce au R.D.S. (**R**adio **D**ata **S**ystem) la grande majorité des émetteurs travaillant en FM fournissent des informations additionnelles concernant le programme en cours. Outre des informations concernant la circulation ces stations donnent également le nom de la station, des fréquences de dégagement, l'heure et d'autres informations sous forme de texte. Ces derniers temps de plus en plus de stations utilisent cette fonction de « texte radio » pour donner à leurs auditeurs des informations additionnelles. Un PIC 16C84 permet la réalisation d'un décodeur externe très simple et extrêmement compact qui ne compte pas plus de 2 circuits intégrés.

projet: U. Nagel



le secret des émissions avec un PIC® 16C84

Outre les informations R.D.S. destinées spécifiquement aux auto-radios telles celles concernant la circulation, il existe d'autres fonctions telles que la visualisation du nom de la station, de l'heure et du texte radio à présenter un intérêt indéniable même pour un récepteur fixe chez soi. Le décodeur R.D.S. présenté ici a été développé pour constituer une extension simple pour de nombreux récepteurs fixes. Le montage permet la visualisation du nom de la station, de l'heure (avec la précision qui est celle du dispositif de remise à l'heure utilisée par la dite station), des informations routières et du RadioText (RT) sur un affichage à cristaux liquides de 2 x 16 ou de 1 x 40 caractères. La platine est extrêmement compacte et possède les dimensions d'un affichage à 2 x 16 caractères à savoir 84 x 44 mm, le dit affichage venant se fixer sur le dos de la platine (côté pistes).

L'ÉLECTRONIQUE

ICI intègre la totalité de l'électronique nécessaire à la démodulation du signal de données. En effet, le TDA 7330 de SGS-Thomson Microelectronics intègre sur sa puce et le filtre et le démodulateur. Le filtre étant du type quartz à commutation de condensateurs il ne nécessite pas d'étalonnage, ce qui ne peut que contribuer à simplifier la réalisation de ce montage. La seule tension d'alimentation nécessaire est de 5 V. Les signaux de sortie dont on dispose sont les signaux R.D.S. classiques à savoir RDS-CLOCK (broche 12), RDS-DATA (broche 13), RDS-QUALITY (broche 14) et ARI (broche 15), A.R.I. (*Autofahrer Radio Information*) étant l'Information Routière par Radio.

Le circuit intégré peut s'accommoder d'un quartz de 4,332 ou de 8,664 MHz (broche 18 à +5 V dans ce cas-là). Nous avons quant à nous utilisé un quartz de 4,332 MHz qui fournit de plus la fréquence d'horloge nécessaire au PIC qui ainsi peut se passer d'un os-

Caractéristiques techniques :

- ▲ Affichage ininterrompu du nom de la station, de l'heure, du RadioText ainsi que des informations routières et de l'identification des messages
- ▲ Réalisation étonnamment simple (2 circuits intégrés + 1 régulateur de tension)
- ▲ Dimensions réduites avec module LCD
- ▲ Possibilité de dériver l'alimentation du module du tuner FM (régulateur 5 V embarqué sur la platine, faible consommation de courant)
- ▲ Le décodeur ne demande pas d'étalonnage.

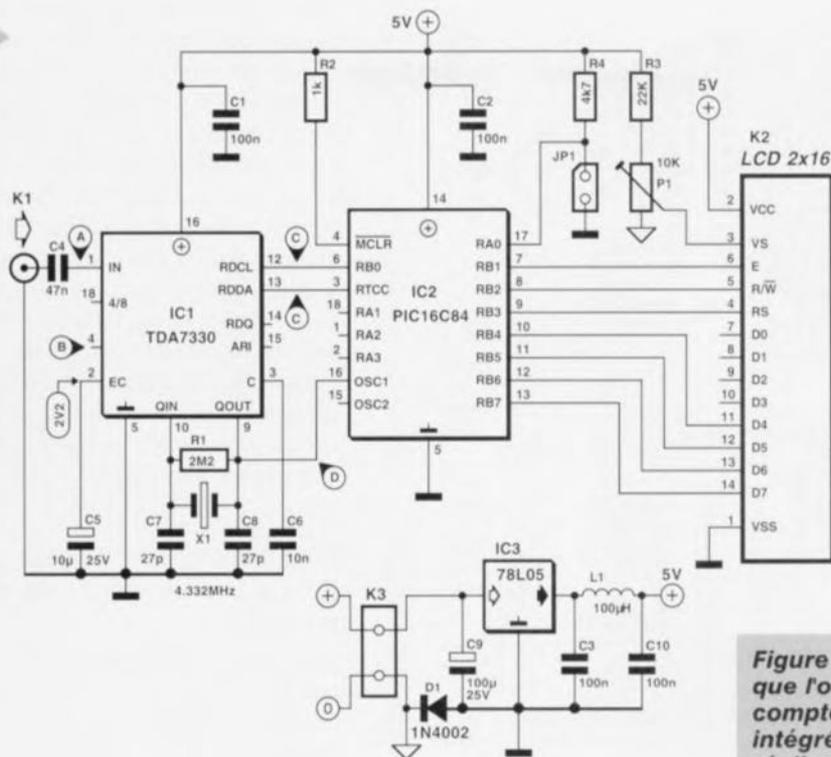


Figure 1. Pour peu que l'on ne tienne pas compte du régulateur intégré, il suffit, pour réaliser le décodeur RadioText, d'un circuit démodulateur, d'un PIC programmé et d'un module LCD standard.

cillateur propre. Nous vous proposons, dans les pages infocartes situées au centre de ce magazine, de plus amples informations concernant les caractéristiques techniques du TDA7330. On applique à l'entrée du circuit intégré de démodulation le signal Multiplex en provenance du tuner FM, signal qui, dans le dit tuner FM, se trouve à l'entrée du décodeur stéréo. Seules 2 des sorties du circuit intégré évoquées quelques lignes plus haut sont traitées par le PIC, à savoir le signal de données R.D.S. (RDDA, broche 13) et l'horloge qui lui est associée (RDCL, broche 12). La fréquence d'horloge est de $57\,000/48$ [Hz] soit $1\,187,5$ Hz; ce signal sert au déclenchement de l'interruption sur l'entrée RB0 du processeur. Au cours de sa routine de traitement d'interruption le processeur lit le signal de donnée présent sur la ligne RTCC (broche 3 du PIC).

Notons que le développement du logiciel grillé dans le PIC s'est fait à l'aide de l'assembleur AS1408 de Alfred Arnold utilisé également dans l'ouvrage de C.F. Urbain cité en référence [1] de la bibliographie auquel on pourra se référer.

Le pilotage de l'affichage LCD se fait en mode d'opération bits, où seules les lignes D4 à D7 sont utilisées, les lignes D0 à D3 restant en l'air. Les lignes RB1 à RB3 véhiculent le signal de commande de l'affichage. Le pontage de

l'embase JP1 à l'aide d'un cavalier signifie que l'on a affaire à un affichage de 1 ligne de 40 caractères, l'absence de cavalier à cet endroit implique l'utilisation d'un affichage à 2 lignes de 16 caractères. L'ajustable P1 sert, fonction classique dès lors qu'il s'agit d'un affichage LCD, à en régler le contraste. Le régulateur intégré IC3 permet de connecter le montage à une source de tension fournissant une tension supérieure aux 5 V requis présente dans le tuner FM. La consommation de courant est inférieure à 15 mA.

La diode D1 prise entre le régulateur de tension et la borne d'entrée sert non seulement de protection contre une inversion de polarité de la tension d'alimentation mais aussi à générer une tension auxiliaire négative de $-0,7$ V, appliquée à la borne inférieure de l'ajustable P1. Cette approche permet d'accroître la plage de réglage du contraste pour le module LCD, facilitant ainsi le réglage du contraste des affichages LCD d'âge plus canonique. Le processeur intégrant sur la même puce tous les composants d'un (pico-)ordinateur, il ne rayonne que fort peu de parasites. Les sources de parasites les plus importantes sont les conducteurs allant vers l'affichage, raison pour laquelle on les fera aussi courts que possible. Ceci explique que nous ayons choisi de monter l'affichage LCD directement sur la platine.

RÉALISATION ET BRANCHEMENT

La mise en place des composants sur la platine simple face n'a rien de bien sorcier. On prévoira un (bon) support pour le processeur. L'affichage est relié au dos de la platine à l'aide de petits morceaux de fil de cuivre rigide ou d'une barrette autosécable de manière à se retrouver face au côté « pistes ». Le montage pourra prendre place dans un boîtier bien que cela ne soit pas impératif, vu la faiblesse de son rayonnement parasite. Un boîtier en plastique devrait cependant suffire. La platine com-

porte une embase Cinch destinée à l'application du signal Multiplex. On vérifiera une dernière fois la qualité de la réalisation et l'état (fermé ou non) de l'embase JP1 avant de le

mettre sous tension. Pour les premiers essais de cette réalisation on commencera par appliquer une tension continue comprise entre 9 et 12 V fournie soit par un adaptateur secteur soit par une alimentation de laboratoire. Il faut ensuite disposer d'un récepteur radio FM à sorties Ligne, qui peut être soit un tuner stéréo ou un récepteur monophonique à sortie magnéto. Sur les tuners stéréo haut de gamme le signal Multiplex circulant sur le trajet du signal audio a été totalement éliminé par filtrage que le décodeur R.D.S. ne trouve pas à la sortie Cinch du tuner le moindre résidu utilisable du signal Multiplex. Dans le cas de tuners stéréo grand public ou de récepteurs monophoniques à sortie Ligne (magnéto) il peut valoir la peine de voir du côté de la sortie BF. Dans le cas d'un récepteur stéréo peu importe que l'on utilise le canal gauche ou droit, l'important est qu'il s'agisse d'une station FM bien reçue et dont on sache avec certitude qu'elle émette un signal R.D.S. Dès la mise sous tension le décodeur R.D.S. se signale par l'affichage d'un message de bienvenue qui reste affiché jusqu'à l'application (voire le décryptage) d'un signal R.D.S. On pourra utiliser ce message pour le réglage du contraste. Si le signal R.D.S. appliqué est utilisable on voit rapidement apparaître

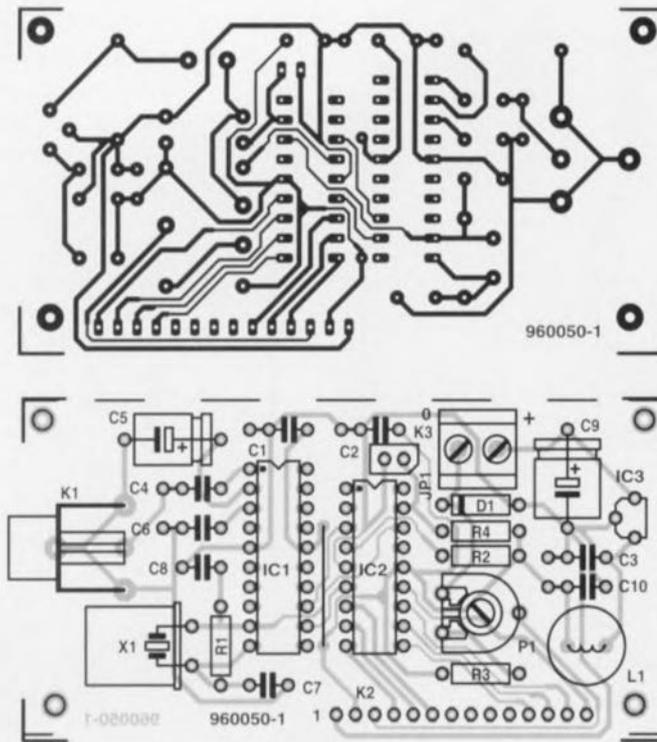


Figure 2.
Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants et dessin des pistes de la platine simple face dessinée à l'intention de cette réalisation.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 2M Ω
R2 = 1 k Ω
R3 = 22 k Ω
R4 = 4k Ω 7
P1 = ajustable 10 k Ω

Condensateurs :

C1 à C3, C10 = 100 nF
C4 = 47 nF
C5 = 10 μ F/25 V
C7, C8 = 27 pF
C9 = 100 μ F/25 V
C6 = 10 nF

Selfs :

L1 = 100 μ H

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4002
IC1 = TDA7330 (SGS-Thomson)
IC2 = PIC16C84 (programmé
EPS 966505-1)
IC3 = 78L05

Divers :

K1 = embase Cinch encartable
K2 = affichage LCD 2 x 16 caractères (tel que, par exemple, Sharp LM16A21)
K3 = bornier encartable au pas de 5 mm
X1 = quartz 4,332 MHz

sur la première ligne de l'affichage le nom de la station puis, une minute plus tard environ, à côté, l'heure. S'il s'agit d'une station émettant des in-

formations routières on voit apparaître à l'extrême-droite un « - » qui se transforme en « * » lors de l'émission d'informations routières. En cas d'émission de RadioText on le verra défiler sur la seconde ligne de l'affichage. Il est techniquement possible d'envoyer 2 textes de 64 caractères qui sont visualisés sous la forme de 128 caractères successifs. Si la connexion à la sortie BF du tuner reste infructueuse il faudra se ré-

soudre à connecter le décodeur R.D.S. à l'entrée du décodeur stéréo à l'intérieur du tuner. Comme l'illustre le synoptique de la figure 5, ce point est relié au démodulateur FM auquel est appliqué le signal Multiplex FM sans désaccentuation (*demphasis*, correction de la courbe de réponse en fréquence par atténuation des aigus). L'utilisation d'un schéma du récepteur concerné ou d'un oscilloscope devrait rapidement indiquer le point où effectuer la connexion. Si l'on ne dispose ni de l'un ni de l'autre il faudra procéder de façon empirique. On commence par suivre, depuis l'embase de sortie Ligne du tuner, le conducteur ou/et la piste allant au circuit intégré du décodeur stéréo. Une fois le dit circuit intégré identifié avec certitude on choisit une station bien captée et émettant un signal R.D.S. On peut alors, à l'aide d'une pointe de contact reliée à l'entrée du décodeur R.D.S., toucher successivement toutes les broches du décodeur stéréo jusqu'à ce que l'on ait trouvé la bonne broche. Il faudra, lors du contact avec une nouvelle broche, attendre quelques secondes pour voir si le décodeur R.D.S. réagit ou non. Une fois que l'on a trouvé la bonne broche on verra s'afficher sur l'affichage le nom de la station et ensuite, le cas échéant, le RadioText. Une fois le problème de l'identification de la broche réglé, on pourra connecter le décodeur R.D.S. au tuner, voire le fixer à demeure à l'intérieur de celui-ci. Il reste à trouver à l'intérieur du tuner un

point véhiculant la tension continue requise (supérieure à 9 V) à utiliser comme tension d'alimentation du décodeur R.D.S. On utilisera de préférence du câble blindé pour effectuer la liaison de signal entre le tuner et l'entrée du décodeur R.D.S. Si l'on dérive la tension d'alimentation du montage du tuner il ne faudra connecter qu'une seule des extrémités de la ligne de masse du câble blindé à la masse et cela du côté du tuner et surtout pas de celui du décodeur R.D.S. ! La raison de cet impératif est la diode D1 qui sinon se trouverait court-circuitée ce qui diminuerait le contraste de l'affichage.

VALEURS DE MESURE & SOURCES DE PROBLÈMES

Le schéma de la figure 1 comporte et quelques valeurs de mesure et quelques points de mesure. Les signaux mesurés à ces différents points sont représentés en figure 3. Lors de la mesure de tensions continues il faudra se souvenir que le potentiel de K3 identifié par un « 0 » sur le schéma ne représente pas la masse, mais une tension située, en raison de la présence de la diode D1, à -0,7 V (si l'on prend la masse, l'anode de D1, comme référence). On pourra, lors de mesures, prendre la masse soit au pôle négatif de C9, soit au blindage de l'embase Cinch. On pourra, à l'aide d'un multimètre numérique, vérifier la tension d'alimentation, +5 V et la tension de référence, 2,2 V environ sur la broche 2, ainsi que le niveau logique présenté par les broches 14 et 15 (RDQ et ARI). RDQ, baptisé QUAL (de *QUALity*) sur les fiches de caractéristiques, indique la qualité de la réception du signal R.D.S.; on y trouvera un signal haut lorsque la réception du dit signal est bonne, un niveau bas indiquant une réception médiocre ou l'absence de signal R.D.S. De même une ligne ARI au niveau haut indique la réception, en plus du signal R.D.S., également d'un signal ARI; cette même broche se trouve au niveau bas en cas de réception d'un signal R.D.S. seul; l'absence et de signal RDS et de signal ARI se traduit par la présence sur cette broche d'un niveau non-défini. Les signaux présents sur les autres points de mesure baptisés A à D sont représentés en figure 3: le signal Multiplex, en figure 3a, le signal filtré de 57 kHz avec ARI et RDS, en figure 3b, ainsi que le signal d'horloge de bit et de données, en figure 3c, et le signal de l'oscillateur, en

3

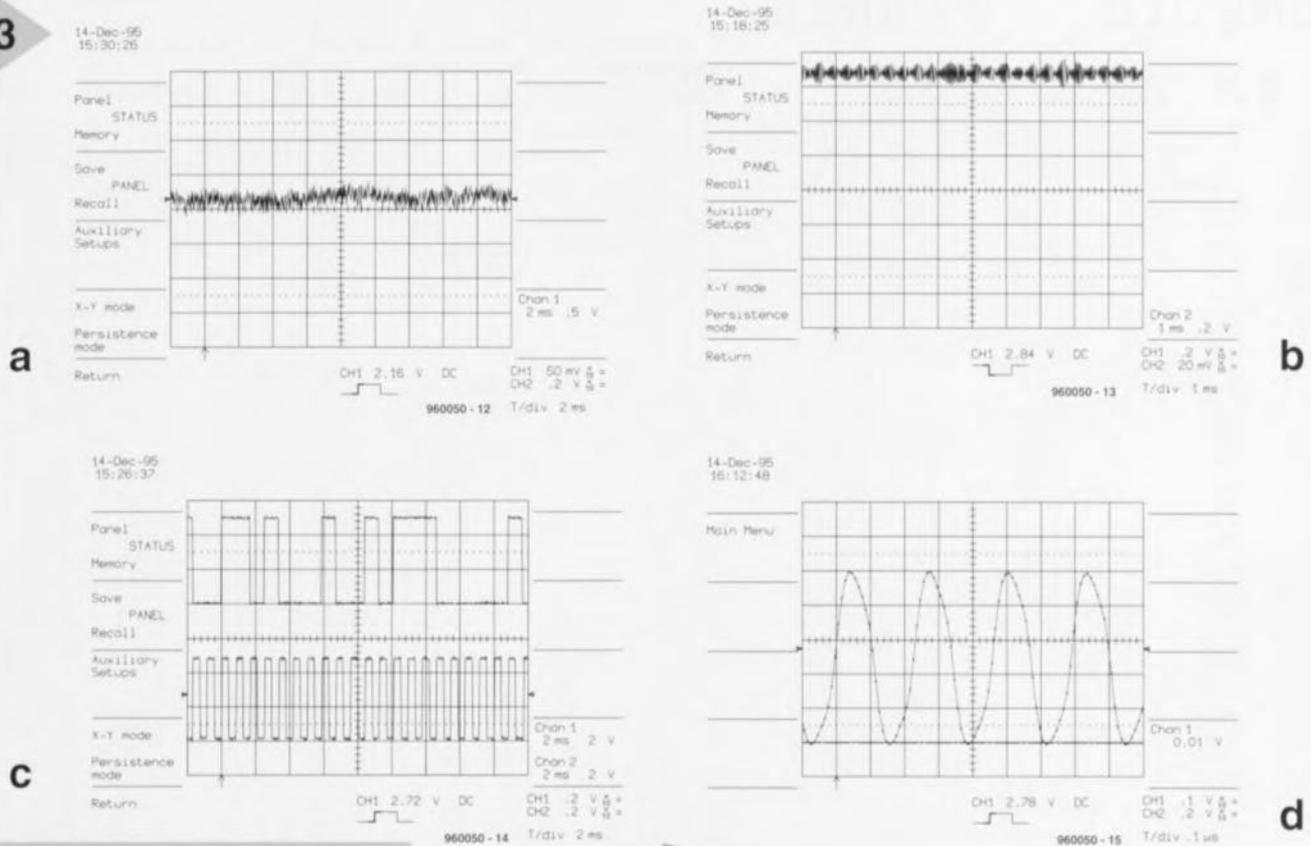


Figure 3. Les signaux présents aux points de mesure portés sur le schéma :

A signal Multiplex stéréo;

B signal de 57 kHz filtré;

C signal de données R.D.S. (en haut) et signal d'horloge de bit de 1 187,5 Hz (en bas);

D signal de 4,332 MHz fourni par l'oscillateur.

figure 3d. Il est possible, par la mesure, à l'aide d'un multimètre, des niveaux présents sur les broches 14 (RDQ/QUAL) et 15 (ARI), de s'assurer du fonctionnement du démodulateur R.D.S., IC1, et partant de la reconnaissance des signaux RDS et ARI. Si tel n'est pas le cas il n'est pas à exclure que la station captée n'émette tout simplement pas les dits signaux. Si l'on est cependant certain que l'on se trouve bien sur une station émettant ARI et RDS, la présence d'un niveau bas sur les broches QUAL et ARI indiquent tout simplement qu'il n'arrive pas de signal Multiplex en provenance du tuner (erreur de branchement) ou que son niveau est trop faible. Cette dernière raison est très improbable sachant que la sensibilité du TDA7330, 1 mV pour le signal R.D.S. et 3 mV pour ARI, est relativement élevée (cf. l'infocarte consacrée à ce composant ailleurs dans ce

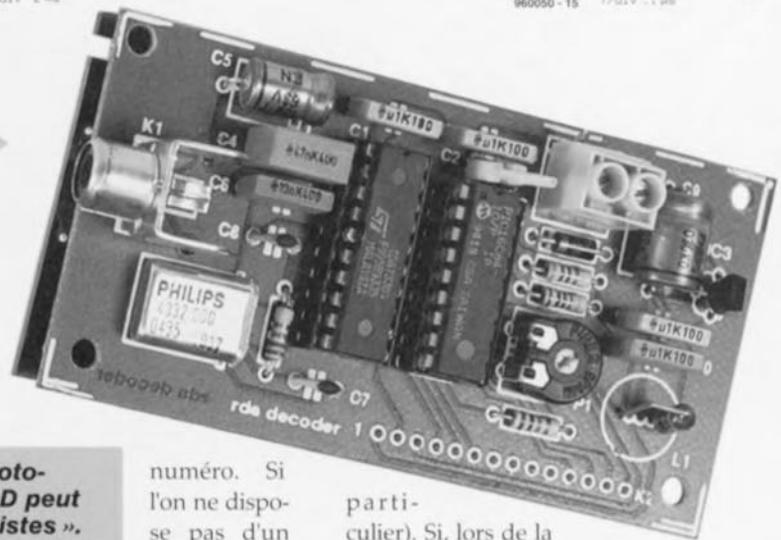
Figure 4. L'un des prototypes. L'affichage LCD peut être enfiché côté « pistes ». On réalise de cette manière un module de décodage R.D.S. extrêmement compact que l'on pourra fort bien disposer soit à côté d'un tuner existant soit à l'intérieur de ce dernier.

point de connexion convenable sur le schéma de l'appareil. Si IC1 signale un signal RDS. (broche 14 au niveau haut), l'affichage LCD devrait, au bout de quelques secondes, donner au moins le nom de la station. Il faudra, si l'on ne voit pas même le message de bienvenue, vérifier le réglage du contraste. Si l'on utilise un module d'affichage différent de celui donné dans la liste des composants il se peut que le brochage en soit différent, voire tourné à 180° (sur des modèles plus « antiques » en

numéro. Si l'on ne dispose pas d'un oscilloscope, la seule façon de progresser consiste à expérimenter (autre tuner, recherche du

particulier). Si, lors de la mise sous tension et sans avoir encore implanté de circuit intégré, l'affichage ne visualise pas de ligne sombre (jouer le cas échéant sur la position de P1), on pourra essayer de tourner l'affichage de 180°. Si l'affichage est OK et que le TDA7330 indique par un niveau haut sur sa broche 14 la présence d'un signal R.D.S., il ne reste, comme seule source de problème, que l'oscillateur. Un oscilloscope permet de visualiser le signal de l'oscillateur en broche 16; il en va de même pour les signaux de données R.D.S. (broche 3) et d'horloge de bit R.D.S. (broche 6). Si ces signaux sont irréprochables et que l'affichage n'est pas défectueux et qu'il est connecté correctement il ne reste plus qu'à vérifier la bonne qualité de ses soudures et l'intégrité des pistes tout

4



autour du PIC. Si l'on n'arrive pas à trouver de défaut, il faudra bien se résoudre à impliquer le PIC, ce dont on ne peut s'assurer que par la substitution de ce composant. Bien que dans la pratique cela n'arrive que très rarement, il n'est pas exclu que le contrôleur ait succombé à la suite d'une décharge statique ou de l'application d'une température trop élevée. (960050)

Bibliographie :

- [1] Microcontrôleurs PIC à structure RISC, la famille PIC-16C5X, C.-F. Urbain, série compact Publitronic;
 [2] décodeur R.D.S. autonome, Elektor n°

5

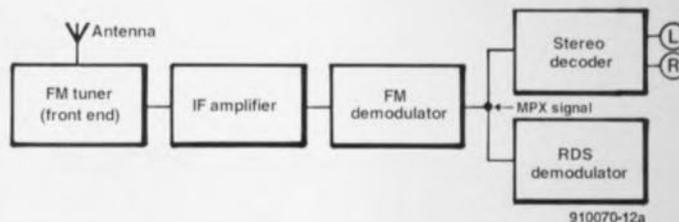


Figure 5. Il faut, tout comme au décodeur stéréo, le signal Multiplex stéréo (MPX) au décodeur R.D.S.; ce signal se trouve, à l'intérieur du tuner, à la sortie du démodulateur FM de ce dernier.

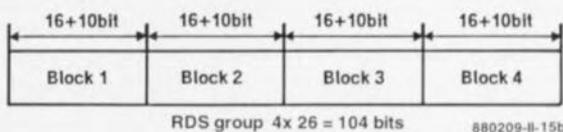
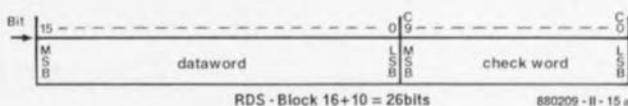
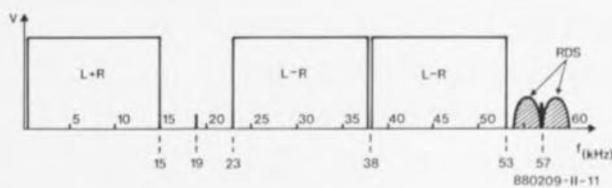
- 152, février 1991, page 65 et suivantes;
 [3] démodulateur R.D.S. à TDA7330, Elektor n° 169/170, Hors-Gabarit 1992, page 132;
 [4] R.D.S., Radio Data System, Elektor n° 138, décembre 1989, page 21 et suivantes;
 [5] SAA6467T, démodulateur R.D.S., Elektor n° 176, février 1993, page 21 et suivantes

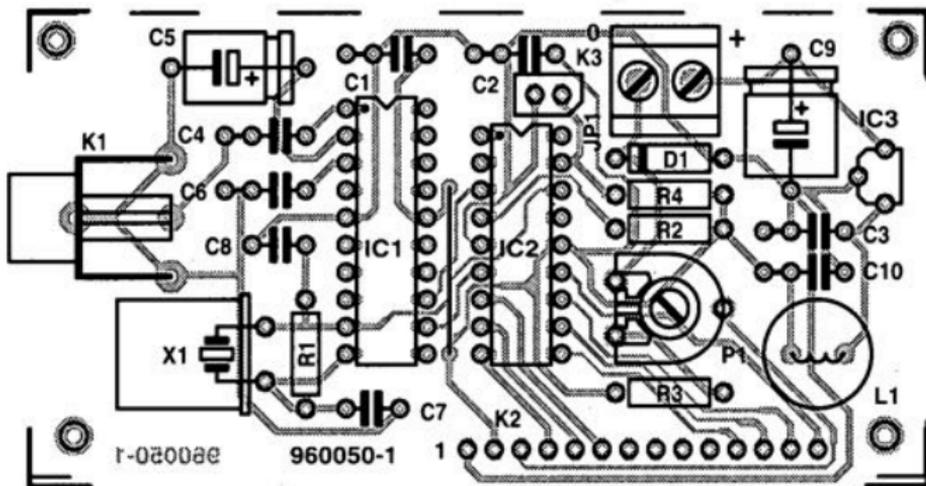
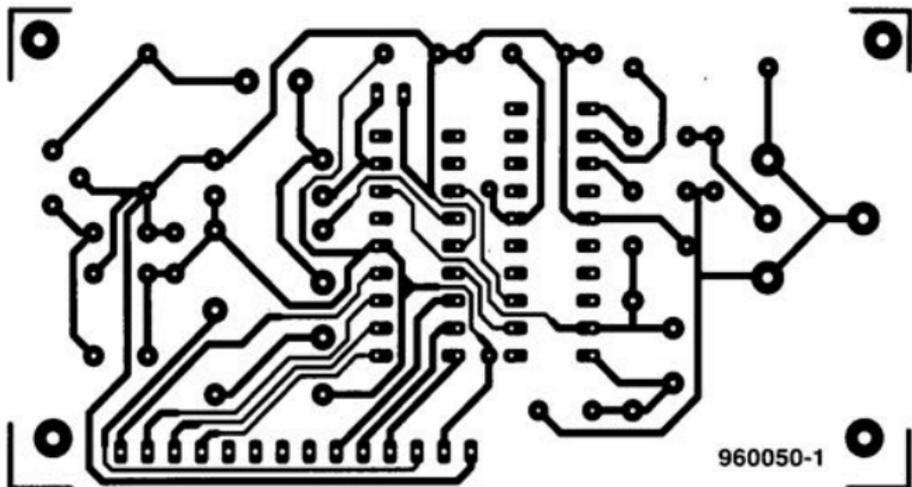


RadioText? Connais pas!

Depuis 1988 déjà, de nombreuses stations de radio trafiquant en FM émettent outre le signal audio stéréophonique et le signal d'informations routières ARI, également un signal R.D.S. On utilise, pour la transmission de ce signal auxiliaire depuis un certain temps déjà la porteuse auxiliaire de 57 kHz modulée par le signal ARI, signal qui a son tour est couplé en phase avec le signal pilote stéréo de 19 kHz - les 57 kHz sont obtenus par triplement de la fréquence-pilote ($3 \times 19 = 57$ kHz). Le dessin de la figure 1 rend le spectre de fréquences du signal de modulation stéréo FM, (signal Multiplex) avec ARI et R.D.S. La porteuse auxiliaire de 57 kHz subit pratiquement une double modulation : tout d'abord par le signal ARI de fréquence faible puis à l'aide du signal R.D.S. Pour éviter que ARI et R.D.S. ne se fassent des misères sur la même porteuse R.D.S. est modulé en amplitude avec suppression de la porteuse (DSSC = Double Sideband Suppressed Carrier = Bande latérale double à suppression de porteuse) de sorte que les 2 bandes latérales R.D.S. se regroupent autour de la porteuse ARI de 57 kHz. La largeur des dites bandes correspond pratiquement au taux de données binaires R.D.S. de 1 187,5 bits/s (baud), l'horloge de bit étant obtenue par division par 48 de la porteuse auxiliaire. Ceci explique également pourquoi on trouve à la sortie d'horloge RDCL (broche 12) du circuit démodulateur R.D.S. TDA7330 une fréquence de 1 187,5 Hz, lors de la réception d'une station R.D.S. En principe, le signal R.D.S. se compose de données binaires transmises sériellement. Ces données sont organisées en blocs de 26 bits. Chaque bloc comporte un mot de donnée de 16 bits et un mot de vérification de 10 bits (figure 2a). Le mot de vérification assure une redondance élevée et partant une bonne fiabilité de transmission même dans des conditions de réception délicates telles celles rencontrées dans une voiture. Une série de 4 de ces blocs constituent un groupe comportant 104 bits, ces blocs successifs étant identifiés comme bloc 1 à bloc 4 (figure 2b). L'émission des blocs et des groupes se fait sans interruption de sorte que la durée de transmission par groupe est, au taux de transmission indiqué, de 87,5 ms. Chaque groupe R.D.S. respecte un schéma fixe (type de groupe) qui définit le genre d'information transmis. R.D.S. fait la distinction entre 15 types de groupes. Les informations comprises dans tous les groupes sont les informations suivantes : Identification du programme (PI), le type de programme (PTY) et l'identification d'informations routières (TP = Traffic Program). Le reste de l'information est variable et dépend du type de

groupe concerné. La liste des modèles d'information est longue et va de la date/heure (groupe de type 4) à l'information interne de la station radio (groupe de type 6) en passant par un canal de données transparent (TDC, groupe de type 6), mode utilisable pour la transmission de petits programmes micro-informatiques ainsi que de données de correction GPS (cf. l'article « plus précis que ne le voudraient les militaires, le GPS différentiel » publié ailleurs dans ce numéro). Le RadioText visualisé par notre décodeur R.D.S. à PIC fait partie des groupes de type 2 et comporte un maximum de 64 caractères qui fournissent des informations très diverses concernant le programme en cours d'émission. RT comprend des espaces de manière à ce que le texte puisse être visualisé sur un affichage de 2×32 caractères. En principe rien n'interdit de transmettre des textes de longueur quelconque de plusieurs lignes (découpées en sets de 64 caractères), mais dans la pratique il n'est pas fait usage de cette possibilité. La raison en est peut-être qu'outre le taux de transmission faible (20 caractères/s au maximum environ, si chaque second groupe comporte des données RT) les stations pensent que le nombre d'auditeurs lisant les messages RadioText est purement et simplement négligeable. Encore qu'avec le décodeur R.D.S. à PIC d'Elektor, les choses puissent changer...







caisson de graves passif

extension pour systèmes Surround-Sound

La plupart des installations Surround-Sound utilisent des enceintes de dimensions modestes, pour éviter que l'ensemble le prenne une place prédominante dans le salon. Cette approche se traduit bien souvent par une reproduction des graves négligée, alors que ce sont justement les fréquences graves qui, si l'enregistrement Surround-Sound est bien fait, produisent des effets particulièrement impressionnants. C'est pour éliminer cet inconvénient que ce caisson de graves passif a été conçu, sachant qu'il trouvera toujours une place dans la pièce, ne serait-ce que comme « meuble d'appoint ».

Le Surround-Sound est d'actualité. Pour peu que l'on dispose d'un téléviseur moderne il est possible de générer une combinaison impressionnante de son et d'image. Cette étonnante reproduction acoustique spatiale est possible par le biais d'un certain nombre d'enceintes – 5 en général – disposées tant devant que derrière l'auditeur. Ce nombre important présente cependant quelques inconvénients. Les enceintes occupent énormément de place dans une pièce vu qu'il faut les disposer d'une manière bien définie – 2 enceintes avant, l'une à droite et l'autre à gauche, une autre au centre et 2 enceintes arrières à placer sur la gauche et la droite sur l'arrière voire par le travers de l'auditeur. Vu que l'on tient à ce que l'ensemble reste financièrement abordable, la plupart des enceintes d'une installation bas de gamme ont des dimensions modestes ce qui ne manque pas d'affecter directement la reproduction des graves. On peut, au premier abord, penser que cela n'est peut-être pas très important dans le cas d'une combinaison audiovisuelle, et pourtant, les sons graves renferment une information spatiale importante. De plus, l'être humain ne ressent pas

uniquement les sons très graves par le biais de l'ouïe, mais aussi directement par l'intermédiaire de l'ensemble de son corps, ce qui ne manque pas d'ajouter un réalisme certain à la reproduction. En un mot comme en cent, il ne faut pas sous-estimer l'importance des fréquences graves. Mais comment les produire ?

La reproduction de sons réellement graves implique le déplacement de masses d'air conséquentes. Et ceci exige la mise en oeuvre d'un haut-parleur de graves (*woofer*) de bonnes dimensions. Qui dit haut-parleur de graves de grand diamètre dit inévitablement enceinte de dimensions respectables si l'on veut une reproduction efficace des graves. Et la maîtresse de maison préfère ne pas retrouver un coffre de cette taille dans son salon... Avec le caisson de graves décrit ici nous avons essayé de réconcilier l'irréconciliable en combinant un certain nombre de choses. Bien que nous ayons opté pour un haut-parleur de bonne taille (30 cm) nous avons réussi à garder à l'enceinte des dimensions (relativement) modestes. Le volume net est de l'ordre de 65 l. Nous avons

Caractéristiques techniques :

<i>Woofer :</i>	<i>Monacor SPH-300TC</i>
<i>Diamètre du haut-parleur de graves :</i>	<i>30 cm</i>
<i>Dimensions du coffret :</i>	<i>66 x 40,6 x 42 cm (pieds compris)</i>
<i>Contenu du coffret :</i>	<i>65 l net environ</i>
<i>Type d'enceinte :</i>	<i>bass-reflex</i>
<i>Impédance nominale :</i>	<i>8 Ω par canal</i>
<i>Rendement :</i>	<i>88 dB (1 W/1 m)</i>
<i>Plage de fréquences :</i>	<i>45 à 105 Hz</i>
<i>Capacité de charge :</i>	<i>250 W par canal (donnée fabricant)</i>

donné au coffret l'aspect d'une petite table d'appoint où le haut-parleur se trouve sur le dessous entre les pieds de sorte qu'il est invisible. Il faut reconnaître que pour les sons situés dans l'extrême-grave le contenu du coffret est encore trop juste. Nous avons prévu, pour vous donner le choix, 2 approches distinctes. Dans le présent article nous allons décrire une version passive du caisson de graves qui se laisse connecter sans le moindre problème à une installation audio existante. La reproduction des graves va de quelque 40 Hz à 100 Hz environ, la fréquence de coupure supérieure et le rendement de cette enceinte en font un candidat solide pour accompagner des petites enceintes avant (systèmes à enceintes-satellite). Le mois prochain nous vous proposerons une addition à ce caisson de graves sous la forme d'un réseau de correction actif et d'un amplificateur dessiné à son intention de sorte que le point -3 dB inférieur se situe à 20 Hz ! Ces caractéristiques constituent un fondement impressionnant pour les films accompagnés d'un son Surround-Sound ! Nous avons, pour éviter les dépenses somptuaires, opté pour le haut-parleur de graves, pour un exemplaire de 30 cm de chez Monacor, le SPH-300TC pour ne pas le nommer, woofer qui, une fois les quelques modifications nécessaires effectuées, convient à merveille à la configuration en question. Nous y reviendrons. Nous n'avons, jusqu'à présent, parlé que d'une installation Surround-Sound. Un caisson de graves peut également rendre d'éminents services avec une installation stéréophonique « ordinaire ».

LA VERSION PASSIVE

Si l'on veut pouvoir connecter un caisson de graves à une installation stéréo existante il faut que cette dernière dispose de 2 sorties distinctes (pour les canaux gauche et droit). Ceci implique l'utilisation soit de 2 haut-parleurs de graves distincts soit d'un haut-parleur de graves doté de 2 bobines. Chacune de ces bobines est alors, par le biais d'un filtre, reliée à l'un des canaux. C'est cette dernière solution que nous avons adoptée, sachant que l'approche à 2 haut-parleurs de graves prendrait bien trop de place. Le woofer de Monacor utilisé, le SPH-300TC, possède, en dépit de son prix relativement modeste, un aimant de bonne taille. Ce haut-parleur de 30 cm introduit un déplacement d'air respectable de 200 cm³, caractéristique extrêmement importante pour notre application. De par ses paramètres, le SPH-300TC convient parfaitement pour une implantation dans un coffret bass-reflex. Nous avons calculé, à l'aide du programme Boxcalc, un réglage à l'aide

1

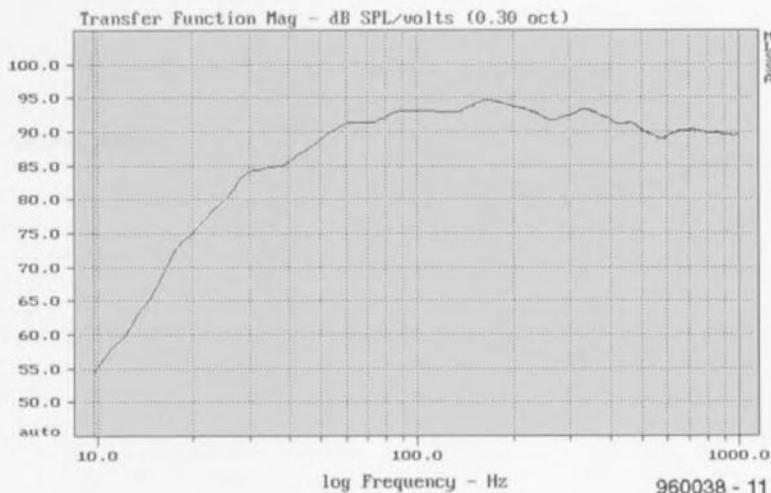


Figure 1. La courbe de réponse en fréquence du SPH-300TC de Monacor implanté dans un coffret bass-reflex de 65 l accordé à 23 Hz.

duquel nous avons essayé de concrétiser le meilleur compromis possible entre un volume que l'on peut, dans le cadre d'un caisson de graves, qualifier de petit et un point -3 dB aussi bas que possible. Cela nous donne un coffret d'un volume approximatif de 65 l doté d'un événement accordé à quelque 23 Hz.

La figure 1 donne la courbe de réponse en fréquence de notre caisson de graves. Le point -3 dB de la combinaison se situe à quelque 40 Hz, valeur très honorable (en termes Hi-Fi) pour un haut-parleur de cette taille enfermé dans un coffret d'aussi petite taille. Ces 40 Hz sont suffisamment graves pour permettre l'utilisation du caisson de graves dans sa forme actuelle avec succès avec une installation existante tout en offrant, par la mise en oeuvre d'une correction électronique, une possibilité d'amélioration très notable, comme nous le verrons

Figure 2. On voit ici l'aspect de la courbe d'impédance lorsque les 2 bobines d'excitation sont connectées en parallèle. La crête importante constitue un facteur

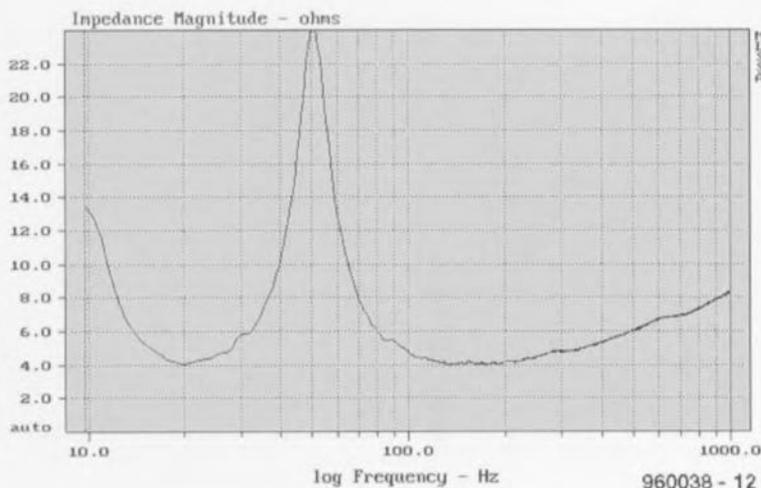
le mois prochain dans le premier article consacré au caisson de graves actif.

LE FILTRAGE

Il nous a ensuite fallu développer un filtre passif. Ayant comme objectif de faible coût fixé pour la réalisation de notre caisson de graves passif, nous avons essayé de faire un filtre utilisant le minimum de composants possible. Et, dans le cas d'un caisson de graves, cette approche ne manque pas d'être source de problèmes ! Nous vous proposons en figure 2 la courbe d'impédance du haut-parleur de graves. Les 2 bobines d'excitation sont connectées en parallèle, ceci de façon à obtenir un

résultat fiable (il faudra donc prendre le double de la valeur de la résistance pour chaque bobine d'excitation). Cette courbe présente 2 pics. La crête infé-

2



3

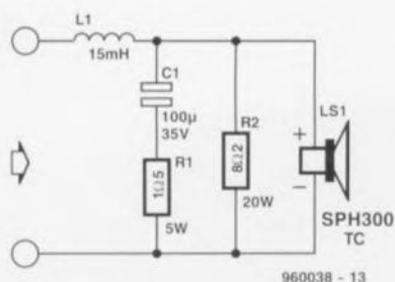


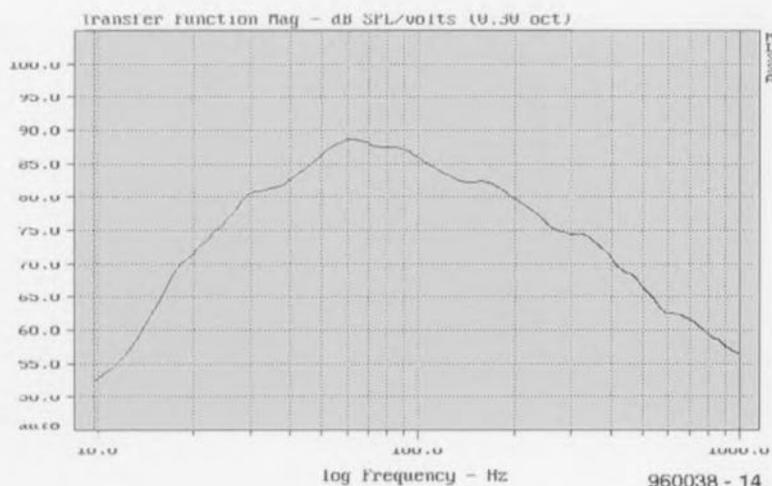
Figure 3. Le filtre le plus simple possible ! R2 compense l'évolution de l'impédance, L1 et C1 définissent une pente de filtre de 12 dB/octave et un point de coupure de l'ordre de 100 Hz.

rieure qui se trouve à 10 Hz est due au réglage bass-reflex (qui se trouve au demeurant très précisément à 23 Hz dans le creux). La fréquence de résonance du woofer

dans l'enceinte est la raison du second pic, tout juste au-delà de 50 Hz. Normalement, on procède, dans le cas d'un haut-parleur de graves, à un filtrage à 100 Hz voire moins encore de manière à assurer une connexion correcte avec des enceintes stéréo ordinaires. Un filtre passif présente l'inconvénient de ne fonctionner correctement qu'à condition d'être terminé ohmiquement (comme une résistance). Si nous optons pour un point de coupure à 100 Hz ce pic de résonance à 52 Hz nous cause bien des soucis : la courbe d'ensemble résultante devient, avec un filtre obtenu par calcul, inutilisable. Pour porter remède à cette situation, il nous faut corriger l'évolution de la courbe d'impédance du woofer.

L'une des solutions les plus utilisées pour éliminer le pic de résonance consiste à prendre, en parallèle sur les points

Figure 4. Courbe de réponse en fréquence de la combinaison haut-parleur + filtre. Elle peut être associée à la plupart des enceintes stéréo de petite taille.



de connexion, un réseau RLC-série ayant la même fréquence de résonance, et ce pour chaque canal. Les valeurs des composants sont, à des fréquences aussi graves, telles qu'il faut utiliser des selfs et des condensateurs de forte valeur, ce qui se traduit par un coût élevé. Ceci explique que nous ayons opté pour une solution différente

consistant à prendre une résistance en parallèle sur le haut-parleur de graves. Ceci n'élimine pas les pics de résonance mais leur donne une forme de ballon (d'Alsace) dont l'influence est sensiblement amoindrie. On peut à partir de là utiliser un logiciel de simulation (Calsod dans le cas présent) pour modifier le filtre de façon à suivre du mieux possible la courbe de réponse souhaitée. Nous avons ici, de façon à limiter le nombre de composants au strict nécessaire, opté pour un filtre du second ordre constitué de L1 et C1 (cf. schéma de la figure 3). La résistance prise en série avec le condensateur électrochimique bipolaire amortit quelque peu le réseau LC. La courbe de la figure 4 montre l'effet de ce filtre ô combien simple. Le point de coupure haut se situe juste au-delà de 100 Hz; cependant cette courbe conviendra à la majorité des petites enceintes.

DU BOIS ET DE LA COLLE

Il est temps maintenant de se mettre à l'ouvrage. Nous recommandons l'utilisation, pour le coffret, de panneau d'aggloméré (mieux encore de fibre de bois MDF) d'une épaisseur minimale de 22 mm. Nous avons quant à nous utilisé et sur nos gabarits et sur nos prototypes, du matériau MDF de 28 mm d'épaisseur. On commencera

par voir ce qu'il est possible de trouver sur le « marché local » et en fonction du résultat de cette quête on adaptera ou non le plan de réalisation donné en figure 5. Le coffret se compose de 6 panneaux rectangulaires et d'un tasseau de rigidification croisé qui seront fixés l'un à l'autre selon la méthode traditionnelle (colle + serre-joints). Rien de bien difficile, le coffret n'ayant pas de formes bizarroïdes. L'un des panneaux sera doté des orifices destinés au haut-parleur et à l'évent bass-reflex; pour ce dernier nous avons utilisé un morceau de tube PVC de 8 cm de diamètre d'une longueur de 36,5 cm. Dans le bas d'un panneau latéral on dispose les 4 embases RCA châssis où viendront se connecter les câbles en provenance de l'amplificateur. Il faudra alors tenir compte de la disposition que l'on envisage de donner à l'enceinte terminée. Nous l'avons conçue de façon à la doter de pieds de 5 cm de sorte que le haut-parleur se trouve sur le dessous.

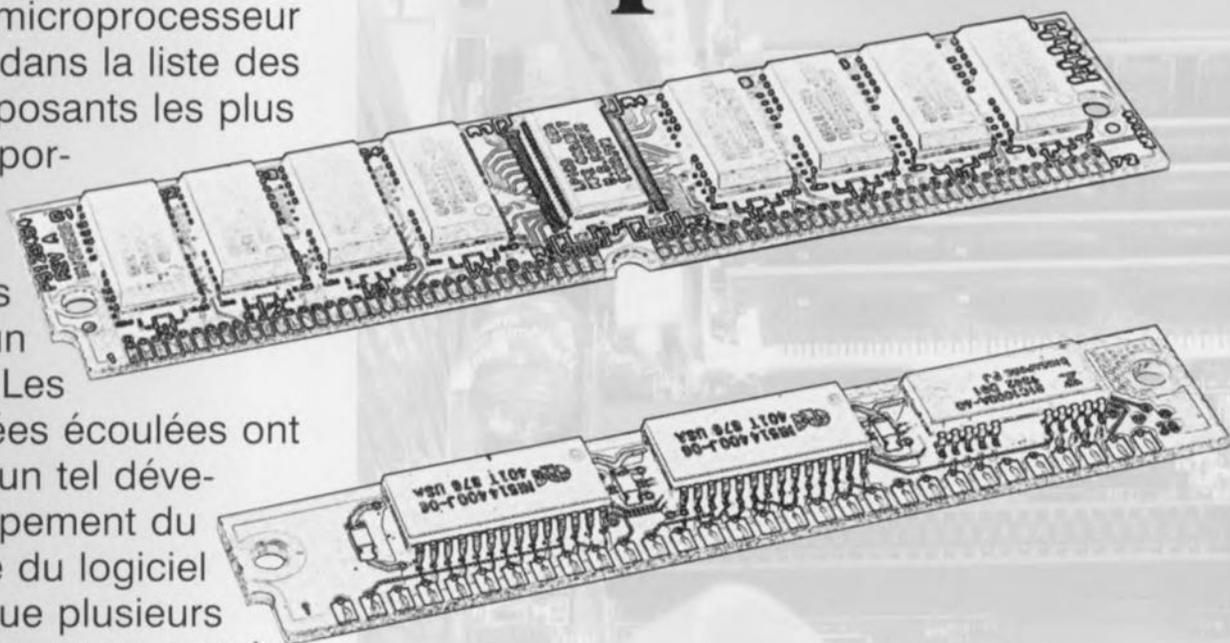
La meilleure solution consiste à camoufler quelque peu les embases sur le dessous de cette « table d'appoint ». Une fois que la colle est bien sèche on pourra, après un ponçage soigné, doter le coffret d'une couche (ou plusieurs) de laque, de peinture ou de tout autre revêtement à votre choix. On remplira le coffret à moitié avec une certaine quantité de matériau d'amortissement (BAF) (0,5 m² environ, positionné derrière le tasseau croisé). On veillera à laisser un peu d'espace autour de l'ouverture arrière du tube de l'évent de bass-reflex. Les composants du filtre sont à trouver chez n'importe quel revendeur de kits d'enceintes ou de composants bien achalandé. L1 est une self à noyau de ferrite de 56 mm environ (à la distorsion la plus faible possible, un IT HQ56/15 mH par exemple). C1 est, répétons-le à l'intention de ceux d'entre nos lecteurs n'ayant qu'une expérience limitée de la réalisation d'enceintes personnelles, un condensateur bipolaire à électrodes lisses. On pourra le cas échéant utiliser un condensateur à électrodes rugueuses. Les résistances n'appellent pas de remarque particulière. Les composants du filtre pourront être positionnés sur un support en bois et collés avant d'être câblés en l'air; rien n'interdit non plus de dessiner un petit circuit imprimé à son intention (notons qu'il existe ce genre de platine de filtre universelle dans les magasins spécialisés en audio de réalisation personnelle). Les filtres sont ensuite vissés dans le coffret et câblés. Attention à ne pas intervertir les connexions plus et moins entre les canaux gauche et droit. Les câbles allant vers le haut-parleur sont dotés de cosses auto de manière à éviter d'avoir



les mémoires pour PC

La mémoire vient immédiatement après le microprocesseur dans la liste des composants les plus impor-

tants dans un PC. Les années écoulées ont vu un tel développement du côté du logiciel que plusieurs méga-octets sont à présent nécessaires rien que pour faire tourner un système d'exploitation comme Windows. Mais il y a à l'heure actuelle tellement de sortes de mémoires que l'on ne sait plus exactement quel type utiliser pour tel ou tel usage. Le présent article donne un aperçu de la situation.



SRAM, DRAM, EDO-RAM, SIMM, SIPP... il y a en fait tellement de variétés de mémoires destinées à un usage informatique qu'il est difficile de bien toutes les connaître et surtout (ce qui est finalement le plus important) de choisir le bon type quand vient le moment d'étendre la capacité mémoire de son ordinateur.

En fait tout est très simple. Il y a actuellement en circulation deux types principaux de mémoires à semi-conducteurs: les RAM (*Random Access Memory* = mémoire à accès aléatoire) statiques et les RAM dynamiques. Du côté des RAM statiques, chaque élément mémoire est constitué d'un bit a b l e (construit autour de quelques s e m i - c o n d u c t e u r s) qui se trouve dans un état ou

dans l'autre et mémorise ainsi un chiffre binaire. La RAM dynamique est elle construite de manière plus simple encore: il s'agit ici d'un condensateur qui est chargé ou déchargé à l'aide d'un transistor FET. Le gros désavantage de ce type de mémoire est qu'il faut en rafraîchir le contenu régulièrement (en fait toutes les quelques millisecondes) car le condensateur (qui est d'une capacité inférieure à 0,1 pF) tend à perdre sa charge. Cela nécessite donc un traitement plus complexe. Puisque la charge/décharge du condensateur prend plus de temps que le basculement d'un semi-conducteur, les mémoires statiques sont donc beaucoup plus rapides que les mémoires dynamiques. Les SRAM (RAM statiques de *Static RAM*) modernes ont un temps d'accès de 10 à 20 ns, alors que pour les DRAM des valeurs de 60 à 70 ns sont courantes.

À cause de sa plus grande complexité de fabrication, la mémoire SRAM occupe plus de place et coûte plus cher que son équivalent dynamique et c'est là la raison pour laquelle dans les ordinateurs actuels la mémoire centrale est principalement constituée de

**Des méga-octets
sur quelques
centimètres carrés.**

DRAM. Ce n'est que dans le cas des mémoires intermédiaires rapides, l'antémémoire (*cache*), que l'on retrouve de la SRAM.

CACHE DE SECOND NIVEAU

Depuis l'avènement du processeur 80386, on trouve sur la carte mère des PC une certaine quantité d'antémémoire rapide qui constitue un tampon entre le processeur et la mémoire DRAM qui est beaucoup plus lente (mais aussi relativement moins chère) que la SRAM.

Du côté de l'antémémoire il y a ici aussi deux variantes : les SRAM asynchrones et synchrones. Avec les premières le processeur doit, après avoir placé l'adresse voulue sur le bus, attendre que les données demandées soient disponibles sur les sorties. Avec les SRAM synchrones, une adresse doit aussi être fournie et les données apparaîtront également après un certain temps. La SRAM envoie ensuite les données correspondant aux trois adresses consécutives suivantes sans qu'il soit nécessaire de lui fournir ces adresses. Cette technique permet une sérieuse économie de temps.

Le dernier cri en matière de mémoire-cache est la « *pipelined burst-cache-SAM* ». Celle-ci est basée sur le même principe que la SRAM synchrone. Les

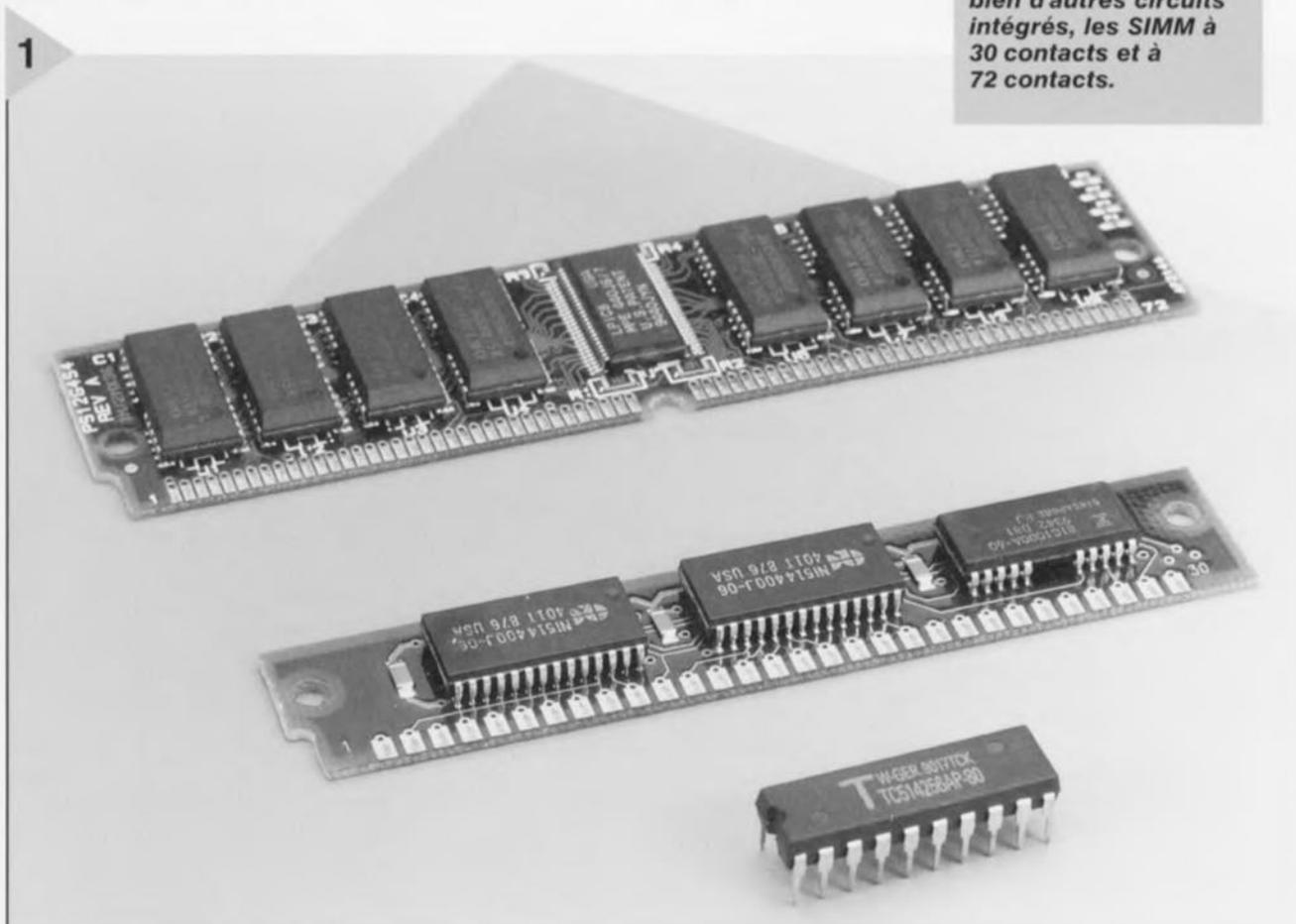
sorties sont ici en plus équipées d'un tampon verrouillable (*latch*) qui permet de fournir au circuit une nouvelle adresse alors les données précédentes sont encore disponibles sur les sorties. De cette manière, il est possible d'atteindre des temps d'accès de 4 à 8 ns. Cela permet aux Pentiums les plus rapides du moment de traiter les données dans la mémoire-cache sans qu'il soit nécessaire d'intercaler de cycle d'attente. Leur apparence peut aussi varier sensiblement. Jusqu'à il y a peu, les SRAM étaient disponibles principalement en boîtiers DIL (*Dual In Line* = double rangée de pattes) mais elles le sont actuellement aussi au format CMS et sont donc la plupart du temps soudées directement sur le circuit imprimé. Ces derniers temps on a même vu apparaître des modules-caches enfichables sur la carte mère par l'intermédiaire d'un connecteur dédié. Ceci rend le remplacement de la mémoire-cache extrêmement aisé.

DES MILLIONS DE CONDENSATEURS

La mémoire de travail principale, ainsi que nous l'avons vu précédemment, est constituée de DRAM. Dans l'histoire de l'informatique, l'accroissement de la capacité a toujours été régulier. En 1970 apparaissaient les premières DRAM de un kilo-octet (1 Ko). Actuel-

lement on travaille dans les laboratoires des fabricants de semi-conducteurs à des circuits de 256 méga-octets de capacité. Ici aussi l'apparence a changé. Dans les premiers ordinateurs, les mémoires étaient encore constituées de classiques boîtiers DIL, mais à l'heure actuelle il n'est plus question que de boîtiers CMS. Pour faciliter la tâche à l'utilisateur lorsqu'il souhaite modifier la configuration mémoire de sa carte mère, on a construit les modules-mémoire, de petits circuits imprimés sur lesquels un certain nombre de circuits de mémoire sont regroupés. Au début il n'y avait que deux types de modules : les SIMM et les SIPP. La différence entre les deux est simple : une SIMM possède une surface de contact sur le circuit imprimé lui-même, alors que la SIPP comporte des pattes de connexion. Les SIPP ont maintenant disparu et on ne trouve plus sur les cartes mères que des modules SIMM. A l'origine les SIMM et les SIPP possédaient toujours 30 contacts, mais ces derniers temps sont apparues les SIMM à 72 contacts, appelées aussi SIMM-PS/2. Ce type de SIMM recouvre une organisation de la mémoi-

Figure 1. Trois sortes de mémoires côte-à-côte : les anciens boîtiers DIL que nous connaissons pour bien d'autres circuits intégrés, les SIMM à 30 contacts et à 72 contacts.



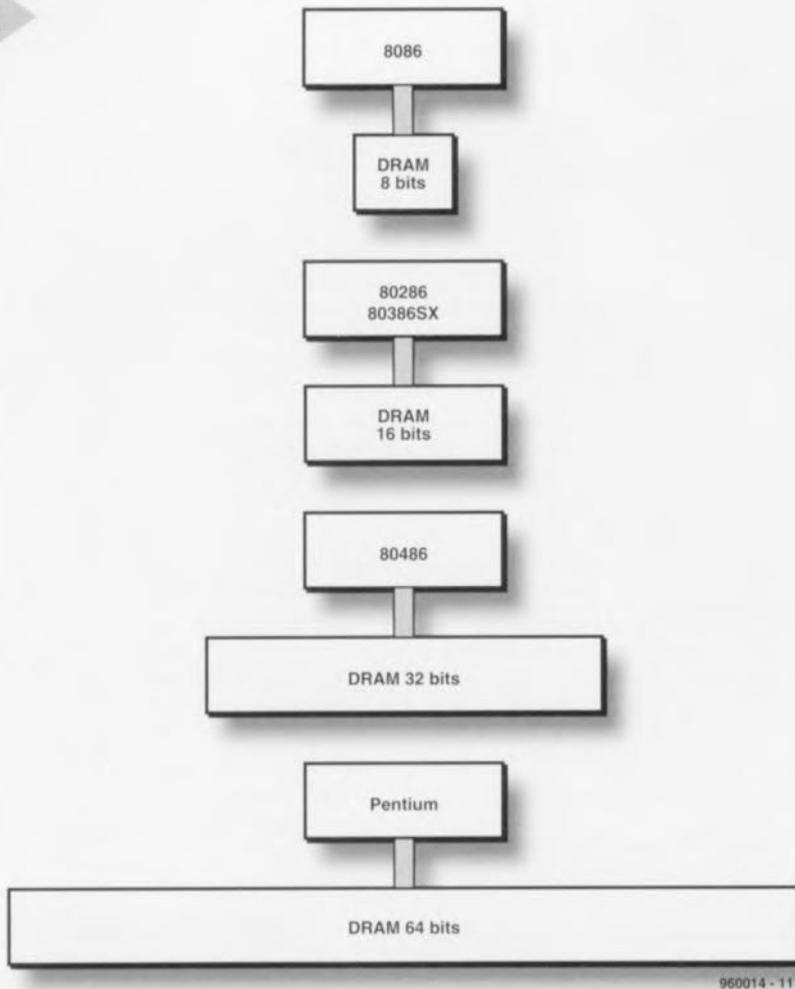


Figure 2. La largeur de bus du processeur définit aussi la largeur du banc de mémoire. Il faudra particulièrement en tenir compte lors des extensions de mémoire.

sique à une largeur de bus de 8 bits (plus éventuellement un bit de parité) et qu'une SIMM-PS/2 possède une largeur de bus de 32 bit, on comprend rapidement pourquoi une carte mère PC se doit de pouvoir recevoir un certain nombre de ces modules-mémoire. Un groupe de ces modules-mémoire qui, pris ensembles, ont la même largeur de bus que le processeur s'appelle un banc. Un processeur 80386 ou 80486 doit donc être équipé d'au minimum 4 SIMM pour pouvoir travailler sur 32 bits à la fois.

Si on désire étendre la mémoire, il faudra fournir à ces processeurs un banc supplémentaire de 4 SIMM. Grâce à l'utilisation des SIMM-PS/2, on peut ne travailler qu'avec un seul module à la fois, en supposant toutefois qu'il s'agisse d'un module standard de 32 bits « de large ». Le schéma de la figure 2 résume cela. Avec un Pentium, la largeur du bus de la mémoire passe à 64 bits et il faut donc utiliser 2 modules SIMM-PS/2 à la fois (sur les cartes mères Pentium il n'existe habituellement pour la mémoire que des connecteurs à 72 contacts).

re sensiblement différente ainsi que nous allons le voir.

LA STRUCTURE DE LA MÉMOIRE DES PC

Depuis le 8086 d'Intel la largeur du bus des processeurs a été elle aussi en

constante augmentation. Si l'on jette un coup d'oeil sur les différentes générations de processeurs encore en fonction de nos jours, on constate que les 80386DX et 80486 ont une largeur de bus de 32 bits et que le Pentium a lui une largeur de bus de 64 bits. Si l'on tient compte de ce qu'une SIMM clas-

TYPES DE DRAM

Jusqu'il y a peu, il n'y avait qu'un seul type de DRAM destiné aux ordinateurs et dont le temps d'accès (indiqué

Les doubleurs de RAM

Depuis l'arrivée de Windows 3.1 et maintenant de Windows 95, les besoins en mémoire des PC ont sérieusement augmenté.

A l'heure actuelle 8 méga-octets est un strict minimum. Mais la mémoire est chère! Quelques fabricants de logiciels ont donc pensé à créer des programmes permettant d'étendre artificiellement cette mémoire. En premier lieu, ces programmes permettent une meilleure gestion des ressources. Cette fonction est bien utile avec Windows 3.1 mais elle n'est habituellement pas nécessaire avec Windows 95. En deuxième lieu, ils font exactement ce que leur nom indique: ils étendent la mémoire disponible. Pour ce faire, ils profitent du fait que Windows utilise un fichier de substitution (swap-file), qui est c'est-à-dire un fichier sur le disque dur dans lequel les données sont stockées temporairement si elles ne sont pas nécessaires dans la mémoire de travail. Compte tenu du fait qu'un disque dur

est beaucoup plus lent que la mémoire, cela entraîne un ralentissement important. Les programmes du type « doubleur de RAM » compriment d'abord les données avant de les transférer dans le fichier-tampon, de sorte qu'elles y prennent moins de place (à la manière des programmes de compression PKZIP et ARJ). Il n'en reste pas moins vrai que la compression et la décompression nécessitent du temps de calcul et qu'un tampon doit être réservé à cet effet dans la mémoire de travail. Il semble en définitive que le gain global soit minime, si on se fie en tous cas aux tests publiés dans divers magazines informatiques. La règle d'or est et reste: « rien ne vaut de la vraie RAM ». Pour ceux qui disposent encore de suffisamment de place sur leur disque dur ou bien qui utilisent encore Windows 3.1, ceux-là pourront bien sûr d'abord essayer un programme tel que Softram, RAM-doubleur ou encore Magnaram. La plupart de ces programmes coûtent aux environs de 500 FF, voire moins.

sur le circuit intégré par un suffixe du numéro de produit) était important au moment de la sélection.

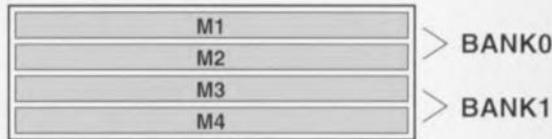
Pour la plupart des processeurs 80386 et 80486, les DRAM de 60 ou 70 ns sont un bon choix. La fréquence d'horloge du bus externe des PC modernes est cependant tellement élevée qu'il faut intercaler des cycles d'attente, même avec des DRAM à 60 ns (les plus rapides actuellement disponibles) pour pouvoir encore traiter les données. Comme on ne peut pas actuellement fabriquer en grandes quantités des DRAM plus rapides, les fabricants ont pensé à plusieurs « trucs » pour leur faire accomplir certaines tâches plus rapidement. Le « mot magique » pour l'instant est la RAM EDO. Cet acronyme signifie « *Extended Data Out* ». Grâce à un registre de sortie spécial, les données restent disponibles plus longtemps à la sortie de la RAM, de sorte qu'une nouvelle adresse peut être fournie alors que les données correspondant à l'adresse précédente sont encore disponibles. Ceci entraîne une accélération de la vitesse de traitement de 10 à 20%.

La RAM EDO est un peu plus chère que la DRAM classique mais on s'attend à ce que d'ici peu les prix deviennent identiques à ceux des DRAM classiques. L'électronique d'adressage sur la carte mère doit être spécialement conçue pour la RAM EDO et on ne peut pas non plus utiliser l'une pour l'autre de la DRAM et de la RAM EDO sur une carte mère. La RAM EDO n'entraîne pas de véritable changement au niveau du cache secondaire; celui-ci reste essentiel dans l'optique d'un traitement rapide des données. Dans l'intervalle, ces Messieurs les Fabricants ont pensé à d'autres variantes, comme la « *burst-CAS-DAM* », la DRAM synchrone, la Rambus-DRAM et la DRAM multi-bancs. Celles-ci ne sont cependant pas encore prêtes pour une utilisation à grande échelle dans les ordinateurs.

LE BIT DE PARITÉ

Depuis l'apparition du premier PC IBM, tous les ordinateurs PC-compatibles ont toujours utilisé une mémoire comportant un bit de parité. Il s'agit d'un bit de mémoire supplémentaire qui reçoit le résultat d'une somme de vérification (*parity-check*) effectuée sur les 8 autres bits, de sorte que l'ordinateur peut contrôler lui-même si des erreurs apparaissent dans sa mémoire. Dans les circuits intégrés de mémoire se produisent ce qu'on appelle des « erreurs soft » qui sont imputables au rayonnement alpha de certains éléments radioactifs (potassium₄₀) présents dans les boîtiers des circuits intégrés.

3



M1,M2(BANK0)	M3,M4(BANK1)	Total Size
1M x 32 (4MB)	Empty	8MB
1M x 32 (4MB)	1M x 32 (4MB)	16MB
1M x 32 (4MB)	2M x 32 (8MB)	24MB
1M x 32 (4MB)	4M x 32 (16MB)	40MB
1M x 32 (4MB)	8M x 32 (32MB)	72MB
2M x 32 (8MB)	Empty	16MB
2M x 32 (8MB)	1M x 32 (4MB)	24MB
2M x 32 (8MB)	2M x 32 (8MB)	32MB
2M x 32 (8MB)	4M x 32 (16MB)	48MB
2M x 32 (8MB)	8M x 32 (32MB)	80MB
4M x 32 (16MB)	Empty	32MB
4M x 32 (16MB)	1M x 32 (4MB)	40MB
4M x 32 (16MB)	2M x 32 (8MB)	48MB
4M x 32 (16MB)	4M x 32 (16MB)	64MB
4M x 32 (16MB)	8M x 32 (32MB)	96MB
8M x 32 (32MB)	Empty	64MB
8M x 32 (32MB)	1M x 32 (4MB)	72MB
8M x 32 (32MB)	2M x 32 (8MB)	80MB
8M x 32 (32MB)	4M x 32 (16MB)	96MB
8M x 32 (32MB)	8M x 32 (32MB)	128MB

960014 - 12

Figure 3. Un exemple des configurations de mémoire possibles sur une carte mère Pentium moderne pourvue de 4 connecteurs à 72 contacts. La mémoire sera de 8 méga-octets au minimum et de 128 méga-octets au maximum.

Comme on contrôle maintenant mieux les processus de production des matériaux concernés et que la densité des mémoires sur le circuit est soigneusement contrôlée, les risques d'occurrence d'une « erreur soft » en utilisation normale d'un système moderne sont réduits à une erreur tous les dix ans. C'est tellement peu que la question se pose maintenant de savoir si le bit de parité est encore nécessaire. Les SIMM modernes (30 et 72 contacts) peuvent être acquises au choix avec ou sans bit de parité ou même avec bit de parité simulé. Beaucoup des cartes mères modernes ne tiennent d'ailleurs même plus compte de ce bit de parité; il n'y a plus guère de raison d'utiliser des modules-mémoire avec bit de parité. Il nous semble donc superflu, compte tenu de la qualité des modules-mémoire et des cartes mères modernes, d'encore acheter des modules pourvus d'un bit de parité.

QUELQUES CONSIDÉRATIONS PRATIQUES POUR TERMINER

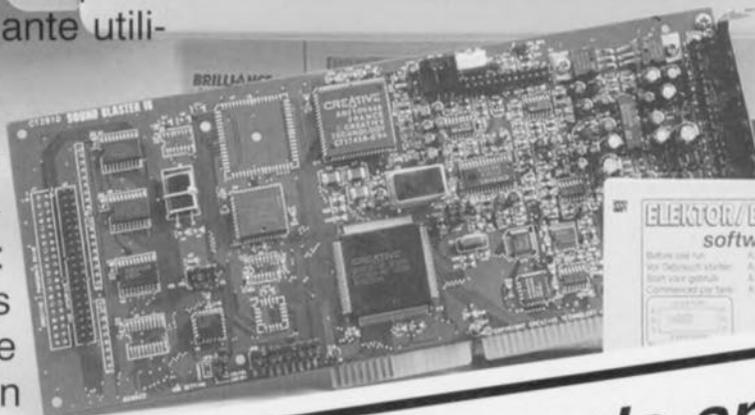
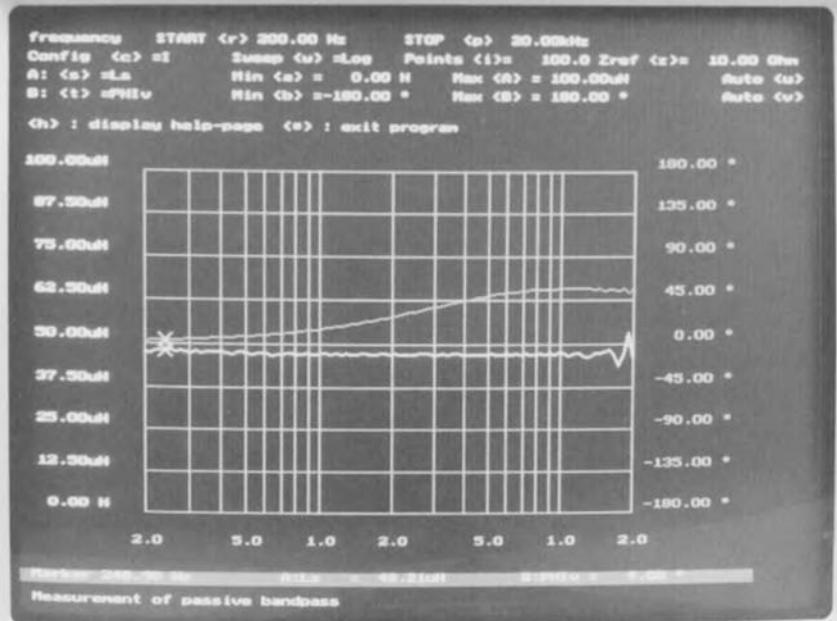
Les mémoires des ordinateurs modernes sont de toutes sortes et de toutes tailles. Il n'est donc pas simple pour l'utilisateur de faire le juste choix en vue d'une éventuelle extension. Faites de toute façon particulièrement attention aux points suivants: Quel est le type des modules actuellement installés dans votre ordinateur? 30 ou 72 contacts? DRAM classique ou RAM EDO? Quelle est la capacité actuelle des modules et combien de connecteurs sont encore libres? Quelle est la largeur de bus du processeur? De combien de modules doit être étendue la mémoire? Est-ce que le bit de parité est nécessaire? Ces quelques simples questions vous permettront d'entreprendre l'extension de la mémoire de votre ordinateur en toute sérénité.

(960014)



carte-son PC en analyseur audio

Pour une dépense modique vous pouvez, par l'utilisation d'un logiciel très performant, transformer votre PC doté d'une carte-son à 16 bits, en un système de mesure d'une puissance étonnante utilisable pour des applications aussi diverses que : mesure des courbes de réponse en fréquence et en phase d'amplificateurs de toute sorte, de filtres et de systèmes d'aiguillage sans oublier la détermination de l'impédance de haut-parleurs, l'inductance de selfs et la capacité de condensateurs.



analyseur de spectre BF

Une autre caractéristique remarquable de cette réalisation est l'étonnante étendue des plages de mesure : citons, à titre d'exemple, les inductances dont il est possible de mesurer les valeurs entre moins de 50 μ H et 100 mH, la plage allant même de 100 pF à 100 000 μ F dans le cas des condensateurs. Dès lors que l'on sait qu'une carte son pour PC moderne intègre un convertisseur A/N à 16 bits stéréophonique capable d'un taux d'échantillonnage de 44 kHz ainsi que d'une puce de synthèse FM destinée à la génération de formes d'ondes complexes, il paraît moins surprenant qu'il

vienne à l'idée de s'en servir pour des choses plus productives pour la seule génération de sons destinés à embellir certains jeux pour ordinateurs. L'une de ces applications haut de gamme est le système de mesure audio « high tech » que nous nous proposons de vous décrire dans une série de 2 articles dont voici le premier. L'objet du premier article sera de vous présenter les possibilités de ce système de mesure, le second étant consacré au mode d'emploi du logiciel accompagnant cette réalisation. Nous vous proposerons en outre dans ce second article un boîtier de mesure compact qui ne comprend rien de plus que quelques résistances et commutateurs

qui convertira votre PC en une station de mesure d'impédance universelle.

À TITRE D'EXEMPLE

Nous allons voir, pour commencer, à l'aide de quelques exemples, tout ce dont notre système de mesure à base de carte-son pour PC est capable.

Courbe de réponse en fréquence d'un amplificateur audio

La figure 1 visualise le résultat de mesures effectuées sur l'amplificateur d'un auto-radio chargé à l'aide d'une charge ohmique (résistance). La plage de fréquences sur laquelle s'est faite la mesure allait de 20 Hz à 20 kHz. L'examen de cette courbe montre que l'on a une accentuation de quelque 7 dB des fréquences situées aux alentours de 100 Hz, ce qui indique que, lors de cette mesure, le potentiomètre des graves était ouvert. À partir de quelque 5 kHz on constate un effondrement sensible de la courbe de réponse en fréquence. On voit en outre que la courbe de réponse en phase ne brillait pas particulièrement par sa linéarité.

Courbe d'impédance d'un haut-parleur

La figure 2 montre le résultat d'une mesure d'impédance sur un système de haut-parleurs; il s'agissait en l'occurrence d'un système coaxial (un tweeter d'aigu se trouve au cœur de la membrane d'un haut-parleur de grave/médium) d'une impédance nominale de 4 Ω. La mesure fut effectuée sur la plage allant de 20 Hz à 20 kHz. Les informations visualisées sont celles de la composante réelle (résistance réactive) et la composante imaginaire (résistance contre-réactive) de l'impédance du système de haut-parleurs. Le curseur (*marker*) se trouve à 122 Hz, position où le haut-parleur présente sa première résonance propre. La composante réelle passe par un maximum de quelque 20 Ω, la partie imaginaire présente à cet endroit un passage par zéro. Le second point de résonance du haut-parleur se situe à 5 kHz, point où l'on voit l'impédance monter à près de 7 Ω. Comme on le voit, notre système de mesure capte avec une précision remarquable tous les détails d'une courbe d'impédance.

Mesure de l'inductance d'une self de choc HF

La figure 3 prouve qu'il est possible de mesurer avec une bonne fiabilité la valeur d'une self HF de 40 μH. Il faut alors, bien évidemment, utiliser les fréquences les plus élevées que soit capable de produire notre système. Dans notre exemple la mesure s'est faite entre 5 et 20 kHz; la courbe du haut est celle de l'inductance, qui présente une valeur proche de 40 μH, la courbe du bas rendant la résistance de la self de

1

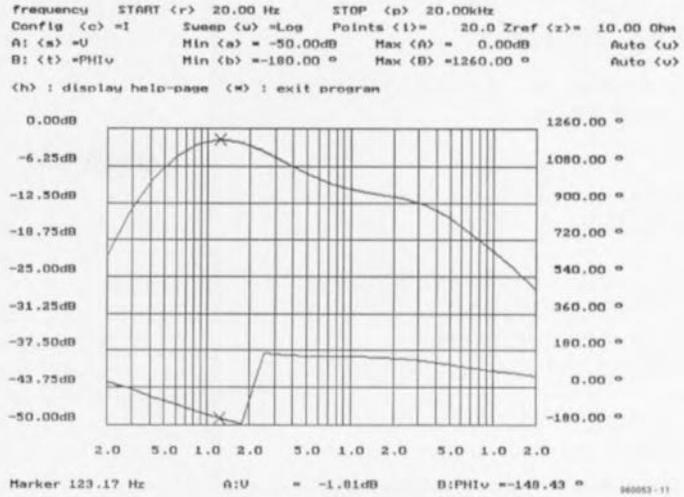


Figure 1. Résultat d'une mesure faite sur un amplificateur audio.

2

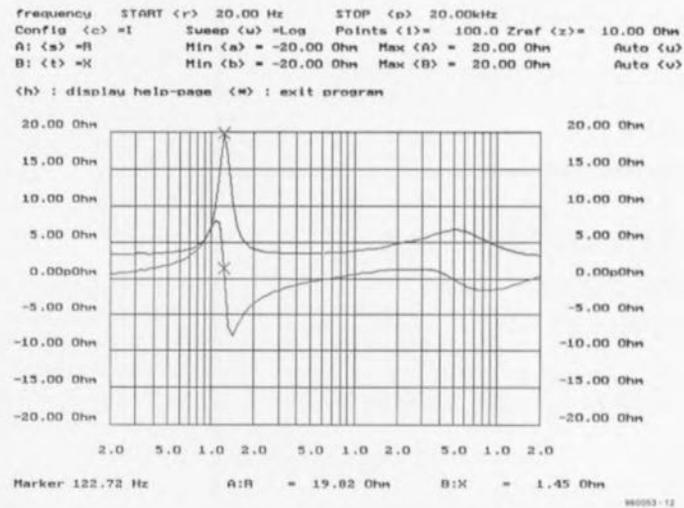


Figure 2. Résultat de la mesure de l'impédance d'un haut-parleur.

3

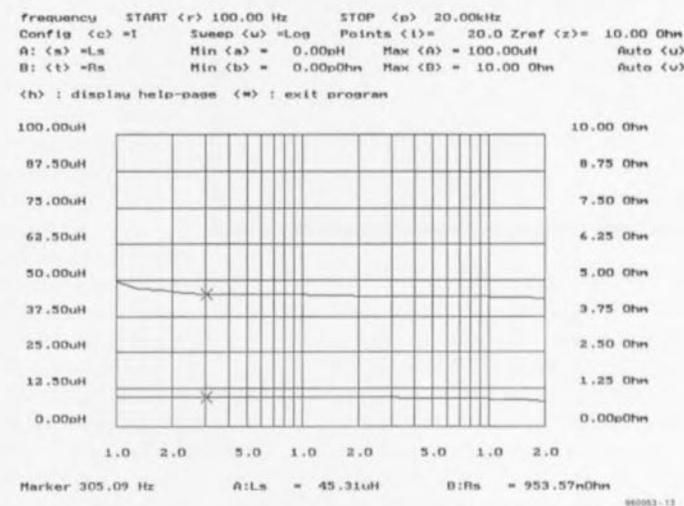


Figure 3. Rien n'empêche de mesurer la valeur d'une self de 40 μH.

Possibilités offertes par le système de mesure audio

Mesure de la courbe de réponse en fréquence (valeur vectorielle et phase) de :

- amplificateurs
- filtres
- filtres d'aiguillage d'enceintes
- boucles de régulation

Mesures de l'impédance de systèmes à 2 pôles

- Paramètres de haut-parleurs
- Bobines de filtres (filtres d'aiguillage)
- Condensateurs de toutes sortes
- Résistances
- Impédances d'entrée et de sortie de filtres
- Selfs d'impédance inférieure ou égale à 50 μ H

Prémices posées au système micro-informatique pour la mesure audio

PC : 486-80 avec carte VGA couleur
Carte-son : SoundBlaster VE 16 bits (Creative Labs)
Logiciel : Logiciel pour l'analyseur audio (DOS)

Caractéristiques techniques du système :

- Plage de fréquences : de 15 Hz à 20 kHz
- Liberté de choix des fréquences délimitant la plage de fréquences
- Balayage (sweep) : logarithmique et linéaire, jusqu'à 1 000 points de mesure
- Fonction de curseur (marker) pour saisie précise de la valeur de mesure
- Fonction d'aide en ligne
- Affichage en dB, degré, Ω , F et H (choix d'échelle automatique)
- Résolution théorique de 16 bits
- Mesure du gain, de la valeur vectorielle et de la phase
- Impédances
R : 1 Ω ... 1 M Ω
L : 50 μ H ... 0,1 H
C : 100 pF... 0,1 F
- Mesure de circuits de substitution de systèmes à 2 pôles
R//C, R//L, R+L et R+C

choc dont la valeur se situe aux alentours de 1 Ω (dans le cas d'une erreur de mesure de l'ordre de 100 m Ω). On déduit de ces informations que notre système de mesure audio peut constituer un auxiliaire précieux lors du bobinage de selfs de choc HF. Il est possible ainsi, sans aucun problème, de mesurer avec précision les inductances utilisées dans les filtres audio, vu que leur valeur se situe dans le domaine des millihenrys.

SOUNDBLASTER, COMPATIBLES & CO

Le logiciel de notre système de mesure a été écrit pour une carte-son du type SoundBlaster 16 VE (fabricant Creative Labs) capable d'un taux d'échantillonnage 16 bits stéréo de 44 kHz. Ce logiciel tourne aussi sur toutes les cartes **réellement** compatibles SoundBlaster (de préférence dotées du set de circuits intégrés de Creative Labs). La plupart des cartes-son très bon marché ne sont pas compatibles à 100% de sorte que nous ne pouvons pas garantir un fonctionnement impeccable dans ces cas-là. Il n'est donc pas exclu, que l'on ait, si l'on veut réaliser un instrument qui marche, que l'on ait à acheter une carte SoundBlaster. Sachant que l'on en trouve déjà pour quelque 600 FF cet achat ne devrait pas faire un trou trop grand dans le budget « électronique & accessoires »... L'installation du logiciel pour l'analyseur audio est extrêmement simple. On recopie l'ensemble des fichiers présents sur la disquette vers un sous-répertoire de travail. On s'assure ensuite de la configuration correcte de la carte SoundBlaster (adresse, canal DMA et interruption, cf. le fichier README.TXT). On peut alors lancer le programme qui commence par essayer d'entrer en contact avec la carte-son. S'il n'y arrive pas il visualise un message d'erreur. Il est fort probable dans ce cas-là que la configuration de la carte-son n'est pas correcte. Ceci fait, le programme essaie, auprès du système d'exploitation, de s'attribuer de la mémoire capable de DMA (Direct Memory Access = accès direct de la mémoire); en cas de problème à ce

niveau, on aura également visualisation d'un message d'erreur. On pourra, si nécessaire, se voir amener à modifier la configuration de mémoire. Chez l'auteur le logiciel tourne parfaitement sur un système que l'on peut difficilement qualifier de haut de gamme puisqu'il s'agit d'un 486DX-80 doté de 4 Moctets de mémoire. Si ces différentes étapes ont été parcourues sans encombre on verra apparaître une image sur l'écran de son moniteur; on pourra dès lors procéder à sa pre-

mière mesure. Notons que le logiciel modifie la définition des paramètres de la table de mixage (*mixer*) de la carte-son.

Le point crucial est à partir de cet instant le câblage de l'objet de mesure à la carte SoundBlaster. Les brochages des différentes embases sont données en **figure 4**. Le premier essai consiste à connecter la sortie de signal dénommée SIG-OUT à un haut-parleur et, par action sur la touche « x », à démarrer un balayage (*sweep*). Le haut-parleur devrait produire un signal dont la fréquence croît progressivement. Le système de mesure se sert, pour la génération du signal, du circuit intégré de synthèse FM présent sur la carte, composant qui produit un signal sinusoïdal. L'amplificateur de puissance de la carte permet l'obtention d'un niveau de 750 mV (crête à crête) dans une charge de 8 Ω . Le générateur est donc en mesure de permettre de tester des haut-parleurs ayant une certaine puissance. De par les tolérances d'une carte à l'autre le niveau absolu de ce signal reste la grande inconnue, ce qui n'a d'ailleurs pas, vu le principe de mesure utilisé (**figure 5**), le moindre effet. Comme la carte-son dispose d'un convertisseur A/N stéréo nous allons utiliser l'un des canaux en canal de référence auquel on appliquera directement le signal fourni par le générateur. En se basant sur ce canal de référence le logiciel est en mesure de définir le niveau et la phase du signal fourni par le générateur. Ce signal passe ensuite l'objet-cobaye. Le signal disponible en sortie de l'objet de mesure est appliqué au second canal du convertisseur (le canal de mesure). À partir de ces 2 signaux le logiciel détermine, en s'aidant d'une conversion A/N et d'un redressement sensible à la phase, le gain (l'atténuation) et le déphasage dus à l'objet de mesure. On a, à la suite d'une série de mesure faites à l'intérieur de la plage de fréquences définie, une série de points qui forment une courbe de réponse visualisée à l'écran. Il est possible de visualiser simultanément 2 courbes à l'écran. Un action sur une touche, il n'en faut pas plus pour définir les valeurs représentées par chacune des courbes. On pourra ainsi, lors de mesures effectuées sur un amplificateur par exemple, visualiser simultanément la valeur et le déphasage du gain. Dans le cas de la mesure d'impédance on pourra ainsi visualiser tout à la fois la composante réelle et la composante imaginaire de l'impédance soit encore examiner les valeurs d'une combinaison RL équivalente. Le clavier permet une modification aisée des paramètres de mesure. La sauvegarde sur le disque dur de l'ensemble de l'environnement défini par l'utilisateur ne

présente pas non plus la moindre difficulté. Une fonction d'aide en ligne (ON LINE HELP) apporte une aide lors de l'utilisation du programme, donnant, lors que l'on y fait appel, des informations sur toutes les instructions disponibles.

LA PREMIÈRE MESURE D'UNE COURBE DE RÉPONSE EN FRÉQUENCE

Notre premier objet de mesure sera un filtre passe-bande à combinaison RC dont on retrouve le schéma en figure 6 et que nous connecterons aux embases correspondantes de la carte SoundBlaster (figure 4). Les paramètres de défaut du logiciel sont très exactement ceux qu'il nous faut pour cette mesure. Il ne nous reste plus qu'à enfoncer la touche « x » (Execute) pour avoir la mesure de la réponse en fréquence et en phase et la visualisation à l'écran des résultats de cette opération. Une fois la mesure terminée on voit apparaître sur l'écran les 2 courbes représentées en figure 7. Les touches « + » et « - » permettent le déplacement du curseur dans un sens et dans l'autre de manière à pouvoir lire avec précision les valeurs individuelles des courbes. Nous voyons ainsi que la fréquence de

4

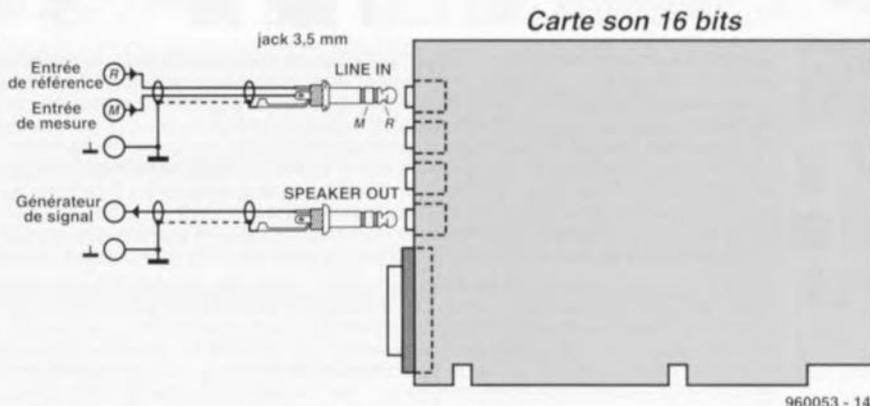


Figure 4. Brochage des embases et connexion de la carte-son SoundBlaster.

résonance est $F_r = 1\,590$ Hz et que l'atténuation au point de résonance est de $-9,77$ dB, valeurs très proches des celles obtenues par le calcul. On peut, par action sur la touche indiquée entre crochets ([]) modifier le paramètre correspondant, ceci de façon à mieux adapter une nouvelle mesure aux circonstances du moment. Vous voici maintenant dotés d'un outil puissant pour procéder à des mesures de gains et de courbes de réponse en phase. La technique de branchement des objets de mesure devrait, maintenant, être

clair; il peut être nécessaire, le cas échéant, d'intercaler un atténuateur de manière à éviter une surmodulation soit

de l'objet de mesure soit de la carte-son. On peut, sans la prise de la moindre précaution additionnelle, procéder à des mesures sur toute réalisation ayant une sortie à faible impédance (inférieure à $10\text{ k}\Omega$). En présence d'une sortie à haute impédance (supérieure à $10\text{ k}\Omega$) il faudra, en vue d'une adaptation d'impédance, intercaler un petit préamplificateur à entrée à haute impédance.

Les limites de la mesure de la réponse en fréquence

La précision est et reste, lorsqu'il s'agit de mesures, sujette à des discussions animées. Le risque d'erreur ne fait que croître lorsque l'on ne connaît pas les limites du système de mesure utilisé ou que l'on ne les respecte pas. Les limites du système de mesure présenté ici sont, en ce qui concerne la mesure de la réponse en fréquence, déterminées à un certain nombre de facteurs extérieurs ayant une influence réelle sur la précision de la mesure. Il est facile, lors de la visualisation de la courbe de réponse en fréquence, de reconnaître immédiatement de nombreuses erreurs de mesure à la forme de « crêtes alpines » de la courbe; il n'en vaut pas moins la peine d'évoquer certains problèmes potentiels :

⇒ Le premier problème est dû à l'oscillateur de synthèse FM de la carte-son qui, à partir de quelque 15 kHz, génère un signal plus proche du triangle que du sinus vu qu'il s'agit à l'évidence d'un générateur par échantillonnage. Pour réduire à la partie congrue l'erreur résultant de cette situation le logiciel n'utilise, lors de la mesure, que la composante de la fondamentale instantanée du signal. Il n'en reste pas moins qu'il faudra être critique pour les mesures au-delà de 15 kHz.

⇒ Le problème suivant: il ne faut surmoduler les convertisseurs A/N. Ceci implique qu'il faudra, lors de mesures faites sur des amplificateurs, bien souvent intercaler un atténuateur dans la ligne du canal de mesure. Si l'on examine la courbe d'atténuation par rapport à la fréquence on peut dire qu'au-delà de 0 dB – le signal du canal de

mesure est plus important que celui du canal de référence – il est probable que le convertisseur A/N se trouve en surmodulation.

⇒ Il ne faut pas non plus perdre de vue l'impédance d'entrée de la carte SoundBlaster. Cette entrée ne présente pas, en effet, une impédance très élevée, facteur dont il faudra tenir compte lors de mesures effectuées sur des sources de signal à impédance élevée. On pourra, le cas échéant, prendre un préamplificateur à impédance de sortie élevée en amont du canal de mesure. Le système de mesure permet bien entendu aussi de mesurer la courbe de réponse en fréquence de ce préamplificateur.

⇒ Le niveau de parasites dans un PC et la résolution de 16 bits du convertisseur A/N constituent eux aussi des facteurs de limitation. En théorie, un convertisseur à 16 bits peut atteindre, à pleine modulation, un rapport signal/bruit de quelque 95 dB. De par l'environnement très parasité du PC notre système de mesure se targue d'aller jusqu'à 70 dB environ, ce qui est fort honorable. Il est pratiquement exclu d'obtenir des résultats encore meilleurs à l'aide de cartes-son de ce niveau.

⇒ Les dernières sources de parasites à évoquer sont les capacités et résistances parasites. Leur influence joue un rôle particulièrement important lors de la mesure de l'impédance de composants HF. Nous reviendrons à cet aspect des choses dans le second article consacré à cette réalisation.



Carte-son PC en analyseur audio

Ma question concerne le système de mesure décrit dans le numéro de mars 96 d'Elektor. Ce système fait appel à la carte-son présente dans l'ordinateur. Dans quelle mesure la qualité de la carte a-t-elle une influence sur la fiabilité du résultat de mesure? Je dispose d'une carte-son toute simple et bon marché. J'ai entendu dire qu'il y avait à la sortie de la carte des filtres très raides chargés d'élimi-

ner les parasites produits par l'alimentation du PC voire de la carte elle-même. Ceci a pour conséquence de produire une dégringolade de l'amplitude du signal de sortie d'un programme générateur de signal que j'utilise (à partir de 6 kHz déjà). Une carte telle que la SoundBlaster 16 comporte-t-elle également ce genre de filtres? Je me suis renseigné auprès de différents revendeurs de cartes-son, mais ils n'ont pas pu me donner de réponse pour la simple et bonne raison que les spécifications ne sont pas fournies avec la carte. Il paraît que les cartes de la marque Terratec ont des spécifications meilleures que la SB16 de Creative Labs. Pouvez-vous me donner des conseils d'achat? Une seconde question en relation avec la précédente: que peut-on faire contre les parasites internes produits par un PC? Vaut-il la peine de procéder au blindage de certaines parties, voire de la totalité de la carte-son?

J.v.Wier

Il existe en effet de grandes différences entre les différentes marques et types de cartes-son. Il arrive souvent que les cartes-son bon marché aient une caractéristique de fréquence moins bonne et à la pente abrupte de part et d'autre. Dès lors que l'on veut utiliser une telle carte pour procéder à des mesures il faut que la dite carte ait une réponse en fréquence aussi droite que possible (et éventuellement présenter la distorsion la plus faible possible). Nous pouvons difficilement vous faire des proportions concrètes et vous renvoyons aux essais auxquels procèdent de nombreux magazines de micro-informatique et dont font à l'occasion l'objet des séries de cartes-son. Les cartes SoundBlaster sont réputées pour leur qualité qui va de bonne à très bonne, de sorte que le risque de faire un mauvais achat est pratiquement inexistant. Ce qui importe lors de l'utilisation d'une telle carte

en tant que système de mesure en combinaison avec un logiciel de mesure est le protocole utilisé pour la commande de la carte. De nombreuses cartes prétendues compatibles SoundBlaster ne font en fait que, lorsqu'elles travaillent sous DOS, émuler une vieille carte SoundBlaster 8 bits. Un logiciel de mesure travaillant sous DOS voulant travailler à une précision de 16 bits ne sait pas comment se tirer d'affaire avec une telle carte. Il faudra donc, pour cette application, utiliser exclusivement une carte SoundBlaster (ou encore un produit OEM disposant d'une puce son Vibra). On peut toujours envisager de blinder une carte pour la protéger contre les parasites extérieurs. Ce blindage est sans effet sur les parasites véhiculés par les tensions d'alimentation pour éviter cela il faudrait que la carte soit disposée à l'extérieur du PC et dotée de sa propre alimentation.

inductancemètre simple

Elektor n°224, février 1997, page 50 et suivantes

Le schéma comporte une série d'erreurs dues à un décalage des connexions. Les diodes D2 à D9 connectées aux bornes K1-1 à K1-8 du connecteur K1 doivent en fait être toutes décalées d'une position de sorte que la diode D2 soit reliée à la broche K1-2 etc et qu'enfin, la diode D9 le soit au contact K1-9. Comme on pouvait s'y attendre, le dessin des pistes ne comporte pas cette erreur (le prototype aurait bien eu des problèmes pour fonctionner correctement).

régulateur pour modélisme

Elektor n°224, février 1997, page 50 et suivantes

Le texte comporte une petite erreur. Le dernier paragraphe de la troisième colonne de la page 48 parle des diodes D1 et D2. Il faut lire la diode D1 et le transistor T1.

Le MatchBox en centrale de mesure

Elektor n°219, septembre 1996, page 22 et suivantes

À la suite de quelques problèmes

de typographie, le listing de la figure 4 comporte un certain nombre d'erreurs. Les noms de variables et les labels ont perdu leur `_`. Il aurait fallu lire `LOG_MAX`, `START_LOG`, `COM_CHR`, `LOG_RAM`, `LOG_DATA`, `READ_MAXIM` et `DUMP_PTR`. Le compilateur ne comprend pas non plus la ligne `WHILE DUMP_PTR GMAX DO`; il vaut mieux la remplacer par la ligne `WHILE DUMP_PTR GMAX DO`. Désolés pour ce raté. Il existe, pour ceux qui le désirent, une copie correcte de ce programme disponible contre envoi, à l'adresse d'Elektor, d'une enveloppe timbrée auto-adressée.

extenseur de base de temps

Elektor n°209, novembre 1995, page 18 et suivantes

Il semblerait que certains des réalisateurs de ce montage rencontrent des problèmes de chronologie en cas d'utilisation de circuits de RAM exigeant, entre l'instant de stabilité des adresses et le passage au niveau bas du signal Write Enable, une certaine durée (supérieure à 0). Il existe 2 solutions à ce problème:

↳ Utiliser pour IC13 une RAM du

TORT D'ELEKTOR

type GM76C28A-10 de Goldstar. C'est le composant que nous avons utilisé sur nos prototype et nous n'avons pas rencontré le moindre problème de chronologie.

↳ En cas d'utilisation d'un autre type de RAM on pourra modifier le circuit de la manière suivante:

- ✗ sortir le support de IC9,
- ✗ couper, côté «composants», la piste reliant les broches 1 et 2 de IC9,
- ✗ monter un nouveau support et
- ✗ souder, côté «pistes», un petit morceau de fil de câblage souple isolé entre la broche 2 de IC9 et la broche 10 de IC6.

Émulateur 68HC11

Elektor n°224, février 1997, page 22 et suivantes

Le texte de cet article comporte un certain nombre de petites erreurs qui, bien que sans gravité, sont cependant gênantes. Le nom du talker pour quartz 5MHz est `TKA1XTS_BOO`. Contrairement à ce que pourrait laisser penser le texte du paragraphe EXEMPLES DE SITUATIONS POTENTIELLES le

compilateur HITECH ne se trouve pas sur la disquette dans le sous-répertoire (n'étant pas un programme non commercial), mais les utilisateurs de l'émulateur disposant de ce compilateur (testé avec la version 7) pourront, à l'aide du programme SYMWICE.EXE créer un petit débogueur en langage de haut niveau. Le listing SYMWICE.C peut être d'un certain secours pour les personnes disposant d'un autre compilateur ou d'une autre version du compilateur Hi-TECH. SYMWICE.EXE tourne également sur l'émulateur WICE. Le TL7705 entrera en action à une tension d'alimentation faible de 4,5V et non pas 3,6V comme le dit le texte. La tension de référence se laisse calculer par la formule suivante: $V_{ref} = (R2 + R1) / R1 = 2,53 \times 17,8 / 10 = 4,5V$.

Merci Mr Gonzales

Chargeur d'accus CdNi rapide et sûr

(avril 1996)

Le circuit du triple inverseur S2 identifié par la lettre a, S2a donc, situé à proximité de R22, doit en fait porter la dénomination S2c.

Caractéristiques électriques :

Modèle		Fréquence Max. [GHz]	Gain typique [dB]					Puissance max, dBm	
N°	Couleur du point		100	500	1000	2000	Min	Compression de sortie (1 dB)	Entrée sans dommage
MAR-1	brun	1	18,5	17,5	15,5	-	10,0	0	+10
MAR-2	rouge	2	13	12,8	12,5	11	8,5	+3	+15
MAR-3	orange	2	13	12,8	12,5	10,5	8,0	+8	+15
MAR-4	jaune	1	8,2	8,2	8,0	-	7,0	+11	+15
MAR-6	blanc	2	20	19	16	11	9	0	+15
MAR-7	violet	2	13,5	13,1	12,5	10,5	8,5	+4	+15
MAR-8	bleu	1	33	28	23	-	19	+10	+15

Modèle	Point d'interception de la plage dynamique [dBm]		TOS		Valeur max à 25 °C		Puissance CC en broche 3	
	BF [dB] typ.	3 ^{ème} ordre typ.	Entrée	Sortie	I [mA]	P [mW]	I [mA]	U [V]
MAR-1	5,0	15	1,5:1	1,5:1	40	100	17	5
MAR-2	6,5	18	1,3:1	1,6:1	60	325	25	5
MAR-3	6,0	23	1,6:1	1,6:1	70	400	35	5
MAR-4	7,0	27	1,9:1	2:1	85	500	50	5
MAR-6	2,8	15	2:1	1,8:1	50	200	16	3,5
MAR-7	5,0	20	2:1	1,5:1	60	275	22	4
MAR-8	3,5	27	3:1	3:1	65	500	36	7,5

Amplificateur	Courant de polarisation I _b [mA]	Tension de polarisation +V _b	R _C (approx.)			
			+5 V	+9 V	+12 V	+15 V
MAR-1	17	-5	-	235	412	588
MAR-2	25	-5	-	160	280	400
MAR-3	35	-5	-	114	200	286
MAR-4	50	-6	-	60	120	180
MAR-6	16	~3,5	98	344	531	719
MAR-7	22	~4	45	227	364	500
MAR-8	36	~8	-	-	111	194

Calcul de R_C

$$R_C = (V_{CC} - V_d) / I_d \text{ [}\Omega\text{]}$$

où

V_{CC} = Tension d'alimentation appliquée à R_C [V]

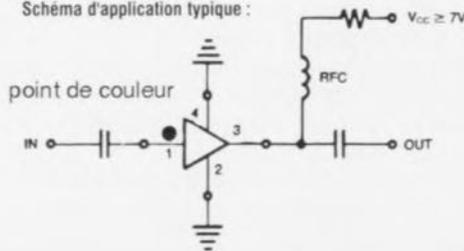
V_d = Tension à la broche d'alimentation du MMIC [V]

I_d = Courant de polarisation de repos [A]

La dissipation de R_C est donnée par la formule :

$$P_{diss} = I_d^2 \cdot R_C \text{ [}\Omega\text{]}$$

Schéma d'application typique :



Caractéristiques électriques :

(V_{CC} = 5 V, T_{amb} = 25 °C, f_{osc} = 4,332 MHz, V_{IN} = 20 mV_{eff}, sauf mention contraire)

Symbole	Paramètre	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unité
Alimentation						
V _{CC}	Tension d'alimentation		4,5	5	5,5	V
I _S	Consommation de courant			9		mA
Filtre						
F _C	Fréquence centrale		56,5	57	57,5	kHz
BW	Bande passante 3 dB		2,5	3	3,5	kHz
G	Gain	f = 57 kHz	18	20	22	dB
A	Atténuation	Δf = ± 4 kHz f = 38 kHz, V _i = 500 mV _{eff} f = 67 kHz, V _i = 250 mV _{eff}	18	22		dB
ΔPh	Linéarité de phase	A* B* C*		0,5 1 2	5 7,5 10	Grad
R _i	Impédance d'entrée		100	160	200	kΩ
S/N	Rapport signal/bruit	v _i = 3 mV _{eff}	30	40		dB
V _i	Signal d'entrée	f = 19 kHz, T ₃ ≤ 40 dB** f = 57 kHz (RDS + ARI)			1 50	V _{eff} mV _{eff}
R _L	Impédance de charge	Pin 4	100			kΩ
Limitation						
RA	Résistance broche 3-4		15	21	28	kΩ
Oscillateur						
F _{OSC}	Fréquence de l'oscillateur	F _{SEL} = Offen (interne 40-kΩ-Pull-down-Widerstand, mit 4,332-MHz-Quarz) F _{SEL} = an V _{CC} (mit 8,664-MHz-Quarz)		4,332		MHz
Démodulateur						
S _{RDS}	Sensibilité de la détection RDS		1			mV _{eff}
S _{ARI}	Sensibilité de la détection ARI		3			mV _{eff}
T _{lock}	Durée de verrouillage RDS			100		ms
V _{OH}	Tension de sortie Niveau Haut	I _L = 0,5 mA	4			V
V _{OL}	Tension de sortie Niveau Bas	I _L = 0,5 mA			1	V
f _{RDS}	Taux de transmission données RDS			1187,5		Hz

*. La linéarité de phase est définie comme ΔPh = |2 · Φ · f2 + Φ · f1 + Φ · f3| où Φ · fx représente la différence de phase à la sortie à une fréquence de fx (x = 1,2,3)

Mesure	f1 (kHz)	f2 (kHz)	f3 (kHz)	ΔPh max.
A	56,5	57	57,5	<5°
B	56	57	58	<7,5°
C	55,5	57	58,5	<10°

** La troisième harmonique (57 kHz) doit se trouver plus de -40 dB en-deçà du niveau d'entrée amplifié.

électronique en ligne

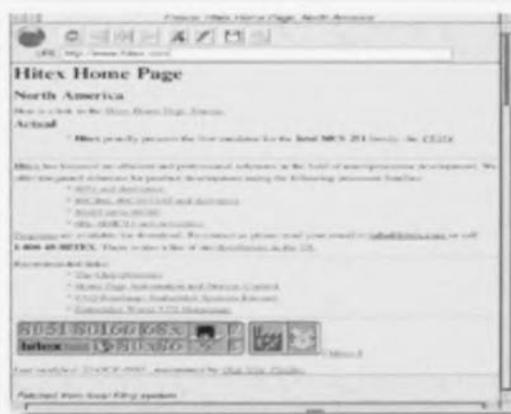
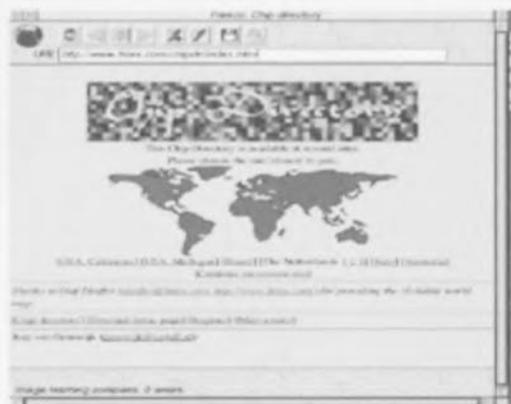
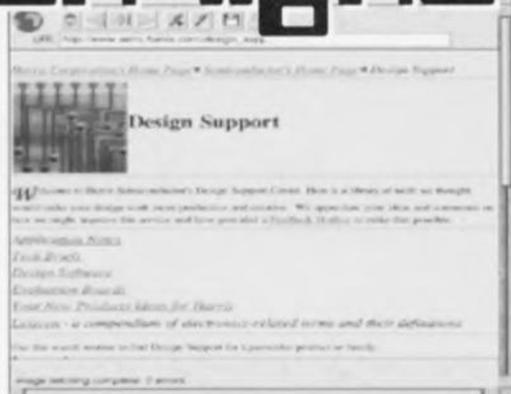


Tous ceux d'entre nos lecteurs qui disposent d'un PC et d'une connexion à Internet peuvent utiliser leur ordinateur pour recueillir des informations concernant des composants, des logiciels techniques et bien d'autres produits intéressants au plus haut point. Votre PC vous permet l'accès à des sources d'informations d'une actualité brûlante, réactualisées en permanence et d'une envergure que l'on peut difficilement saisir. Le seul problème qui se pose à l'utilisateur lambda est celui de la localisation des centres d'informations intéressants, les fameux sites. Elektor se propose de vous donner, chaque mois, sur une page ou un peu plus, des adresses de sites sur Internet où le lecteur pourra accéder à de l'information en ligne intéressante.

Le premier site que nous vous proposons ce mois-ci est celui du fabricant américain de semi-conducteurs, Harris Semiconductor. Son adresse : <http://www.semi.harris.com>; on trouvera à cet endroit de la littérature technique sous forme de fiches de caractéristiques complètes consacrées aux composants du dit fabricant. On pourra également télécharger des applications et les programmes qu'elles re-

quièrent sans oublier des informations sur les composants tout juste mis sur le marché ou encore à lancer dans les prochains jours. Cette information est (c'est l'évidence même) bien plus actuelle que ne peuvent l'être les recueils de fiches de caractéristiques de Harris. Par le biais de son site www, Harris Semiconductor offre même la possibilité de poser des questions à ses ingénieurs d'application. Un autre site Internet, très différent, celui de la firme, américaine elle aussi, HiTools Inc, un fournisseur dont l'activité principale est la production et la vente de systèmes de développement pour microcontrôleurs, est accessible à l'adresse

<http://www.hitex.com>. On y trouve un certain nombre de sets de logiciels de démonstration tels que simulateurs pour 8051 et 80166. L'une des options extrêmement intéressantes qu'offrent ces pages sont un lien vers un répertoire dit « Chip Directory ». Il est possible, par son intermédiaire, de retrouver la fonction et l'origine d'un composant mystérieux dont on ne connaît que le numéro de type. La recherche est éminemment simple : on entre le numéro de type et, peu après, on voit apparaître l'information disponible sur le dit composant (si tant est qu'il y en ait...). On retrouve un résumé de l'information disponible sur ce site www sur un CD-ROM intitulé « The Development Tools CD-ROM ». Ce CD-ROM comporte une série de fichiers en format HTML qui fournissent des informations sur plus de 4 000 circuits intégrés et 150 de leurs fabricants. Ce CD-ROM comporte en outre un simulateur de 8051 et un autre pour le 80166, un débogueur pour 80166 ainsi que des versions d'essais de compilateurs. Un panorama des questions les plus fréquemment posées (FAQ = *Frequent Asked Questions*) concernant les familles des 8051, 68HC11 et 68K, peut simplifier très sensiblement la mise au point de l'une ou l'autre application utilisant l'un de ces processeurs. On trouve bien évidemment également le Chip Directory sur le CD-ROM. Bien que le CD-ROM comporte un logiciel d'examen de fichier HTML (HTML-browser) nombreux seront ceux qui préféreront utiliser leur logiciel habituel tel que Mosaic ou Netscape. Le CD-ROM permet également cette approche. Ils ont pensé à tout... (960007)



Si, d'aventure, vous trouvez au cours de votre « surfing » sur Internet vous tombez sur un site d'information qui pourrait, à votre avis, intéresser d'autres lecteurs d'Elektor, n'hésitez pas à nous donner ces adresses par un petit message envoyé par courrier électronique (e-mail) à la rédaction à l'adresse suivante : elektuur@euronet.nl. S'ils nous paraissent intéressants, nous essayerons de les mentionner dans un prochain « électronique en ligne ».



champs-mètre pointeur d'antennes satellites

pour un réglage aisé
des antennes

Le réglage des antennes satellite est souvent comparé à

la recherche d'une aiguille dans une botte de foin.

Bien que le positionnement grossier de l'antenne soit relativement facile à réaliser en se réfé-

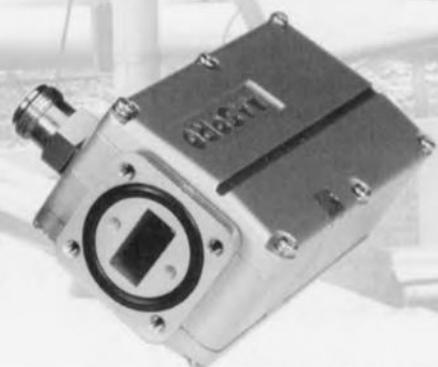
rant à la position des autres antennes du voisinage, il vous faudra

pendant une bonne dose de patience, de chipotages mécaniques et d'échanges verbaux à haute voix avec une

personne installée devant le poste de TV avant que la première image n'apparaisse.

Les problèmes sont en outre souvent aggravés par le fait que vous

vous trouvez sur une échelle ou en équilibre sur le bord du balcon.



L'appareil décrit ici est tout simplement connecté à la sortie du LNC (« Low Noise Converter » = convertisseur à faible bruit) et vous débarrasse de la nécessité de visualiser l'image reçue. Tout ce que vous avez à faire, c'est de surveiller l'aiguille d'un petit indicateur à bobine mobile et d'affiner le positionnement de l'antenne satellite jusqu'à y lire la valeur la plus élevée possible. Alimentation par batterie et portabilité !

Malgré les conseils donnés par les installateurs d'antennes satellites quand ils sont consultés au moment d'installer et de régler la partie « composants externes » du kit TV satellite récemment acheté, il est beaucoup plus amusant, et aussi beaucoup plus instructif, de vous attaquer au problème vous-même. Les antennes destinées à capter les émissions des satellites TV les plus populaires, Eutelsat et Astra, ont un diamètre de 50 et 80 cm et sont relativement faciles à installer soi-même. Dans le passé, les antennes satellites étaient beaucoup plus grandes et donc beaucoup plus difficiles à monter et à pointer vers le satellite. Les progrès technologiques accomplis dans le domaine de la conception et la fabrication des LNC ont amené la diffusion à grande échelle du

principe de la réception TV satellite parce que ces progrès ont permis une réduction de taille appréciable des antennes satellites, tout en leur conservant une sensibilité de réception identique.

LES VARIABLES

Se connecter à ces alléchants canaux TV satellites est en fait une question d'élimination de variables inconnues. Pour prouver le concept général selon lequel 0,1% de l'information se trouve « quelque part » cachée dans 99,9% de bruit, établissons une liste (du style « pire des cas ») des choses que nous ne savons pas au moment où nous ouvrons la boîte.

Question 1 – Réglage du récepteur : vous pouvez vous trouver sur n'importe quelle fréquence entre 950 MHz et 2 GHz ou sur n'importe quel canal parmi 250.

Question 2 – Polarisation du LNC : elle peut être horizontale, verticale, circulaire gauche ou circulaire droite.

Question 3 – Sélection de bande du LNC : vous ne savez pas sur quelle bande vous vous trouvez (Eutelsat/Astra/Astra-ID/DBS/Telecom).

Question 4 – Réglage du remodulateur : que recevez-vous en réalité sur votre

téléviseur ? Note : ceci n'est pas un problème si vous utilisez une liaison SCART entre le récepteur et la TV.

Question 5 – Positionnement de l'antenne, plan horizontal (« azimuth ») : la plage théorique est de 180° !

Question 6 – Positionnement de l'antenne, plan vertical (« élévation ») : la plage théorique est de 90° !

Cela semble plutôt compliqué. Éliminons donc ces variables une par une. Les trois premiers points sont facilement résolus en consultant les informations satellites qui sont publiées chaque mois par les magazines spécialisés comme « What Satellite » et en mettant en relation les informations ainsi obtenues avec celles en provenance du manuel utilisateur normalement fourni avec votre récepteur.

Réponse 1 – La plupart des récepteurs actuels sont préréglés sur les canaux d'Astra, Eutelsat et HotBird. Si ce n'est pas le cas, assurez-vous de bien comprendre le fonctionnement du système d'accord et calculez vous-même la fréquence d'accord du récepteur.

Réponse 2 – Renseignez-vous sur la polarisation de la station (« transpondeur ») que vous souhaitez recevoir.

Réponse 3 – Idem pour la sélection de la bande du LNC.

Réponse 4 – Éteignez et rallumez le récepteur satellite de façon à vous assurer que vous recevez le signal de sortie du récepteur (probablement du « bruit ») sur votre écran de télévision. Notez que le bruit FM (tel que celui produit par le récepteur) est légèrement plus grossier ou « granuleux » que le bruit AM qui est celui normalement perçu par votre téléviseur.

Réponses 5 et 6 – Ces deux variables sont intimement liées aux éléments extérieurs, du moins si vous disposez d'un système d'antenne fixe. Le réglage d'une antenne satellite motorisée et munie d'un bras de commande à montage polaire sera de préférence confié à un professionnel de l'installation de ce genre d'équipements : Tout comme la sélection de bande du LNC, la fréquence d'accord, la polarisation, les angles d'azimut et d'élévation correspondants à votre localisation (voir **figure 1**) se trouvent dans des tables régulièrement publiées dans la presse. En Angleterre, l'angle d'élévation se situera entre 22° à l'extrême nord et 30° au sud. Notons l'existence de très bons programmes de calcul des angles azimut/élévation pour n'importe quel point du globe.

ACCROCHER LE FAISCEAU

En supposant que votre récepteur et votre téléviseur soient correctement réglés, il vous reste à résoudre un problème : vous ne pouvez pas aperce-

voir l'écran de votre téléviseur depuis votre poste sur le toit ou sur le balcon. Vous avez alors besoin d'un assistant et/ou d'une paire de walkie-talkies. Si aucun d'eux n'est disponible, la seule solution qui vous reste est de déplacer votre téléviseur de façon à l'avoir dans votre champ de vision. En dehors des évidents problèmes et dangers potentiels occasionnés par l'installation d'un téléviseur, même portable, et d'un récepteur satellite compact sur le toit, cette solution ne donnera pas nécessairement les meilleurs résultats.

Quand vous accrochez pour la première fois le faisceau transmis par le satellite, l'effet produit sur l'écran du téléviseur est soudain et brusque, assez différent en fait de l'effet plus graduel auquel vous êtes accoutumé lors de l'accord sur un émetteur de télévision terrestre. Cette soudaineté est causée par deux facteurs : (1) la modulation FM et (2) l'angle de captation réduit de l'antenne satellite. Dès que le niveau du signal dépasse le seuil de détection FM, le signal TV passe brusquement de « quasi invisible » à « clair et net ». Le même phénomène se produit avec l'angle de visée de l'antenne satellite : le moindre changement produit une perte d'image pratiquement instantanée, bien que certains parasites puissent apparaître si le niveau du signal se situe juste au-dessus du seuil (7 à 9 dB S/N). Malheureusement, le fait d'avoir une image exempte de parasites ne signifie pas pour autant que vous ayez atteint la position idéale de l'antenne satellite. Vous pourriez vous en rendre douloureusement compte à l'occasion de fortes pluies ou de chutes de neige, quand les parasites apparaîtront. Il ne s'agira pas alors d'un épisode de Star Trek ou de la toute dernière animation par ordinateur sur votre écran !

NIVEAU DU SIGNAL

Bien que la qualité de l'image reçue soit un indice suffisant pour un premier réglage de l'antenne satellite, vous ne devez pas faire fi des quelques dB supplémentaires qui vous seront nécessaires pour éviter les parasites en cas de conditions climatiques difficiles. La seule méthode pour tirer ces quelques dB de votre système est de juger la qualité du signal à l'aide d'un appareillage spécialement conçu à cet effet plutôt qu'à partir de votre télé-

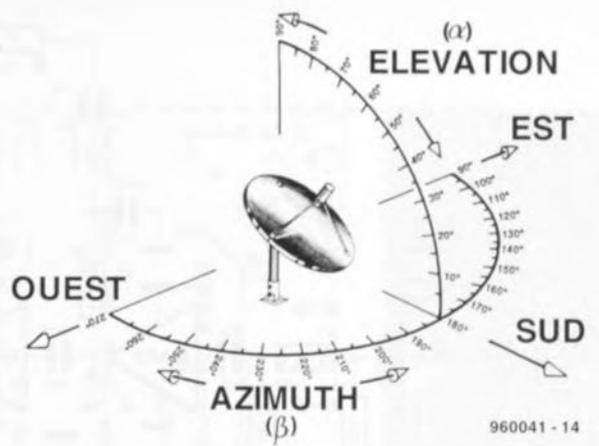


Figure 1. Une antenne TV satellite doit être positionnée selon deux angles : l'azimut (plan horizontal) et l'élévation (plan vertical).

seur ou d'un moniteur. Le pointage de votre antenne satellite en fonction du ni-

veau de signal affiché par un appareil de mesure vous donnera la meilleure réception possible et, en prime, de la « réserve » en cas de conditions météorologiques défavorables. Certains récepteurs satellites comportent un afficheur de la puissance du signal reçu mais celui-ci, conçu pour les installateurs professionnels, est difficile à utiliser. Parfois, le niveau du signal est indiqué à l'aide d'une barre horizontale affichée à l'écran et accessible depuis le menu de réglage. Malheureusement, cela tient du gadget coûteux et ne vous sera de toute façon par très utile si vous ne pouvez pas apercevoir l'écran depuis le toit !

TOUT DANS LES MAINS

L'appareil en question consiste en un amplificateur à deux étages ayant un gain élevé et en un redresseur de signal. L'entrée de l'amplificateur est connectée au LNC grâce à un court morceau de câble coaxial. Le niveau du signal est affiché à l'aide d'un classique indicateur à bobine mobile. Le diagramme du circuit du Chercheur de Satellite est donné en figure 1. Voyons d'abord l'alimentation électrique. Le circuit et le LNC sont alimentés par un ensemble de quatre piles de 4,5 Volts connectées en série. La tension de 18 Volts produite par cette batterie de piles parvient au LNC via les interrupteurs S1, S2 et la bobine L1. La plupart des LNC actuellement disponibles, sinon tous, sont capables de fonctionner à 18 Volts. Que ce voltage active le mode de polarisation horizontale, verticale, circulaire droite ou gauche du LNC importe peu car la plupart des satellites transmettent avec suffisamment de puissance dans un plan de polarisation particulier que pour que le testeur le détecte et soit ca-

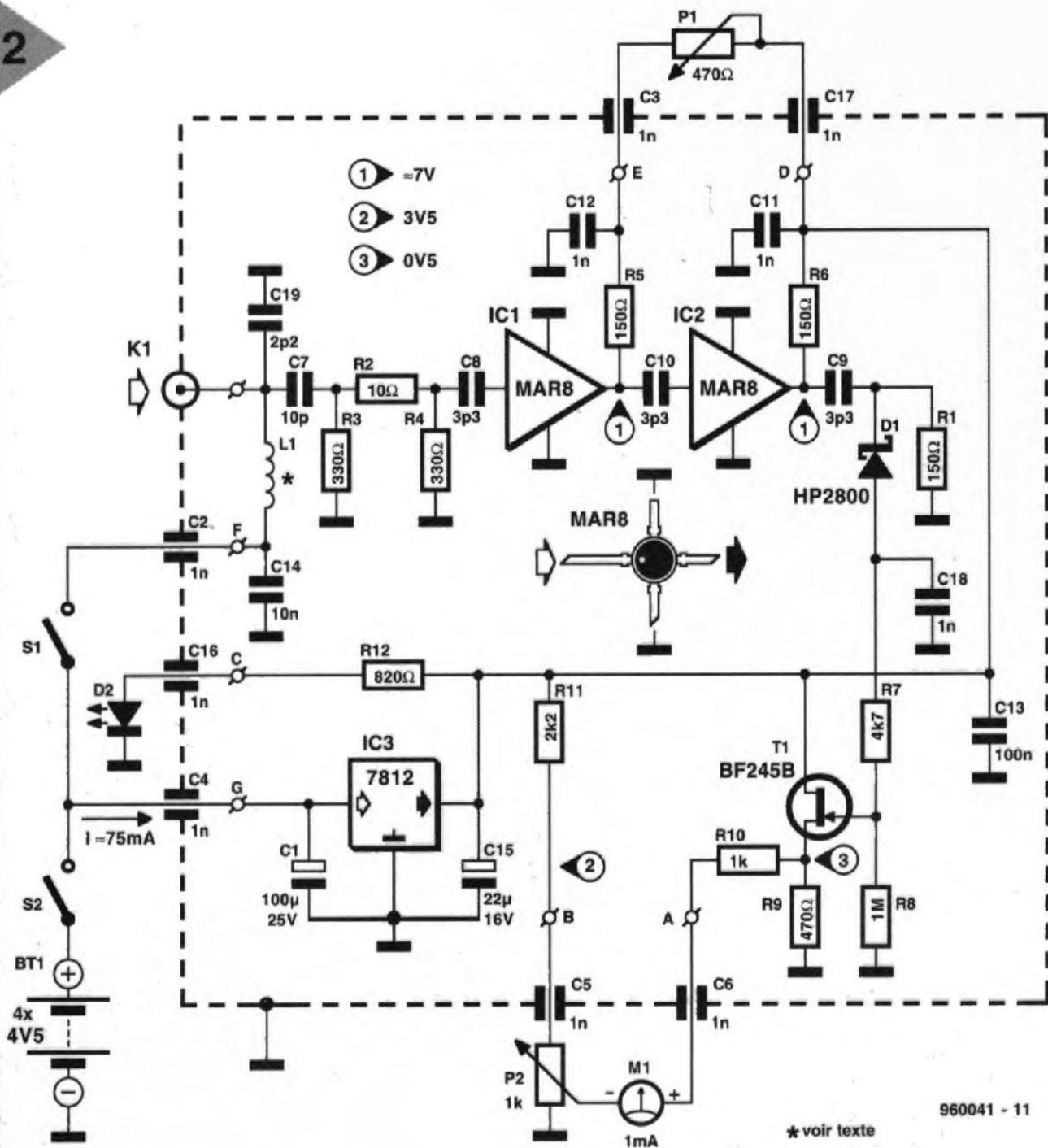


Figure 2. Diagramme du circuit du Champmètre pointeur d'antennes satellite. Les éléments clés sont les deux circuits intégrés amplificateurs dans la bande des gigahertz MAR8 de chez MCL.

menté à partir de sa sortie coax(iale). La tension de la batterie arrive également à l'entrée d'un régulateur de tension, IC3, qui fournit un niveau stable de 12 Volts au bloc des amplificateurs, IC1 et IC2, et à l'étage pilote de l'indicateur logarithmique, T1. La consommation de courant du circuit est d'environ 75 mA. Selon le fabricant, le LNC consommera de 100 à 500 mA. La LED D2 sert d'indicateur « Marche/Arrêt » à l'appareil.

Le spectre de sortie de la plupart des LNC s'étend de 800 MHz jusqu'à environ 2 GHz. Les niveaux de signal sont généralement importants, la plupart des LNC ayant un gain de conversion supérieur à 60 dB. Cela reste malgré tout insuffisant pour l'utilisation d'un redresseur (passif) unique en combinaison avec un indicateur à bobine mobile. En conséquence, IC1 et IC2 auront la charge d'un supplément de gain bien nécessaire. Chacun des amplificateurs monolithiques du type MAR8 fournit un solide 15 à 20 dB de

pable de l'interpréter. Assurez-vous malgré tout que le LNC reçoive la bande désirée à 18 Volts. Notez que l'interrupteur S1 doit rester fermé dans le (rare) cas d'un LNC qui ne serait pas ali-

menté à partir de sa sortie coax(iale). La tension de la batterie arrive également à l'entrée d'un régulateur de tension, IC3, qui fournit un niveau stable de 12 Volts au bloc des amplificateurs, IC1 et IC2, et à l'étage pilote de l'indicateur logarithmique, T1. La consommation de courant du circuit est d'environ 75 mA. Selon le fabricant, le LNC consommera de 100 à 500 mA. La LED D2 sert d'indicateur « Marche/Arrêt » à l'appareil.

Le spectre de sortie de la plupart des LNC s'étend de 800 MHz jusqu'à environ 2 GHz. Les niveaux de signal sont généralement importants, la plupart des LNC ayant un gain de conversion supérieur à 60 dB. Cela reste malgré tout insuffisant pour l'utilisation d'un redresseur (passif) unique en combinaison avec un indicateur à bobine mobile. En conséquence, IC1 et IC2 auront la charge d'un supplément de gain bien nécessaire. Chacun des amplificateurs monolithiques du type MAR8 fournit un solide 15 à 20 dB de gain. Les MAR8 sont montés en cascade et fonctionnent à leur tension d'alimentation optimale de 7 Volts, laquelle leur parvient à travers les résistances séries R5 et R6. Notez que la tension d'alimentation de IC1 est réglable à partir du potentiomètre P1. Cela permet de réduire dans une certaine mesure le gain du premier amplificateur afin d'éviter la saturation du circuit de mesure.

Il est important de noter que le MAR8, à l'inverse des autres membres de cette famille de composants, possède une impédance d'entrée et de sortie supérieure à 50 Ohms. La valeur réelle dépendra de la fréquence. Heureusement ceci ne sera pas un problème, tant à cause des niveaux de signal élevés qu'à cause de l'abondance de gain disponible pour compenser les petits « désaccords ». Un niveau de bruit faible n'est pas un critère non plus! Vous trouverez plus de renseignements sur les amplificateurs MAR8 dans les infocartes en encart et dans les références en fin d'article.

Le redresseur est constitué de la diode Schottky D1. Si vous éprouvez des difficultés à vous la procurer, la HP2800 peut être remplacée par une autre diode aux spécifications inférieures comme la BAT82.

Le pilote de l'indicateur est un classique FET (T1) qui assure un afficha-

ge pseudo-logarithmique au niveau de l'indicateur. Cet indicateur est taré à zéro à l'aide du potentiomètre P2. Il n'est pas nécessaire de procéder à une lecture exacte et il n'est donc nul besoin d'une échelle graduée pour l'indicateur. La seule chose réellement nécessaire est un bond dans la valeur affichée par l'indicateur et c'est exactement ce que ce circuit vous donnera, en supposant que vous pointiez l'antenne dans la direction du satellite.

LA CONSTRUCTION

Le champmètre pointeur d'antennes satellites sera facile à assembler à partir du petit circuit dont le dessin est donné en figure 2. Comme ce circuit n'est pas disponible auprès des adresses habituelles, il vous faudra le faire fabriquer ou le réaliser vous-même. Le circuit est du type double face à trous non métallisés. La partie supérieure de circuit joue le rôle de plan de masse.

Il est agréable de constater que, bien que ce circuit opère dans un domaine de fréquences se comptant en gigahertz, il ne fait appel à aucune inductance variable ou tout autre composant ésotérique avec lequel il faut en général se battre. La seule inductance du circuit est une petite self, L1, constituée de trois tours de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm (30SWG) à travers une perle de ferrite de 3 mm de long. Voir la figure 4. Le seul « problème » avec les MAR, c'est qu'ils sont pour le moins petits!

Les MAR sont montés sur la face inférieure du circuit. Vérifiez l'orientation : le point sur le composant indique l'entrée HF. Les deux condensateurs électrolytiques, C1 et C15, sont montés à environ 2 mm au-dessus de la surface du circuit afin de permettre la soudure de leur borne négative avec le plan de masse en cuivre constitué par la partie supérieure du circuit.

Afin de disposer d'un bon blindage, l'ensemble du circuit doit être installé dans un boîtier métallique. Le mieux est de réaliser ce boîtier à partir d'une bande en fer-blanc de 30 mm de largeur qui sera pliée aux dimensions du circuit (voir les photographies). Ne soudez pas le raccord avant d'avoir déterminé la position des condensateurs de transfert qui seront installés à travers un des panneaux latéraux. L'oeillon des condensateurs de transfert doit se trouver à l'extérieur du boîtier. La collerette sera soudée sur tout son pourtour sur le panneau latéral à l'aide d'un fer à souder de puissance moyenne. Selon les composants à votre disposition, le connecteur d'entrée HF, K1, pourra être soit un « BNC » (avec rebord) ou une embase « F ». Bien que cette dernière soit meilleur marché, il sera peut-être plus

difficile de s'en procurer une. Elle conviendra aussi moins bien à des connexions/déconnexions fréquentes et nous recommandons donc l'utilisation d'une prise BNC. Il vous faudra aussi fabriquer un court câble coaxial pour connecter le testeur au LNC. Ce câble sera équipé d'une fiche « F » du côté LNC et d'une fiche BNC du côté du testeur.

La collerette du connecteur BNC sera soudée ou même vissée au panneau en fer-blanc; la connexion centrale sera soudée directement sur la pastille d'entrée HF du circuit. Si cela s'avère nécessaire, vous pourrez retirer tout ou partie de la collerette PTFE (type « Teflon ») à proximité de la borne centrale à l'aide d'un couteau bien aiguisé.

Une fois terminé, le boîtier en fer-blanc sera placé à l'intérieur d'un autre boîtier en aluminium moulé (qui pourra aussi contenir la batterie de piles). Le panneau avant comprendra l'indicateur à bobine mobile, la LED et les organes de contrôle (deux potentiomètres et deux interrupteurs). Les organes de contrôle sont connectés à leur condensateur de transfert via des câbles courts. Si vous faites appel à un boîtier à piles externe, celui-ci sera raccordé au testeur via un connecteur et une fiche du genre de ceux des adaptateurs DC basse tension.

UTILISATION PRATIQUE

Facile, tout au moins en ce qui concerne le testeur ! Connectez le testeur au LNC via le câble de raccord que vous avez réalisé vous-même. Basculez les

3

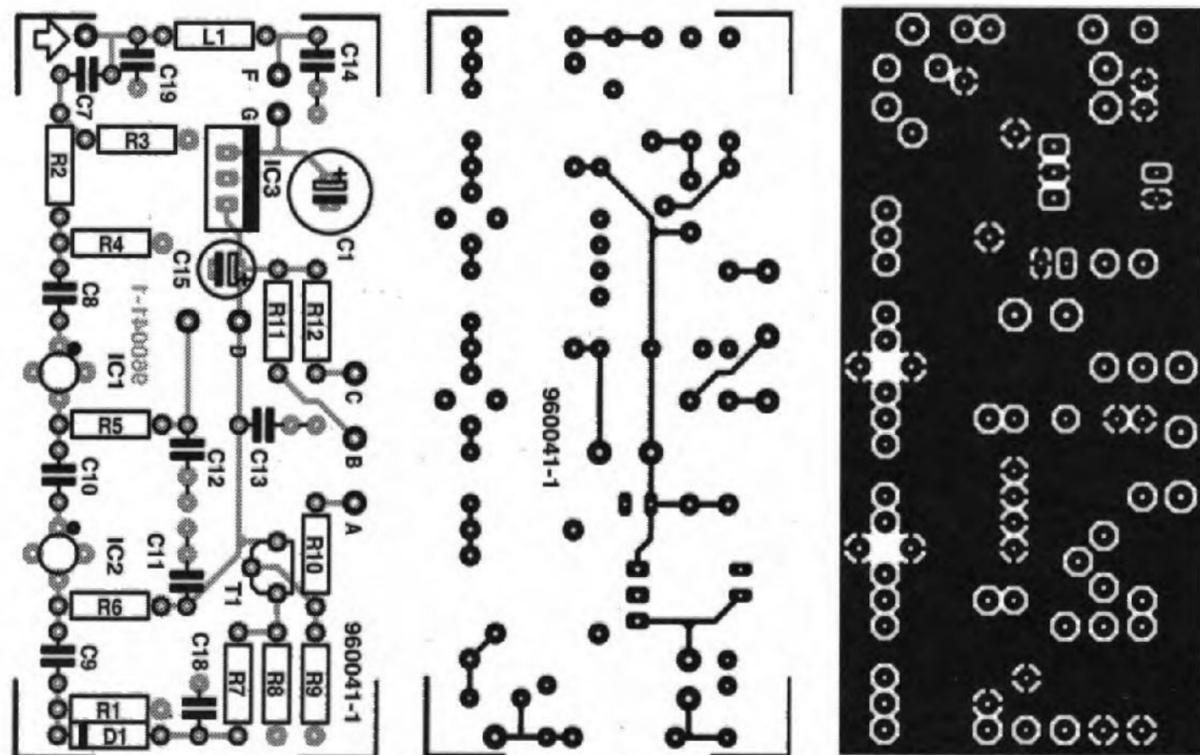


Figure 3. Dessin du circuit imprimé (qu'il vous faudra fabriquer par vos propres moyens).

deux interrupteurs, la LED devrait alors s'allumer. L'indicateur pourrait alors déjà afficher une valeur non nulle. Vérifiez que cette valeur varie si vous agissez sur le potentiomètre P1. Ramenez l'indicateur à une valeur « zéro » en agissant sur P2 tant en ayant coupé l'alimentation du LNC (interrupteur S1).

L'aiguille de l'indicateur fera un saut notable si l'antenne pointe sur le faisceau du satellite. Une fois que vous aurez trouvé la position initiale de l'antenne satellite, réduisez le gain en agissant sur P2 et recherchez à nouveau l'orientation la plus favorable de l'antenne satellite. De cette manière, vous obtiendrez les meilleurs résultats possibles de votre équipement externe.

(960041)

Liste des composants :

Résistances :

R1, R5, R6 = 150 Ω

R2 = 10 Ω

R3, R4 = 330 Ω

R7 = 4kΩ7

R8 = 1 MΩ

R9 = 470 Ω

R10 = 1 kΩ

R11 = 2kΩ2

R12 = 820 Ω

P1 = potentiomètre 470 Ω

P2 = potentiomètre 1 kΩ

Condensateurs :

C1 = 100 μF/25 V radial

C2 à C6, C16, C17 = condensateur de transfert 1 nF

C11, C12, C18 = 1 nF

C7 = 10 pF

C8, C9, C10 = 3pF3

C13 = 100 nF

C14 = 10 nF

C15 = 22 μF/25 V radial

C19 = 2pF2

Bobines :

L1 = 3 spires de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de diamètre sur une perle de ferrite de 3 mm

Semi-conducteurs :

D1 = HP2800 ou autre diode Schottky HF (BAT82 par exemple)

D2 = LED

T1 = BF245B

IC1, IC2 = MAR8 (Mini Circuits Laboratories)

IC3 = 7812

Divers :

K1 = support d'antenne (avec rebord) (cf. texte)

S1, S2 = interrupteur marche/arrêt

BT1 = 4 piles de 4,5 V

M1 = galvanomètre à bobine mobile 1 mA pour un débattement à pleine échelle

4

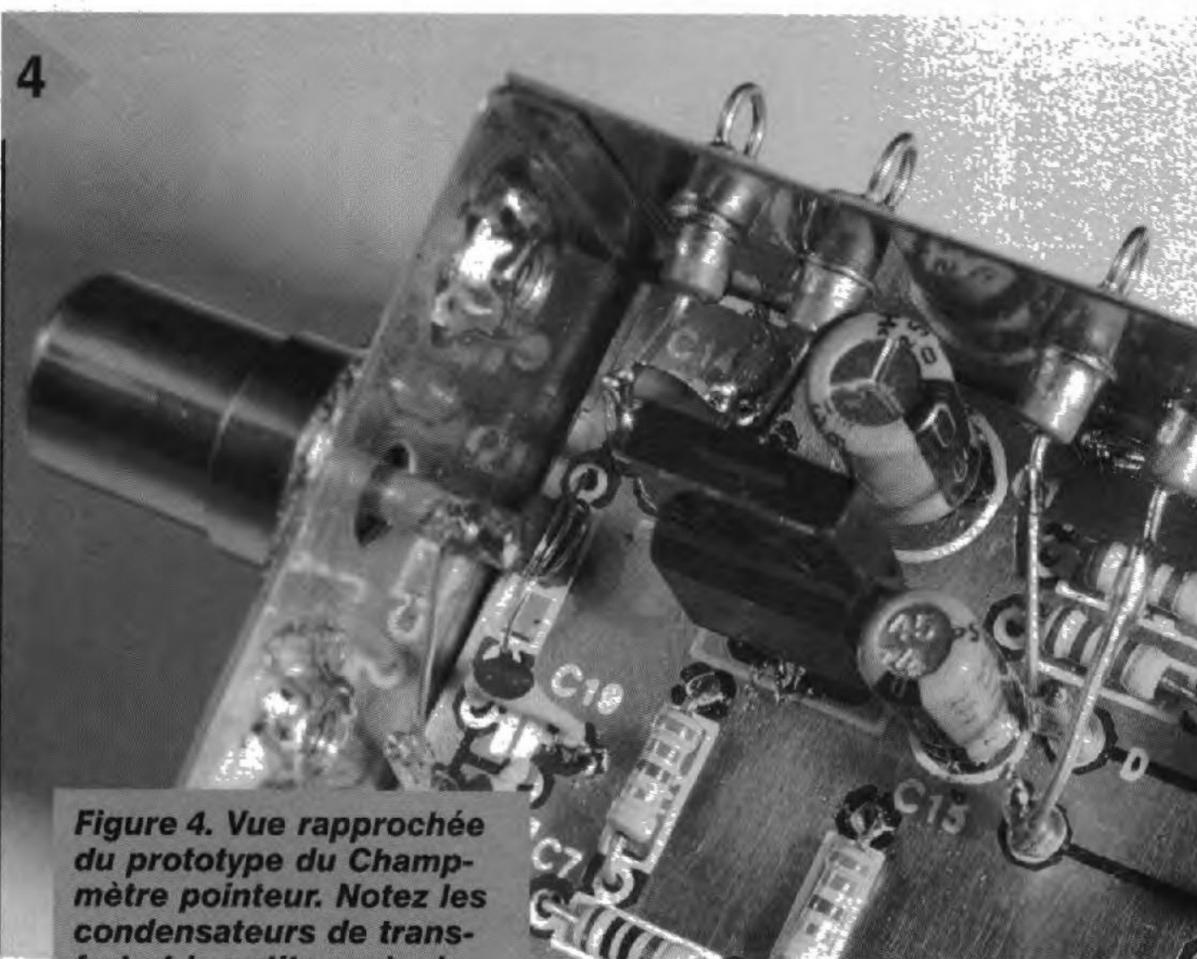
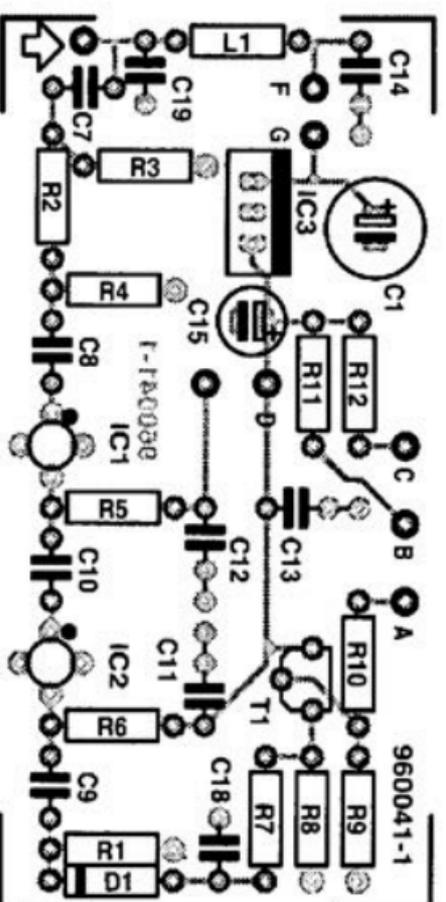
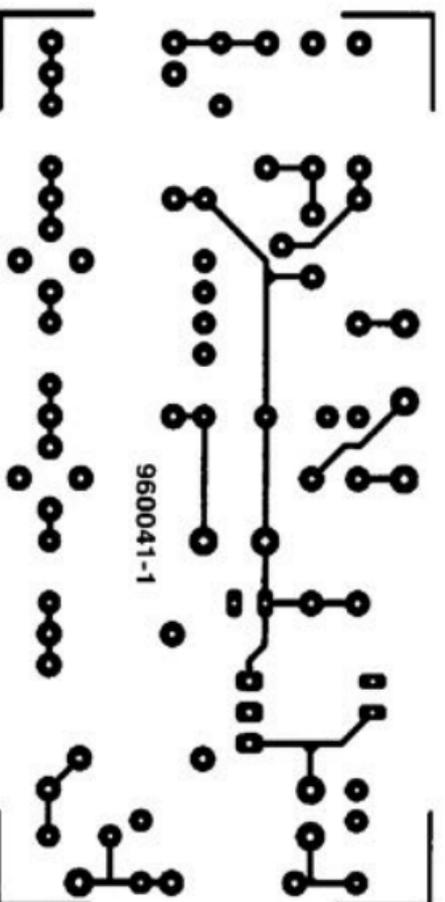
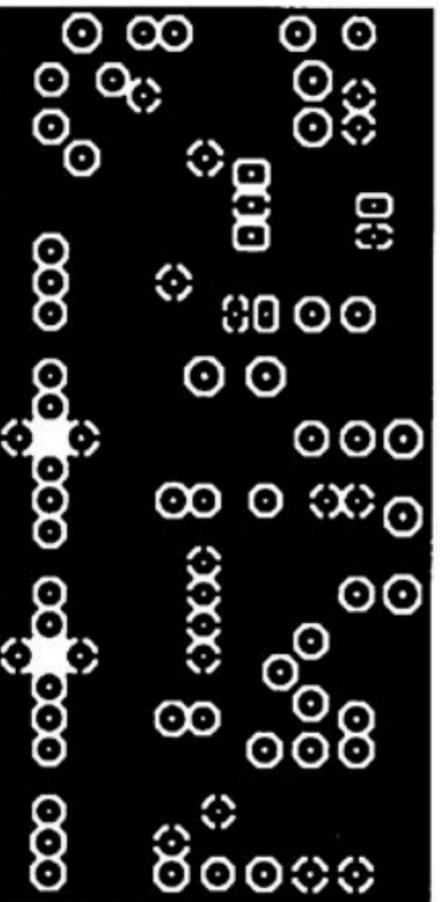


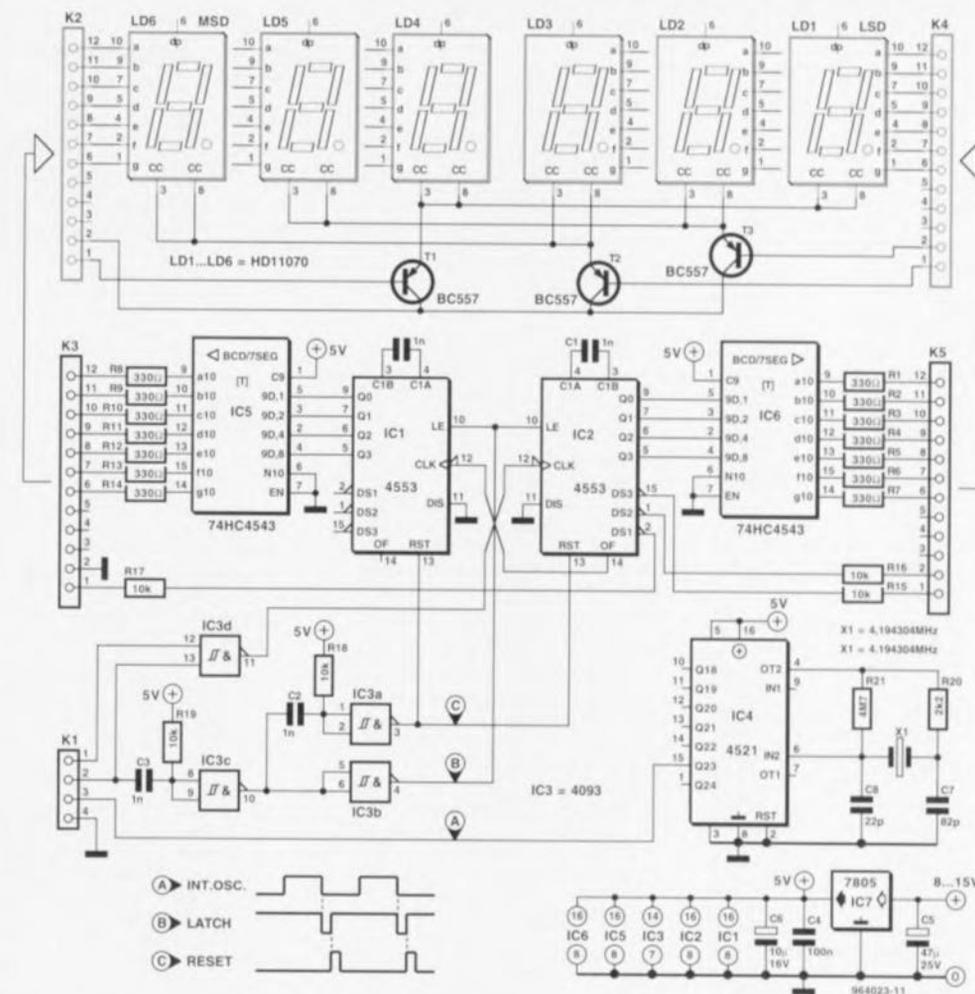
Figure 4. Vue rapprochée du prototype du Champmètre pointeur. Notez les condensateurs de transfert et la petite perle de ferrite.



À la rédaction
d'Elektor

Petit fréquencemètre (HG '96)

Comme le veut la tradition, chaque numéro Hors-Gabarit comporte, outre le montage-bidon classique, également un schéma truffé d'erreurs. Cet honneur « insigne » est échu, en 1996, au montage n°75, un petit fréquencemètre. Il apparaît que le schéma de notre « petit fréquencemètre » comporte un certain nombre d'erreurs sur lesquelles l'un de nos lecteurs, Mr Capel de Goes, a attiré notre attention. Nous l'en remercions. L'erreur la plus grave est la disparition de la liaison entre la broche 15 de IC4 et la broche 3 de K1. Il faut en outre que la broche 5 de IC4 soit mise au +5 V, la broche 3 devant elle se trouver à la masse. Il y a eu en outre intervention entre les broches 6 et 4 de IC4. Nous en arrivons à IC1 et IC2. Il y a eu, à ce niveau, intervention entre les lignes d'horloge et de dépassement (overflow). Ce problème peut être résolu par connexion de la broche 11 de IC3d à la broche 12 de IC2 en non pas 12



de IC1. Il reste, pour finir, à interconnecter la broche 14 de IC2 à la broche 12 de IC1. La broche 14 de IC1 reste en l'air. Il est en outre préférable d'ajouter un condensateur additionnel de 1 nF entre les broches 3 et 4 de IC1 et de couper la liaison entre les

broches 4 de IC1 et IC4. Ajoutons, qu'en cas d'utilisation d'afficheurs à cathode commune la broche 6 de IC5 et IC6 ne doit pas être reliée au +5 V, mais à la masse, sous peine d'inversion des chiffres apparaissant à l'affichage. Vu la complexité relative

de toutes ces modifications, nous vous proposons la version actualisée du « petit fréquencemètre », sans erreur cette fois, espérons-le. En tout état de cause, après ces modifications, l'exemplaire de Mr Capel fonctionne impeccablement.

Tort d'Elektor

teslamètre

Elektor n° 223, janvier 1996, page 22 et suivantes

Une fois n'est pas coutume, le schéma comporte une petite erreur: la résistance R12 vaut non pas 10 kΩ, mais bien les 22 kΩ mentionnés dans la liste des composants. Un certain nombre de nos lecteurs s'est étonné de la divergence entre le texte référent à la figure 4 et la figure 4 réellement publiée dans le magazine.

champmètre pointeur d'antennes satellites

Elektor n° 213, mars 1996, page 38 et suivantes

Le schéma comporte une inversion: en effet, les connexions du galvanomètre M1 sont interverties. La broche + doit être reliée au curseur du potentiomètre P2, sa borne - devant l'être au point A par le biais du condensateur de transfert.

MULTIMET

Elektor n° 223, janvier 1997

Bien que l'auteur, F. Mocq, nous ait donné les informations nécessaires, il manque, sur le schéma, les valeurs des composants utilisés. Les voici: R1, R2 = 47 kΩ, R3 = 12 kΩ, D1 = BAT42, D2, D3 = 1N4148, D4 = REF252, C1 = 1 μF, C2 = 10 μF, IC1 = LTC1286 (Linear Technology).

10 ANS

ULTIBOARD

valable jusqu'au 31 Mars 1997

OFFRE SPÉCIALE

ULTIboard Challenger 700 composé de sa saisie de schéma ULTIcap, de son module de conception de carte ULTIboard et d'ULTIroute son Autorouteur GXR Ripup & Retry pour seulement Ffr. 2.495/Bfr. 16.980 excl. TVA (FFR. 2.931,63 incl. TVA). Selon vos besoins vous pouvez faire évoluer la capacité de votre système ou le doter de nouveaux modules comme par exemple l'Automateur SPECCTRA basé sur un système de reconnaissance de forme et placement automatique. **Démo gratuite sur CD ROM.**

ULTIMATE TECHNOLOGY

Ultimate Technology Bureaux centraux • Eindhoven 36
NL 1411 AT Noorden • tel: (+31)35.694444 • fax: (+31)35.6943345
E-mail: sales@ultiboard.com Internet: http://www.ultiboard.com

MAINTENANT AUSSI WINDOWS 95 & NT

Belgique: Ultimate Technology
tel: 02-4672488 • fax 02-4616024
France: Sté. MDS Electronique FR 89430 MELISEY
tel: 03 86 75 83 03 • fax 03 86 75 83 04

Ne pas GRATUITS

0800-901904 FR
0800-71937 BE
0800-559738 CH



phyto-buzzer

alarme en cas de manque d'eau

Prisonnières de leurs propres racines, les plantes dépendent, pour leur approvisionnement en eau, de la déesse Pluie. Dans leurs habitats artificiels que sont les pots de fleur et autres bacs à plantes, elles sont soumises pieds et mains liés au bon vouloir des

humains qui bien souvent ne connaissent pas la différence entre déshydratation et hyperhydratation. Le phyto-buzzer décrit ici surveille l'humidité du terreau et se manifeste avec insistance lorsqu'il est plus que temps que le maître de maison prenne l'arrosoir.



*L'électronique au service...
des plantes*

L'un des slogans les plus connus dans le royaume de la déesse Flore est sans doute le fameux « Dites-le avec des fleurs ». Il est indubitablement établi que les êtres humains aiment les fleurs, et cela depuis l'aube des temps, témoins l'une des 7 Merveilles du Monde, les Jardins Suspendus de Babylone. Mais à l'inverse, il semblerait également que les plantes aiment les humains - tant que ceux-ci ne les amputent pas de leurs fleurs bien entendu. Les plantes remplissent un rôle important dans notre vie quotidienne tant en ce qui concerne notre alimentation, pensez aux poireaux et autres salades, que sur le plan décoratif. En retour des soins que l'amateur pro-

digie à ses plantes chéries, il en attend une reconnaissance sans limites témoignée par une croissance visible à l'oeil nu et une exubérance florale tenant d'un feu d'artifice du 14 Juillet. Il n'en reste pas moins vrai que ce que les plantes apprécient sûrement, est une humidité suffisante du terreau dans lequel elles ont planté leurs racines. On pourra, pour éviter qu'en raison de leur effervescence florale on en vienne à oublier de manipuler l'arrosoir à temps, doter chaque pot de fleur ou bac à plante au contenu d'une valeur financière, décorative ou émotionnelle le justifiant, du phyto-buzzer actif objet de cet article. Cet instrument électronique, à réaliser soi-même pour quelques dizaines de francs seulement (hors circuit imprimi-

mé), mesure en permanence le degré d'humidité de la masse dans laquelle il est enfiché et indique à l'aide d'un signal civilisé bien que perçant, qu'il est grand temps de veiller à « refaire le plein » d'eau s'entend ! Le phyto-buzzer remplit son rôle avec assiduité, ne s'arrêtant de gémir qu'une fois que le degré d'humidité du terreau a retrouvé la valeur requise. Si l'on ne tient pas compte de son appel de détresse, le phyto-buzzer poursuivra jusqu'à plus soif à se manifester pour éviter la métamorphose d'une plante à la vitalité indiscutable en un bouquet de fleurs séchées. De par la très faible consommation de courant qui le caractérise, 0,1 à 0,2 mA, la durée de vie d'une pile de bonne qualité devrait être supérieure à une année.

LE PRINCIPE

Le fonctionnement du phyto-buzzer repose sur le fait que l'eau présente une conduction électrique, si tant est qu'elle ne soit pas pure et que des sels, des oxydes, des bases ou des acides y soient dissous (agents qui existent en quantité plus que suffisante dans le terreau et même l'eau de robinet de la meilleure qualité qui soit). On aura compris que, de ce fait, un terreau humide devient conducteur et que plus ce terreau sèche, plus il voit sa résistance électrique augmenter. Le synoptique de la figure 1 illustre, de façon très simplifiée il est vrai, le principe de fonctionnement du phyto-buzzer. La mesure de la résistance du terreau se fait par l'intermédiaire de 2 électrodes, E1 et E2, électrodes constituées

d'un morceau de métal conducteur. Un circuit électronique mesure en permanence la résistance électrique R formée par le terreau. Lorsque le terreau a atteint un niveau donné de sécheresse, l'électronique produit, par le biais d'un résonateur piézo-électrique, Bz, un biiiiip sonore. Sachant que les besoins en H₂O varient d'une plante à l'autre, il ne vous a sans doute pas échappé, avec les doigts verts qui vous caractérisent, qu'un cactus avait besoin de moins d'eau qu'un papyrus, nous avons prévu une possibilité de réglage, par l'intermédiaire de la résistance ajustable P, du niveau d'humidité minimal.

La fiabilité de fonctionnement de l'électronique repose sur la qualité des électrodes. Bien que le courant qui circule par les électrodes soit extrêmement faible, il n'en est pas moins suffisant, dans l'environnement humide en question, pour produire l'oxydation de l'une des électrodes et la dissolution électrochimique de l'autre. En moins de temps qu'il n'en faut pour le dire, l'une des électrodes se retrouve, en fonction du sens de circulation du courant, recouverte d'une couche d'oxyde et l'autre pour ainsi dire dissoute par décomposition du maté-

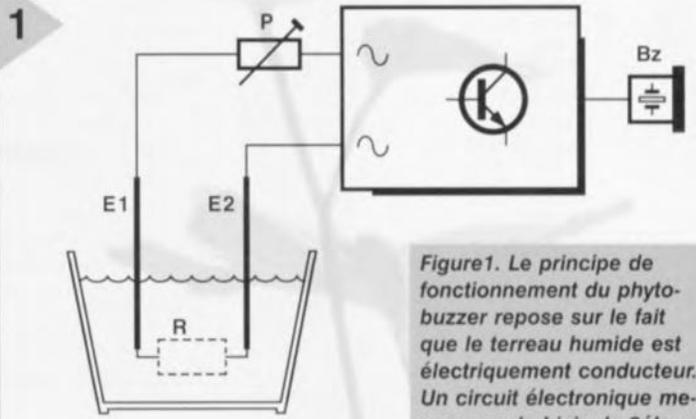


Figure 1. Le principe de fonctionnement du phyto-buzzer repose sur le fait que le terreau humide est électriquement conducteur. Un circuit électronique mesure, par le biais de 2 électrodes, E1 et E2, la résistance électrique R formée par le terreau. Si le terreau est trop sec, un résonateur générera un signal sonore.

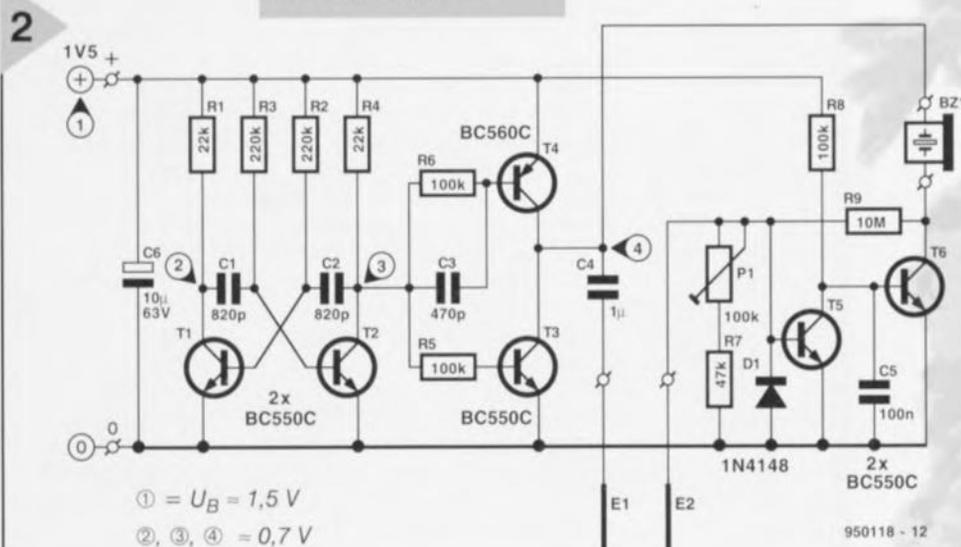
riau qui la constitue, soit l'inverse. Pour éviter ce effet d'électrolyse nous allons faire circuler par les électrodes non pas un courant continu, mais un courant alternatif. De par l'incessant changement de sens de circulation du courant, le processus décrit plus haut n'a pas le temps de faire son travail destructeur.

LA TECHNIQUE

Nous avons fait en sorte, pour éviter de porter atteinte à la valeur décorative de la plante, qu'elle ait des fleurs ou non, par la présence d'une pièce (montée) d'électronique laide et trop évidente, que notre réalisation ait les dimensions les plus compactes possible. Le circuit imprimé sur lequel viendra prendre place toute l'électronique est à peine plus grand que la pile penlight servant à son alimentation. Cette pile archi-connue fournit une tension de 1,5 V seulement. Cette valeur extrêmement faible constitue un obstacle très important lors de la conception et de la mise au point d'un montage. En effet, les transistors actuels exigent au moins 0,7 volt

pour pouvoir entrer en conduction. Dans ces conditions, il ne reste plus grand chose des 1,5 V fournis par une pile neuve pour le domaine de commande. Ce facteur explique que nous n'ayons pas fait appel, pour cette réalisation, à un circuit intégré, composant qui nécessite, en règle générale, une tension d'alimentation plus élevée, mais que nous avons opté pour des transistors discrets comme le montre le schéma de la figure 2. Associés aux composants connexes, les

Figure 2. Le schéma comporte un oscillateur générant une tension rectangulaire basé sur les transistors T1 et T2 ainsi qu'un commutateur sensible au courant basé sur T5 et T6. Le générateur de signal rectangulaire fournit d'une part le courant de mesure qui permet, par le biais d'une paire d'électrodes (E1 et E2), de mesurer l'humidité du terreau, et de l'autre le signal d'alarme acoustique produit lui par l'intermédiaire du résonateur BZ1.



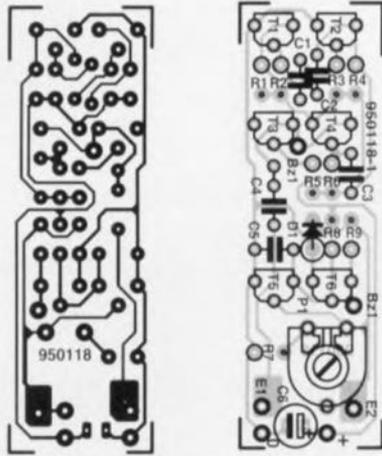


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants et du dessin des pistes de la platine du phyto-buzzer. La compacité a été le leit-motiv.

transistors T1 et T2 constituent un oscillateur générant une tension rectangulaire. De par les valeurs attribuées aux résistances R2 et R3 et aux condensateurs C1 et C2, cet oscillateur génère un signal rectangulaire ayant une fréquence proche de 3 kHz environ. Cet oscillateur remplit une double fonction : il fournit d'une part le courant alternatif nécessaire aux électrodes E1 et E2 et de l'autre produit le signal d'alarme par le biais du résonateur BZ1. Nous avons prévu, pour éviter une surcharge de l'oscillateur, un étage amplificateur de courant constitué par les transistors T3 et T4. Voyons voir le comportement du circuit lorsque l'humidité du terreau présente la valeur requise. La tension rectangulaire produite par l'oscillateur et amplifiée par les transistors T3 et T4 est envoyée, via le condensateur C4, vers les électrodes. Le condensateur C4 a pour fonction de faire en sorte qu'il ne circule que du courant alternatif à travers les électrodes. Le courant de mesure arrive, à travers le terreau devenu électriquement conducteur présent entre les électrodes, au commutateur électronique constitué par les transistors T5 et T6. Le dit commutateur est sensible au courant : lorsque le courant de mesure atteint une valeur suffisante le transistor T6 bloque, empêchant ainsi le résonateur de se manifester. Une diminution de l'humidité du terreau entraîne une diminution du courant de mesure par les électrodes. Lorsque le degré d'humidité atteint la valeur minimale prédéfinie à l'aide de l'ajustable P1, le commutateur piloté par courant T5/T6 entre en fonction : le transistor T6 passe en conduction et le résonateur produit un signal d'une fréquence de 3 kHz. Nous en avons terminé avec l'aspect théorique des choses; il est temps de passer à la pratique.

AU TRAVAIL !

Comme nous le disions plus haut, nous avons donné à la platine (figure 3) la taille minimale, ce qui implique qu'il va nous falloir souder avec précaution et précision. Il ne faudra pas perdre cet aspect de vue. On pourra se fabriquer son propre circuit imprimé en reproduisant le dessin des pistes (figure 3b) à l'aide d'une photocopieuse sur un film transparent et en transférant ce dessin sur un morceau de circuit imprimé photosensible; il ne restera plus ensuite qu'à graver le résultat de cette opération relativement délicate qui demande un certain doigté, mais qui n'a rien pour effrayer le vrai amateur d'électronique. L'environnement ne fera que s'en porter mieux si vous ne faites pas votre propre circuit imprimé mais que vous le cherchez auprès des sources habituelles. La platine que vous sera alors proposée comporte 4 circuits imprimés pour le phyto-buzzer que l'on pourra séparer l'un de l'autre par flexion et rupture des ponts qui les relient. Ceci permettra de surveiller plusieurs bacs à plantes, voire de faire cadeau de l'un des phyto-buzzers que vous aurez réalisés.

UNE ÉTAPE APRÈS L'AUTRE

Après avoir laissé le temps au fer à souder de chauffer, nous pouvons nous mettre au travail. Nous avons

prévu plusieurs étapes de réalisation terminée chacune par un test de bon fonctionnement. Nous allons commencer par la réalisation de l'oscillateur; pour ce faire, nous mettons les résistances R1 à R4, les condensateurs C1, C2 et C6 ainsi que les transistors T1 et T2 en place sur la platine. Les résistances sont montées verticalement pour gagner de la place. Nous connectons ensuite provisoirement le porte-pile aux points prévus et y enfichons la pile penlight. L'aide d'un multimètre mis en calibre tension continue de 2 V ou plus, nous vérifions aux points de mesure donnés en figure 4, la présence et la valeur de la tension. Toutes les tensions sont mesurées par rapport à la masse (le moins (COM) du multimètre sera connecté au pôle négatif de la pile). On commencera par mesurer la tension de la pile (= UB). On mesure ensuite la tension sur les collecteurs de T1 et T2, qui sont les points de mesure 2 et 3. Nous pouvons supposer, si nous mesurons sur ces 2 points une tension égale à la moitié environ de la tension de pile, que l'oscillateur fonctionne. Si vous ne relevez qu'une tension très faible, voire pas de tension du tout sur les dits points, il se peut que vous ayez interverti les résistances ou que vous soyez trompé de valeur de résistance. Si au contraire vous relevez sur ces 2 points une tension pratiquement égale à la tension de pile il

Des cristaux piézo-électriques piaillards

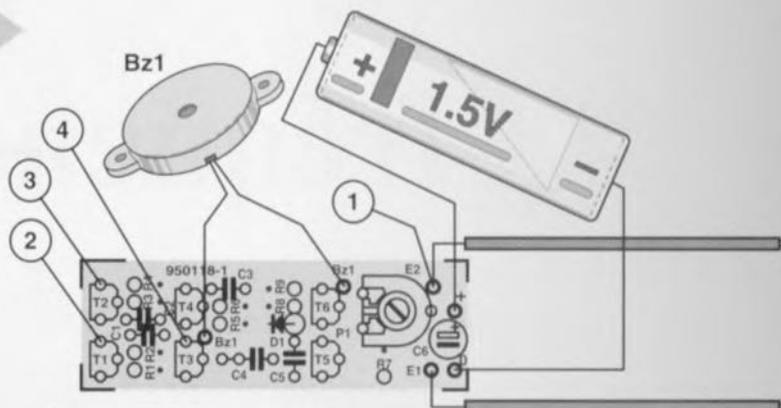
ya un problème au niveau des transistors (erreur de positionnement, défectuosité ou erreur de type). Si tout se passe comme prévu, vous pouvez extraire la pile du porte-pile. Nous allons maintenant mettre l'étage d'amplification constitué de R5, R6, C3 T3 et T4, en place. Une fois la pile remise en place vous devriez trouver au point nodal de T3 et T4, point de mesure 4, la moitié de la tension d'alimentation. Vous devriez pouvoir entendre le signal produit par le résonateur si vous remplacez le multimètre par le résonateur (la polarité de ce dernier est sans importance). Si les tensions mesurées jusqu'à présent sont correctes et qu'en dépit de cela vous n'entendez pas de signal audible, il se peut que le signal produit par le résonateur ait une fréquence bien trop élevée ou faible, en devenant inaudible. Assurez-vous de la valeur des condensateurs C1 et C2. Nous pouvons, si tout se passe bien jusqu'à présent, monter le reste des composants, R7, R8, R9, P1, C4, C5, D1, T5 et T6, et connecter provisoirement le résonateur. Nous passons maintenant le multimètre en calibre de courant continu de 1 mA ou plus, et le prenons en série avec la pile servant à l'alimentation du circuit (le pôle de la pile choisi n'a pas d'importance). La consommation de courant devrait se situer entre 0,1 et 0,2 mA. S'il devait se faire que vous mesurez un courant supérieur à la valeur indi-

quée, il est fort probable qu'il y ait eu une erreur de valeur de résistance; on s'assurera des valeurs de ces composants. Le porte-pile sera fixé en gigogne sur le côté « pistes » du circuit imprimé à l'aide d'un morceau de ruban adhésif double face, matériau que l'on trouve dans tous les magasins de bricolage. On y fait souvent appel pour, par exemple, la fixation d'accessoires sur des carrelages. Le choix de ruban adhésif bi-face permet une séparation aisée du porte-pile le cas échéant. Nous pouvons, à l'aide d'une gouttelette de colle rapide, fixer le résonateur sur le porte-pile (du côté de T1 et T2). Pour les électrodes nous faisons appel à des morceaux de fil de cuivre isolé d'un diamètre de quelque 1 mm. Nous prenons 2 morceaux de 15 cm de long environ et dénudons l'une des extrémités de 2 à 3 cm environ, l'autre étant débarrassée de son isolant sur une longueur de quelque 4 cm. Les extrémités dénudées courtes des électrodes sont soudées aux points correspondants de la platine. Nous procédons, pour éviter une oxydation trop rapide des électrodes, à l'étamage des 4 cm de conducteur dénudé à l'aide d'un peu de soudure. On veillera à réaliser des électrodes bien rectilignes au parallélisme parfait et distantes de quelque 12 mm.

AU CHARBON!

Après que l'on ait mis la pile dans le porte-pile le phyto-buzzer est prêt à remplir sa mission « humanitaire ». Il suffit d'enficher bien verticalement ses électrodes dans le bac à plantes. Il faudra s'assurer que les parties nues des électrodes disparaissent bien dans le terreau tout en gardant un espace suffisant entre la platine et le terreau pour éviter que l'électronique ne soit mouillée lors d'un arrosage généreux. On pourra, si on le préfère, replier les électrodes de manière à ce que le montage s'appuie sur le bord du pot de fleurs ou du bac à plantes. Le phyto-buzzer ne sera enfiché dans le terreau que lorsque le moment de doter la plante d'eau une affaire d'ex-

4



950118 - 13

- ① = U_B
- ② ③ ④ $\frac{1}{2} U_B$

Figure 4. Si tout va bien, vous devriez trouver les tensions mentionnées aux points de mesure indiqués.

périence sera venu. On tassera bien le terreau tout autour des électrodes. L'aide d'un petit tournevis on ajuste la position de P1 de manière à ce que le résonateur se « taise ». Nous

jouons ensuite progressivement sur la position de cet ajustable pour que le résonateur commence tout juste à se manifester. Si, maintenant, nous arrosons légèrement le terreau, pas trop près des électrodes S.V.P, le résonateur devrait ne pas tarder à cesser de se manifester, une fois que l'eau se sera quelque peu répartie dans le terreau. Ce réglage effectué, le phyto-buzzer ne se manifestera plus que lorsque les plantes ont impérativement besoin d'un peu d'eau.

(950118)

Liste des composants

Résistances:

- R1, R4 = 22 k Ω
- R2, R3 = 220 k Ω
- R5, R6, R7 = 100 k Ω
- R7 = 47 k Ω
- R9 = 10 M Ω
- P1 = ajustable 100k Ω

Condensateurs:

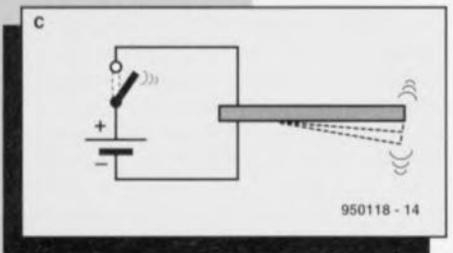
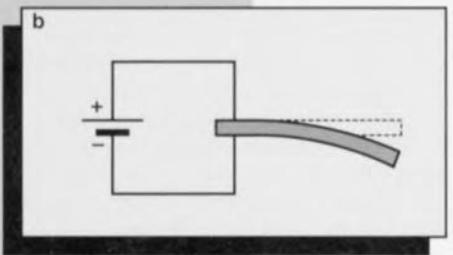
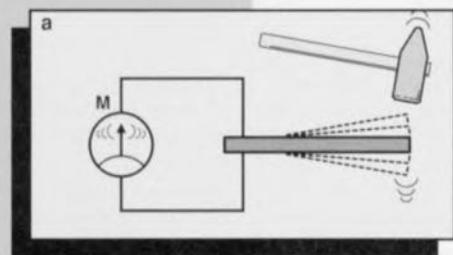
- C1, C2 = 820 pF
- C3 = 470 pF
- C4 = 1 μ F
- C5 = 100 nF
- C6 = 10 μ F/63 V radial

Sémi-conducteurs:

- D1 = 1N4148
- T1 à T3, T5, T6 = BC550C
- T4 = BC560C

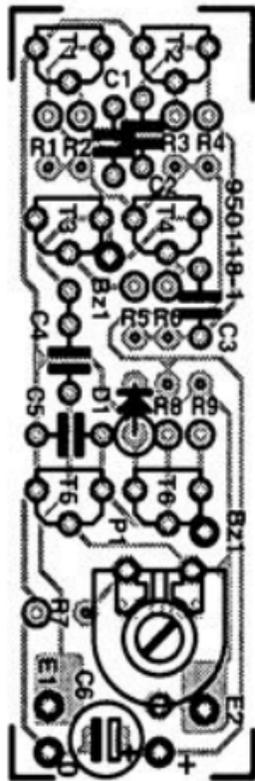
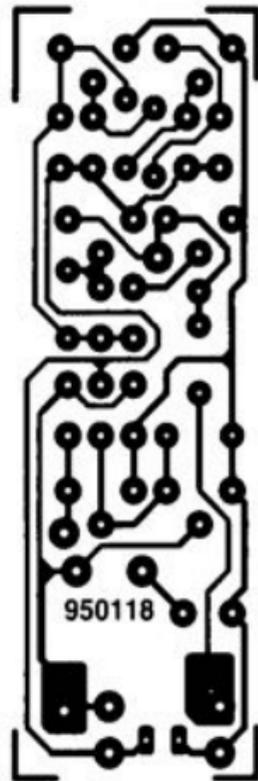
Divers:

- BZ1 = résonateur piézo-électrique tel que, par exemple, Soundtech type SEP-110
- pile 1,5 V penlight/mignon LR6
- porte-pile pour pile penlight 2 électrodes (cf. texte)
- le cas échéant, une platine EPS950118-1



950118 - 14

3



AU TRAVAIL !

Comme nous le disions plus haut, nous avons donné à la platine (figure 3) la taille minimale, ce qui implique qu'il va nous falloir souder avec précaution et précision. Il ne faudra pas perdre cet aspect de vue. On pourra se fabriquer son propre circuit imprimé en reproduisant le dessin des pistes (figure 3b) à l'aide d'une photocopieuse sur un film transparent et en transférant ce dessin sur un morceau de circuit imprimé photosensible; il ne restera plus ensuite qu'à graver le résultat de cette opération relativement délicate qui demande un certain doigté, mais qui n'a rien pour effrayer le

prévu plusieurs étapes de réalisation terminée chacune par un test de bon fonctionnement. Nous allons commencer par la réalisation de l'oscillateur; pour ce faire, nous mettons les résistances R1 à R4, les condensateurs C1, C2 et C6 ainsi que les transistors T1 et T2 en place sur la platine. Les résistances sont montées verticalement pour gagner de la place. Nous connectons ensuite provisoirement le porte-pile aux points prévus et y enfichons la pile penlight. l'aide d'un multimètre mis en calibre tension continue de 2 V ou plus, nous vérifions aux points de mesure donnés en figure 4, la pré-



filtre audio- fréquence universel

à commutation de condensateur par le
circuit programmable MF10

De nombreuses applications dans le domaine audiofréquence réclament des filtres qui laissent passer ou suppri-

ment certaines fréquences. Aussi, un filtre universel, réglable sur toute la gamme audible et que l'on peut configurer selon ses désirs au presse-bouton, voilà de quoi rêver ! Et pourtant, il existe : c'est un module intégré à commutation de condensateur grâce auquel la construction et le réglage de filtres, même d'ordre élevé, deviennent simples. Outre l'expérimentation et la mesure, ce filtre universel peut servir à bien des choses. Pensons au traitement du signal, à l'atténuation des parasites de transmission en ondes courtes ou à la recherche de timbres nouveaux en musique électronique.

Projet : F. Hueber



Caractéristiques techniques

Types de filtres réalisables :	passse-bande, passse-bande d'octave (12 dB/octave), passse-haut (24 dB/octave), coupe-bande.
Bande passante audiofréquence :	plus de 10 Hz à 25 kHz
Fréquence f_0 de filtrage réglable :	20 Hz à 20 kHz
Gain global :	1
Ondulation de la tension de sortie :	-0/+3 dB
Tension admissible à l'entrée :	5 V _{pp} (1,76 V _{eff} sinus)
Impédance d'entrée :	100 kΩ
Décalage continu en sortie :	max. 250 mV
Consommation :	env. 2 W sous 230 V

Dans la technique de mesure, le filtre universel remplit une fonction semblable à celle qu'on vient d'évoquer en ondes courtes, il limite la bande passante au domaine utile et rejette les perturbations. C'est le plus souvent un filtre passe-bande qu'on emploie à cette fin. Si les parasites sont à très basse fréquence, comme le 50Hz du secteur, un filtre passe-haut est conseillé. Dans le cas où la partie supérieure du signal lui-même est gênante, le souffle ou des sifflements aigus, il faudra s'orienter vers un passe-bas à flanc plus raide. Et si le perturbateur s'est introduit dans le spectre du signal utile, il reste la solution du filtre réjecteur à bande étroite (notch filter), capable également de cibler les parasites à 50Hz et à 100Hz. Pour les expériences sur les sonorités, en revanche, toutes les possibilités d'un filtre universel sont les bienvenues dans l'exploration des timbres.

LE CIRCUIT INTÉGRÉ

Le coeur du montage que nous vous proposons, c'est le filtre hybride MF10 de National Semiconductor. Il en com-

porte d'ailleurs deux complets, chacun du deuxième ordre. Un minimum de composants externes suffit à les faire fonctionner dans l'une ou l'autre des quatre configurations prévues et ils peuvent se monter en cascade. Ils sont programmables par construction, capables de se muer en passe haut, passe-bas ou passe-bande. L'avantage de la technologie intégrée sur la méthode discrète réside dans la simplicité du montage et la facilité avec laquelle on peut régler la fréquence, même sur des filtres d'ordre élevé. Le **figure 1** révèle la fonction des vingt broches ainsi que la structure interne du circuit. La broche 4 (20) est l'entrée du filtre ; les broches 1 (20) et 2 (19) sont les sorties du passe-bas et du passe-bande. La broche 3 (18) est une sortie supplémentaire qui, suivant les niveaux présents sur les broches 5 (16) et 6, fournira une caractéristique passe-tout, passe-haut ou coupe-bande (réjecteur). Nous l'utiliserons ici comme sortie passe-haut. La broche 15 est la masse analogique, à laquelle sont raccordées toutes les entrées non-inverseuses des amplificateurs opérationnels et la

référence de tension du circuit intégré. Enfin, il y a encore les alimentations analogique et numérique séparées (broches 7 et 8 / 13 et 14).

LE FILTRE PROGRAMMABLE

Un filtre programmable se compose normalement de deux intégrateurs et d'un inverseur. Si l'on peut changer la valeur des résistances d'intégration, le filtre est en plus réglable. C'est vrai, les potentiomètres multiples sont particulièrement rares dans les circuits intégrés ! Le principe de la commutation de condensateurs, en revanche, permet de modifier la fréquence f_0 d'accord d'un filtre en changeant la fréquence d'une horloge externe. C'est elle qu'on applique aux broches 10 et 11 du CI. La figure 2 vous explique l'équivalence que l'on peut établir entre une résistance ohmique et un condensateur commuté. Suivant la loi d'Ohm, c'est la résistance R qui, pour une tension U donnée, détermine le courant I . Le condensateur commuté C_S , à droite, remplit la même fonction qu'elle. Pendant que le commutateur le relie à la source U , C_S se charge. Quand le commutateur bascule, C_S restitue sa charge à la sortie.

Lors de chaque période d'horloge, il y a donc une charge définie qui passe de l'entrée à la sortie. De cette manière, un courant moyen I s'établit, déterminé par la tension d'entrée, la capacité du condensateur et la fréquence de commutation f_S . Plus on manoeuvre le commutateur, en d'autres termes plus la fréquence d'horloge est élevée, plus le courant est important. Ainsi, la fréquence de commutation influence le courant I exactement comme le faisait la résistance R et l'on peut dire qu'un condensateur commuté peut remplacer une résistance variable. Ce qui est remarquable en outre, c'est la linéarité de la relation entre la fréquence d'horloge et le courant équivalent dans le circuit. Légère imperfection du système : il y a une petite partie du signal d'horloge qui se retrouve dans la tension de sortie. Pour un signal sinusoïdal à l'entrée, la sortie fait un peu penser à un sinus obtenu par voie numérique, qui laisse apparaître comme de petites marches d'escalier. L'amplitude des parasites est proportionnelle au signal utile. Par bonheur, la fréquence perturbatrice est largement supérieure à celle du signal à traiter et la plupart du temps, bien au-dessus des fréquences audibles. En pratique, on recourt naturellement aux commutateurs CMOS, faciles à intégrer à côté des condensateurs commutés. La fréquence d'horloge, sur le MF10, doit, selon le niveau lo-

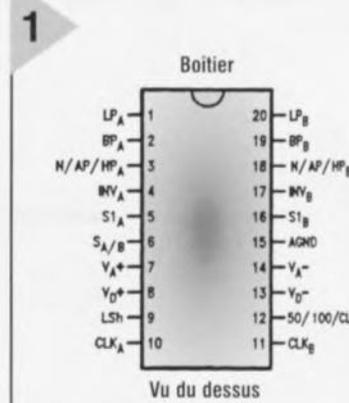


Figure 1. Brochage et structure interne du filtre intégré MF10 à commutation de condensateurs.

gique de la broche 12, être 50 ou 100 fois plus grande que la fréquence centrale f_0 du filtre. À un niveau positif sur la broche 12 correspond le facteur 50. On choisit la valeur qui produit le plus faible bruit propre du filtre. En outre, la plus haute fréquence d'horloge admissible sur les broches 10 et 11 s'élève à 1,5 MHz, ce qui limite la fréquence centrale à 15 kHz en prenant le facteur 100. Il ne faut pas non plus considérer ces valeurs au pied de la lettre ; les spécifications autorisent une marge de $\pm 2\%$ et sur notre prototype, nous avons mesuré 49,4 au lieu de 50.

LE FILTRE...

Une fois qu'on a compris le principe de la commutation de condensateur sur le MF10, le montage de la figure 3 devient aisé à suivre. L'amplificateur opérationnel IC2, un NE5534, est un tampon d'entrée bipolaire équipé d'un réseau de protection (R1, D1 et D2). La chute de tension sur R1 est récupérée par le gain de IC2 (fixé à 1,5 par R3 et R4). Comme le 5534 ne dispose pas d'une compensation interne de fréquence pour un gain inférieur à trois, C2 assure la stabilité de l'amplificateur opérationnel. Quant à P1, il permet d'annuler le décalage statique d'entrée. La sortie de l'amplificateur de séparation va directement à l'entrée (broche 4) du premier bloc de filtres du MF10. Les sorties filtrées passe-bas (LP) passe-bande (BP) et passe-haut (HP) sont dirigées vers l'étage D du commutateur S. Viennent s'y ajouter un coupe-bande (N) et un filtre d'octave (O). Sur la maquette, nous avons utilisé un clavier à cinq touches comme commutateur. Dans les configurations passe-haut, passe-bas et passe-bande, les sorties correspondantes du bloc de filtres « a » sont reliées directement à l'entrée du bloc « b ». Ils se trouvent ainsi montés en cascade pour produire des flancs plus raides, puisqu'on est alors en présence d'un filtre du quatrième

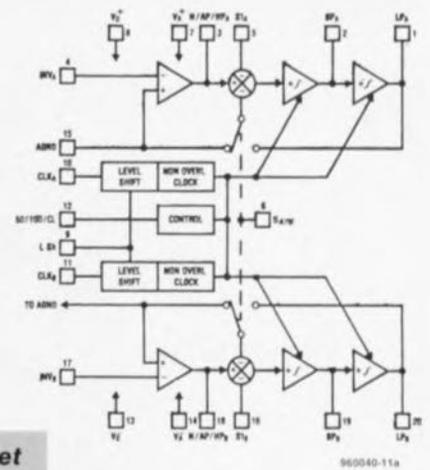
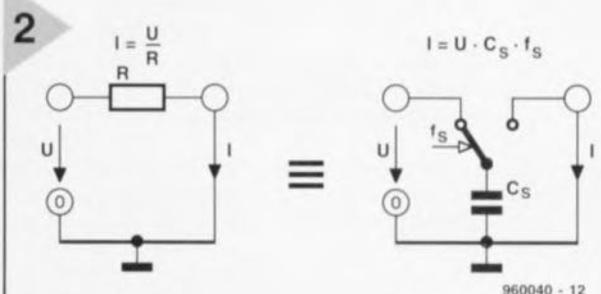


Figure 2. Le déplacement de charges à la fréquence de commutation produit le même effet qu'une résistance variable.

ordre. Les sorties du bloc « b » sont orientées par l'étage A du clavier vers le tampon de sortie IC3b. Avant la borne de sortie K3, on trouve encore une cellule de filtre passe-bas simple composée de R24 et C22, accordée sur une fréquence un peu supérieure à f_0 , pour affaiblir considérablement les résidus d'horloge présents dans le signal de sortie. La section N du commutateur S organise la fonction coupe-bande en appliquant les sorties passe-haut et passe-bas du bloc « a » à l'amplificateur sommateur IC3a (5532) dont la sortie est dirigée vers le tampon final par les soins de l'étage A du commutateur. Dans ce cas-ci, la partie « b » du filtre est inutilisée et sa résistance d'entrée R13 est renvoyée à la masse par S5D.

La bande passante du filtre est relativement étroite. Si l'on souhaite traiter une bande plus large, la fonction de filtre d'octave est disponible. La touche O du commutateur relie le signal du passe-haut du bloc « a », via SxD, au bloc « b », où il est repris dans un passe-bas. En même temps, S1C alimente le bloc « a » par une horloge dont la fréquence n'est plus que la moitié de celle envoyée à l'autre bloc. La limite du passe-haut se retrouve ainsi à la moitié de la fréquence, une octave en dessous du passe-bas, si bien que maintenant, c'est la bande comprise entre ces deux pôles qui est transmise.



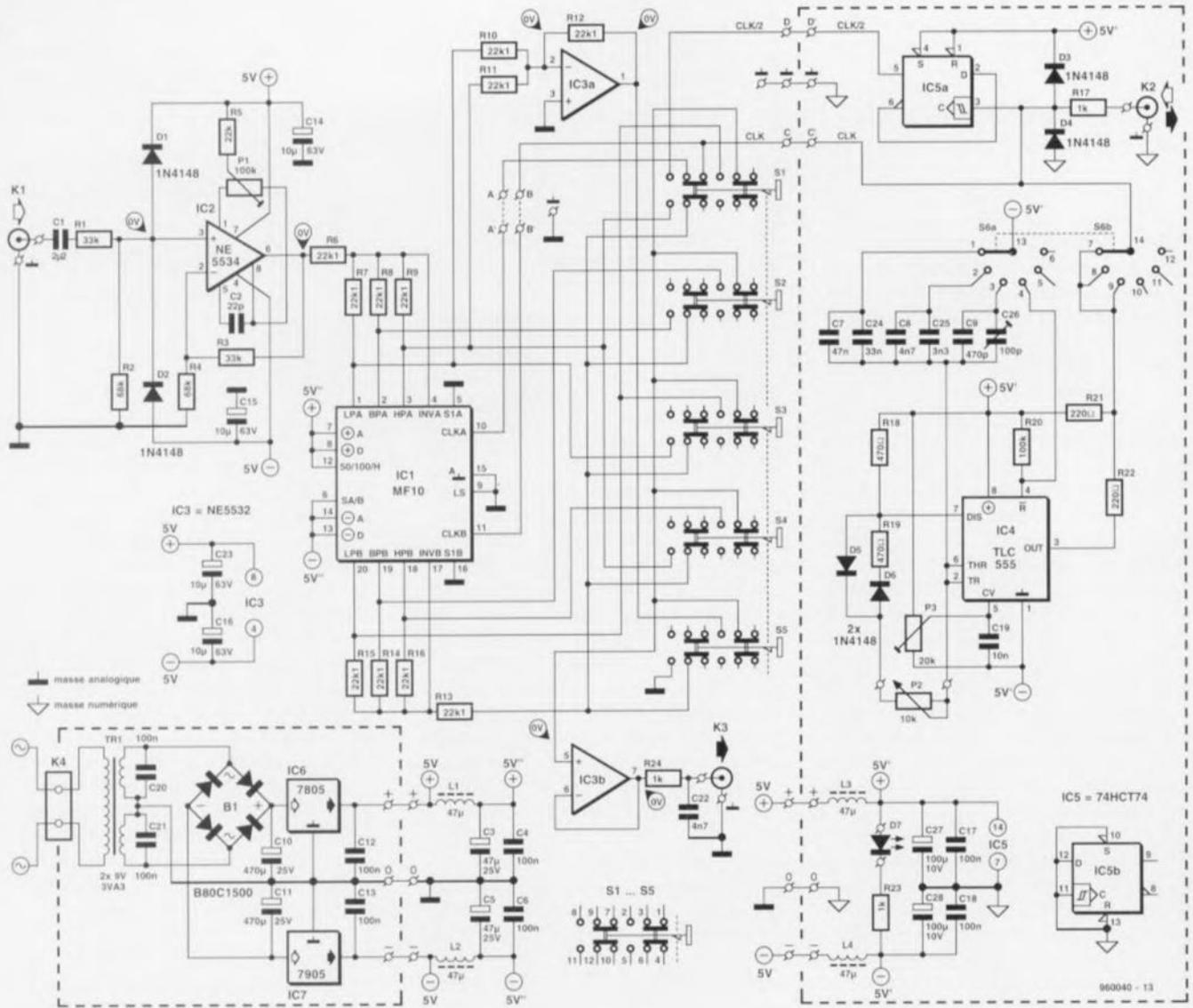


Figure 3. Notre filtre audiofréquence universel se compose d'un tampon d'entrée, des éléments de filtre du MF10, d'un générateur d'horloge et d'une alimentation secteur.

... ET
LE
RESTE

La sortie du filtre IC1 présente – c'est une contrainte du système et sur certains

exemplaires, elle est assez importante – une certaine tension de décalage. En général, elle n'est pas dérangeante. À droite du schéma, au-delà de la ligne pointillée, se trouve le générateur d'horloge. Le circuit IC4 est un TLC555, version CMOS du 555. Contrairement à son homologue bipolaire, il peut monter nettement au-dessus de 500 kHz et oscille en multivibrateur astable largement au-dessus du MHz en présentant des flancs d'une raideur respectable.

Les résistances R18 et R19 ainsi que les diodes D5 et D6 régularisent à 50 % le rapport cyclique, ce qui place le MF10 dans les meilleures conditions de fonctionnement et P3 permet encore de compenser les tolé-

rances. Le commutateur S6a sélectionne les condensateurs C7 à C9 et leurs petits frères C24 à C26. En accord avec P2, ils couvrent le domaine de fréquence d'horloge en trois gammes qui se chevauchent, de 1 à 10 kHz, de 10 à 100 kHz et de 100 kHz à 1 MHz. Ceci correspond donc à des fréquences de filtrage qui s'étalent entre 20 Hz et 20 kHz. Les valeurs bizarres de C7 (80 nF) et C8 (8 nF) s'obtiennent en plaçant en parallèle 47 et 33 nF pour l'un, 4,7 et 3,3 nF pour l'autre. Éventuellement, on peut aussi leur substituer des 82 nF et 8,2 nF, le recouvrement entre les gammes est suffisamment large pour se le permettre. En revanche, la valeur de C7 est critique, parce que sur cette gamme, la variation de P2 ne permet guère plus de 1 à 10 comme rapport de fréquences. Sur le prototype, nous avons dû installer environ 525 pF (470 pF + 56 pF) mais finalement, nous avons opté pour la solution d'un condensateur fixe en parallèle sur un ajustable de 100 pF.

Pour assurer au 555 des oscillations bien nettes à haute fréquence, il est

souhaitable de relever sa tension d'alimentation. C'est pourquoi il se branche ici entre le +5 V et le -5 V. Ensuite, R21 et R22 se chargent de ramener la sortie de l'oscillateur à des niveaux TTL en référence à la masse. Les ondes carrées issues de IC4, dirigées par S6b, rejoignent directement l'entrée d'horloge (11) du deuxième bloc de filtres et le commutateur S1c qui choisit, pour le premier bloc (broche 10), la fréquence entière ou celle que IC5a divise par deux.

La prise K2 a une double fonction. En service normal, on peut y brancher un fréquencemètre et ajuster la fréquence du filtre qui vaut le cinquantième de celle d'horloge. Dans la quatrième position du sélecteur de gamme, S6a relie au négatif l'entrée de mise à zéro de IC4 et S6b l'isole du reste du montage. On peut alors connecter via K2 un générateur externe de fréquence connue, dont la tension de sortie doit être de niveau TTL. Si elle est plus grande, elle y sera ramenée par le réseau de protection R17/D3/D4. Enfin, c'est

aussi dans la partie oscillateur que se trouve la résistance de limitation pour le témoin de service à LED qui, pour équilibrer la charge de l'alimentation, se connecte entre positif et négatif. L'alimentation secteur est tout à fait classique, avec ses deux régulateurs tripodes IC6 et IC7. Peu d'exigence vis-à-vis du transformateur, puisque l'oscillateur et la LED consomment 38 mA et le filtre environ 13 mA. Malgré la faible tension au secondaire, il y a de la réserve pour la régulation. Le transformateur est protégé contre les court-circuits et ne réclame donc pas de fusible. À remarquer, le nombre de condensateurs de lissage dans les branches d'alimentation pour éviter l'intrusion de la fréquence d'horloge dans le canal du filtre.

LA RÉPARTITION ENTRE LES PLATINES

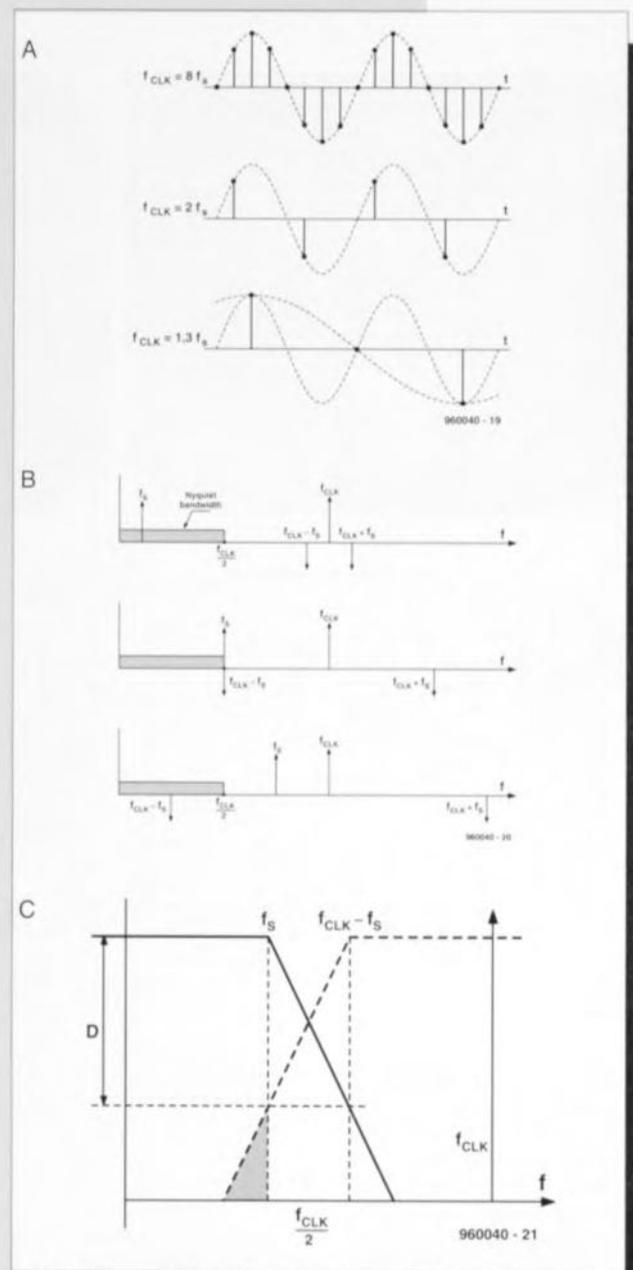
La construction fait appel à trois circuits imprimés rassemblés dans un boîtier métallique. Pour le filtre proprement dit, National propose une disposition éprouvée en circuit à double face (figure 4). La face supérieure porte la masse analogique et sert d'écran, la masse numérique est câblée séparément de l'autre côté. On trouve également quelques ponts de câblage en fil isolé sur la face supérieure. Les supports des circuits intégrés, il convient de les choisir de manière à pouvoir souder leurs pattes non seulement sur la face inférieure, mais également sur le côté composants de la platine. Il faudra procéder de même pour les fils de raccordement

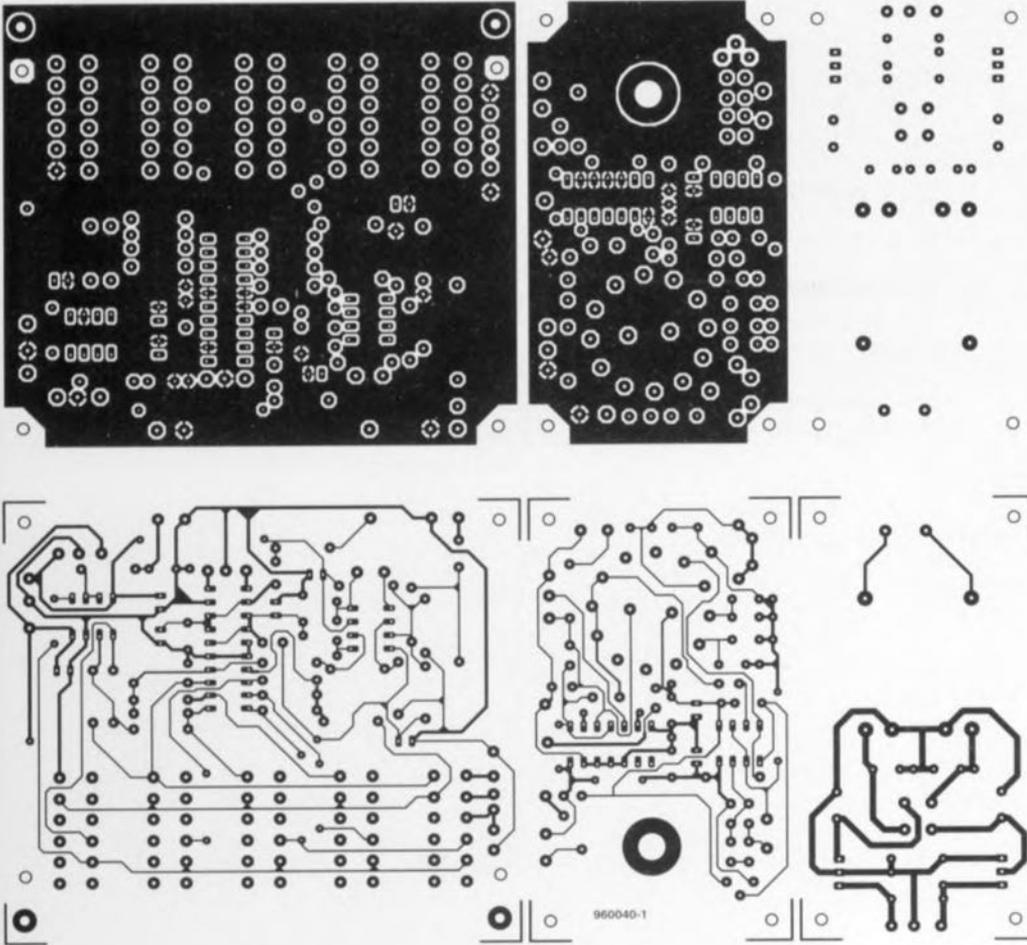
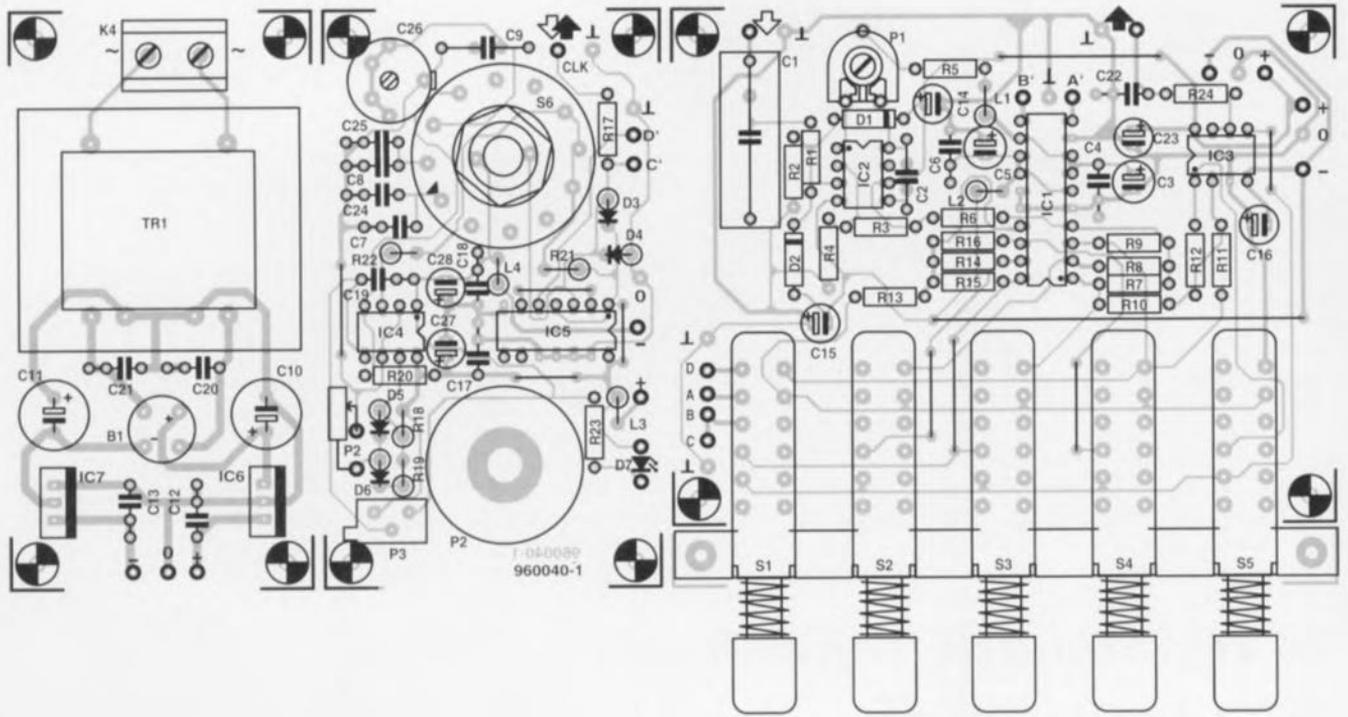
de certains autres éléments. Comme commutateur de fonctions, nous avons choisi un modèle combiné à poussoirs. Exception faite de la touche pour le filtre d'octave, on n'utilise que deux des quatre inverseurs disponibles, les autres sont reliés à la masse pour éviter autant que possible la diaphonie. Les conducteurs qui véhiculent le signal d'horloge ne se trouvent pas sur la platine, on utilise des câbles blindés séparés. Leur blindage n'est relié à la masse que d'un seul côté. Le trajet des conducteurs d'alimentation est également étudié dans ce sens : ils fournissent le courant d'abord au circuit de filtres, puis de là, partent pour le générateur d'horloge. Les masses analogique et numérique, comme indiqué sur le schéma, sont

le repliement (aliasing) : d'où provient-il, comment l'empêcher ?

Si on ne veut pas perdre d'information, lorsqu'on échantillonne un signal analogique, la fréquence d'horloge f_{CLK} doit être au moins deux fois supérieure à la plus haute fréquence du signal f_s - c'est le théorème de Shannon qui le démontre. Si le rythme est inférieur à la fréquence du signal, alors, conformément au critère de Nyquist, c'est l'effet de repliement qui entre en scène. La figure A montre que pour le signal sinusoïdal d'en haut, $f_{CLK} = 8 \times f_s$ et la condition est remplie : la conversion du signal sinusoïdal s'effectue très proprement. Dans la deuxième courbe, $f_{CLK} = 2 \times f_s$, on satisfait au critère de Nyquist, mais on déroge à la condition de Shannon. On voit que le signal reconstitué à partir des échantillons est sinusoïdal, mais qu'il ne reproduit l'original que s'il est échantillonné au moment des excursions maximales. Supposons que les mesures soient prises au moment du passage par zéro, toutes les informations seraient perdues. Le troisième cas montre que lorsque $f_{CLK} = 1,3 \times f_s$, le critère de Nyquist n'est pas rencontré non plus et les informations sur le signal d'origine sont perdues ; en lieu et place, c'est un signal de fréquence $f_s/2$ qui est reconstruit. On appelle cet effet le repliement (aliasing). Cependant, même lorsque la condition $f_{CLK} < 2 \times f_s$ est remplie, des composantes de repliement à $f_{CLK} + f_s$ et $f_{CLK} - f_s$ peuvent entraîner des perturbations (figure B). En effet, alors que la composante supérieure de repliement se situe généralement hors d'atteinte, la composante $f_{CLK} - f_s$ peut fort bien se glisser à une dangereuse proximité du spectre de signal utile (entre 0 et $f_s/2$) et même l'envahir lorsque $f_{CLK} < 2 \times f_s$.

On pourrait croire qu'avec le MF10, qui utilise une fréquence d'horloge 50, voire 100 fois supérieure à celle du filtre, le problème de repliement soit exclu. Or, même quand le signal d'entrée n'est pas limité à la bande passante de Nyquist, on trouve dans les applications dont la bande passante s'étend plus haut que le pôle (passe-haut, coupe bande, réjection) des composantes repliées, même là où la fréquence d'horloge est manifestement supérieure au pôle ou à la fréquence médiane. Il est assez simple d'éviter l'effet de repliement. Le signal d'entrée doit, avant échantillonnage, être limité à la largeur de bande de Nyquist (figure C). On choisit la fréquence de coupure la plus basse possible. Prendre pour f_s une fréquence de coupure plus élevée n'est avantageux que quand le signal utile se situe dans le domaine allant de f_s à $f_{CLK}/2$. La composante inférieure de repliement conserve ainsi une fréquence d'articulation de $f_{CLK} - f_s$. La pente des flancs est déterminée par l'atténuation souhaitée de la composante de repliement dans la bande de 0 à f_s . Cette atténuation correspond à la dynamique D du signal de sortie.





LE MONTAGE DES PLATINES

Le clavier sert à fixer la platine de filtre à la face avant ; à l'arrière, on fait appel à deux entretoises. Les deux autres circuits imprimés, le générateur et l'alimentation, sont à simple face. Le commutateur rotatif se soude directement à la platine, comme d'habitude. La figure 5 indique comment l'auteur a assemblé la maquette. Le tracé des pistes ne correspond pas exactement à la figure 4.

Sur le prototype, on a utilisé pour P2 un potentiomètre 10 tours, relié au circuit par deux petits fils rigides. Si le prix de ce composant pose problème, vous pouvez bien sûr le remplacer par un modèle normal à couche, mais dans ce cas, il faudrait trouver un modèle à variation logarithmique inverse pour garder une plage réglable suffisante dans le haut de la gamme. Les condensateurs C7 à C9 disposent de deux emplacements de montage, ce qui permet de les composer comme indiqué précédemment.

La platine d'alimentation ne renferme assurément pas de chaussetrap. On l'installe en utilisant des entretoises d'au moins 10 mm de long, derrière le circuit d'horloge. L'interrupteur secteur peut, par souci de facilité, se placer en face arrière. Pour le montage des composants, il est toujours préférable de commencer par les ponts de câblage, puis les résistances, les diodes et les gros composants en finale. Assurez-vous qu'aucun des éléments du filtre n'occasionne de court-circuit avec le plan de masse.

Figure 4. Le circuit imprimé est un double face dont il faut séparer les trois parties avant le montage (sérigraphie 90%, dessins des pistes 70% de la taille réelle).

reliées l'une à l'autre ou plutôt découplées l'une de l'autre par C3, C4, C5 et C6 à proximité immédiate de IC1. Les prises BNC K1 à K3 se relie aussi à la platine par fils blindés et il est conseillé d'isoler K2 et

K3 du boîtier et de reporter leur mise à la masse par le blindage du câble jusqu'au point de masse correspondant du montage. Pour K1, le modèle BNC habituel suffit : en effet, c'est là et uniquement là que le boîtier doit être relié au circuit. Quant à R24 et C22, ils ne se situent pas sur la platine mais se soudent directement aux prises de sortie.

Figure 5. Le prototype rassemble les trois platines.

MISE AU POINT

Attendez encore un instant avant d'installer les circuits intégrés dans leurs supports. Le témoin de fonctionnement servira momentanément de charge à l'alimentation, pendant le contrôle des tensions. On tourne P1 et P3 en position médiane (le curseur de P3 est alors à 0 V). Ensuite, (après

Liste des composants

Résistances :

R1, R3 = 33 k Ω
 R2, R4 = 68 k Ω
 R5 = 22 k Ω
 R6 à R16 = 22k Ω 1/1%
 R17, R23, R24 = 1 k Ω
 R18, R19 = 470 Ω
 R20 = 100 k Ω
 R21, R22 = 220 Ω
 P1 = 100 k Ω potentiomètre ajustable
 P2 = 10 k Ω grand potentiomètre 10 tours
 P3 = 20 k Ω ajustable multitours vertical

Condensateurs :

C1 = 2 μ F2 MKT 5 mm
 C2 = 22 pF 160 V styroflex
 C3, C5 = 47 μ F/25 V vert.
 C4, C6, C12, C13, C17, C18, C20, C21 = 100 nF
 C7 = 47 nF
 C8, C22 = 4,7 nF
 C9 = 470 pF 160 V styroflex
 C10, C11 = 470 μ F/25 V vert.
 C14 à C16, C23 = 10 μ F/63 V vert.
 C19 = 10 nF
 C24 = 33 nF
 C25 = 3nF3
 C26 = 100 pF ajustable
 C27, C28 = 100 μ F/10 V vert.

Selvs :

L1 à L4 = 47 μ H

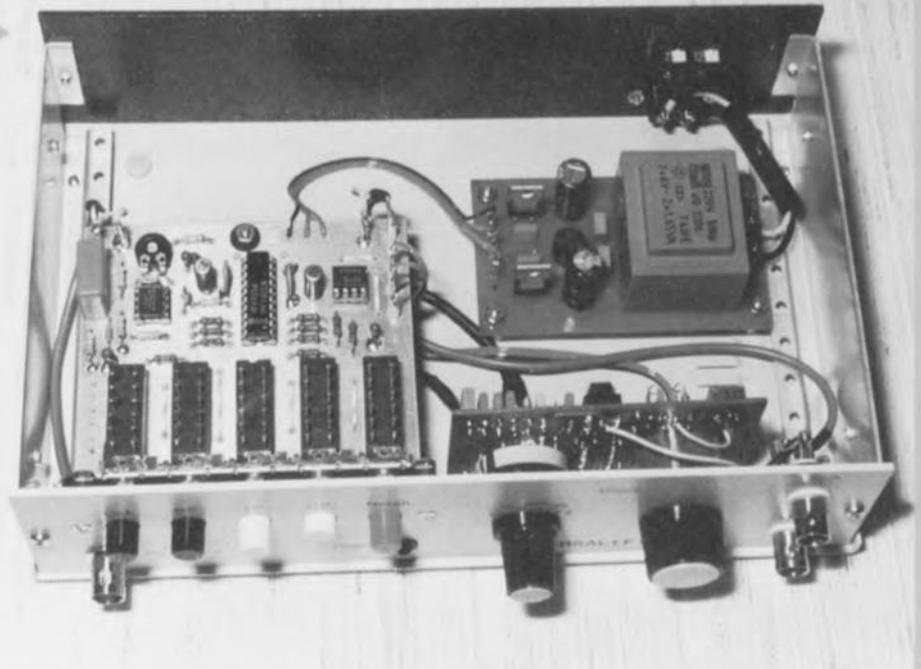
Semiconducteurs :

D1 à D6 = 1N4148
 D7 = LED rouge (3 ou 5 mm)
 IC1 = MF10CCN (National Semiconductor)
 IC2 = NE5534
 IC3 = NE5532
 IC4 = TLC555
 IC5 = 74HCT74
 IC6 = 7805
 IC7 = 7905

Divers :

K1 à K3 = prise BNC pour châssis
 K4 = bornier encartable double RM7,5
 S1 à S5 = clavier Schadow 5x-SF-17,5-FGBK-4U-GR
 S6 = commutateur rotatif encartable 2 circuits/6 positions
 B1 = B80C1500 rond
 Tr1 = transformateur secteur 2,9V/3,3VA (tel que, par exemple, Monacor VTR3209 ou Block VR3209)

5

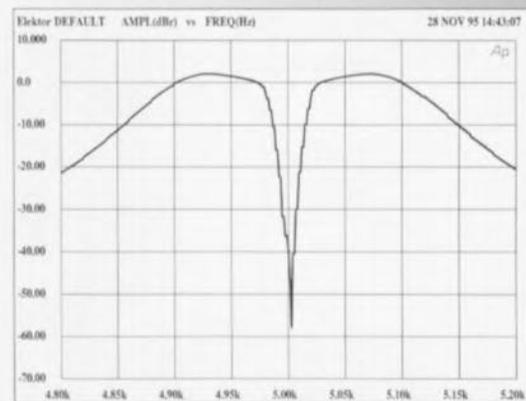
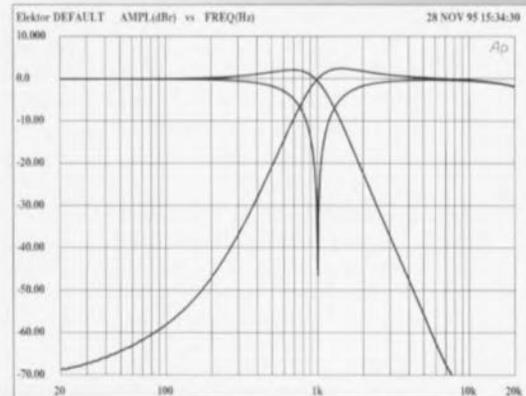


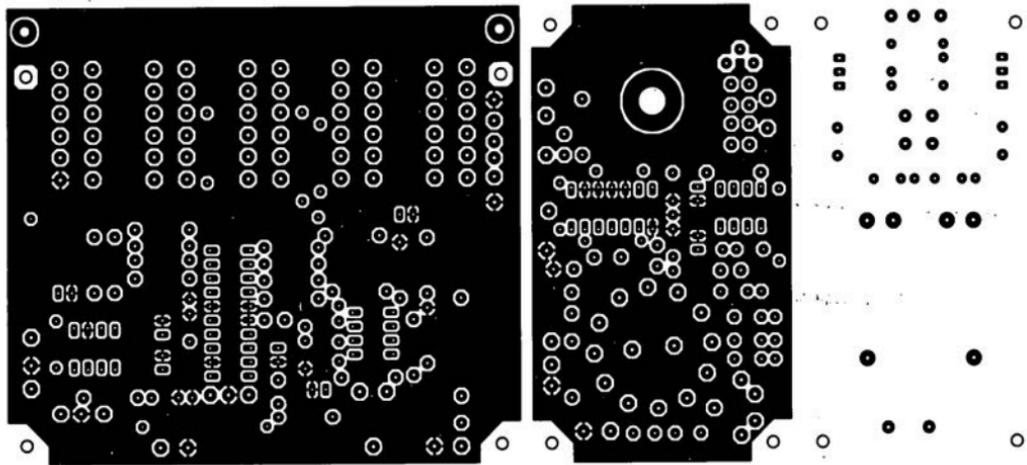
avoir coupé l'alimentation, merci pour eux !) on peut installer les circuits intégrés. Le premier contrôle se porte sur le générateur d'horloge. Pour les valeurs indiquées de C7 et C8, les domaines de 1 à 10 kHz et de 10 à 100 kHz devraient être couverts sans difficulté. Un oscilloscope muni de la sonde 10:1 branchée au noeud D3/D4/R17 permet de vérifier la forme d'onde et le rapport cyclique. C'est le moment de l'ajuster précisément à 50 % en se positionnant dans le domaine des fréquences élevées. En tout cas, ce réglage doit précéder le positionnement définitif des gammes de fréquence, que l'on peut vérifier en branchant à K2 un fréquencemètre. On commence par la troisième gamme, de 100 kHz à 1 MHz, où le condensateur ajustable doit fournir l'appoint. En toute logique, c'est sur la moitié de la fréquence de K2 qu'il faut tabler à la broche 5 de IC 5 (contact 1/2). La platine de filtre ne comporte qu'un unique réglage, celui de la dérive en continu à l'entrée de IC2. Elle s'annule (broche 6 par rapport à la masse) en réglant P1, de manière à optimiser le fonctionnement du filtre. La mesure du rapport exact entre les fréquences d'horloge et de filtrage demande un générateur sinusoïdal produisant une fréquence précise de 1 kHz. On sélectionne la fonction coupe-bande du filtre (S6a sur la deuxième position) et on cherche au moyen de P2 le minimum de tension de sortie. Il ne reste qu'à lire le fréquencemètre branché sur K2, il indique la fréquence d'horloge correspondante et le rapport équivaut à cette même valeur exprimée en kHz. Comme la détermination du minimum est assez difficile, mieux vaut, pour améliorer la précision, faire la

moyenne de plusieurs mesures. Enfin, la figure 6 montre les courbes de réponses obtenues sur le prototype dans chaque configuration de filtre. Les graphes sont normalisés et valent pour n'importe quelle valeur de f_0 . (960040)

6

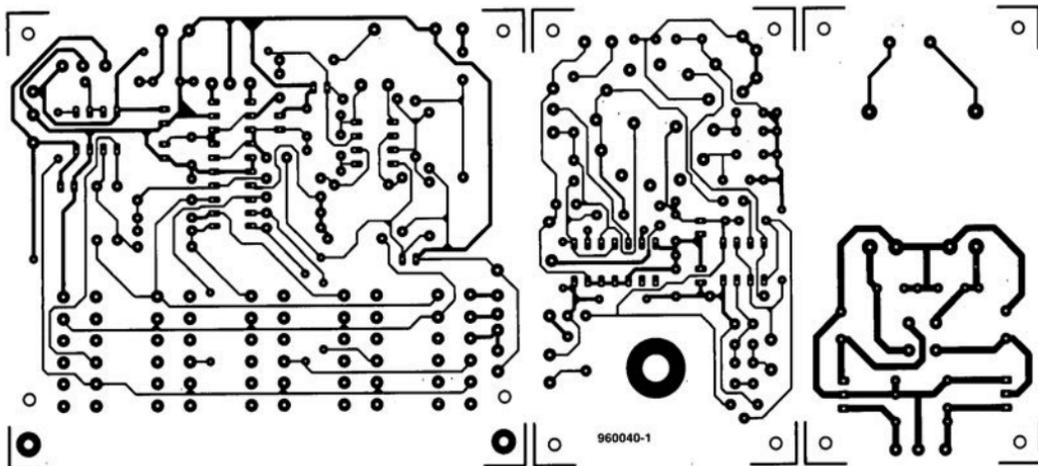
Figure 6. Fonctions de transfert normalisées du MF10.





LE MONTAGE DES PLATINES

Le clavier sert à fixer la platine de filtre à la face avant; à l'arrière, on fait appel à deux entretoises. Les deux autres circuits imprimés, le générateur et l'alimentation, sont à simple face. Le commutateur rotatif se soude directement à la platine, comme d'habitude. La figure 5 indique comment l'auteur a assemblé la maquette. Le tracé des pistes ne correspond pas exactement à la figure 4.



Sur le prototype, on a utilisé pour P2 un potentiomètre 10 tours, relié au circuit par deux petits fils rigides. Si le prix de ce composant pose problème, vous pouvez bien sûr le remplacer par un modèle normal à couche, mais dans ce cas, il faudrait trouver un modèle à variation logarithmique inverse pour garder une plage réglable suffisante dans le haut de la gamme. Les condensateurs C7 à C9 disposent de deux emplacements de montage, ce qui permet de les composer comme indiqué précédemment.

La platine d'alimentation ne renferme assurément pas de chaussetrap. On l'installe en utilisant des entretoises d'au moins 10 mm de long, derrière le circuit d'horloge.

Advanced SCHEMATIC³

Version 3.1



downs '95 de Microsoft. Mais il ne s'agit là que de l'aspect extérieur; que cache donc la boîte? La photographie en début d'article vous dit tout. On y trou-

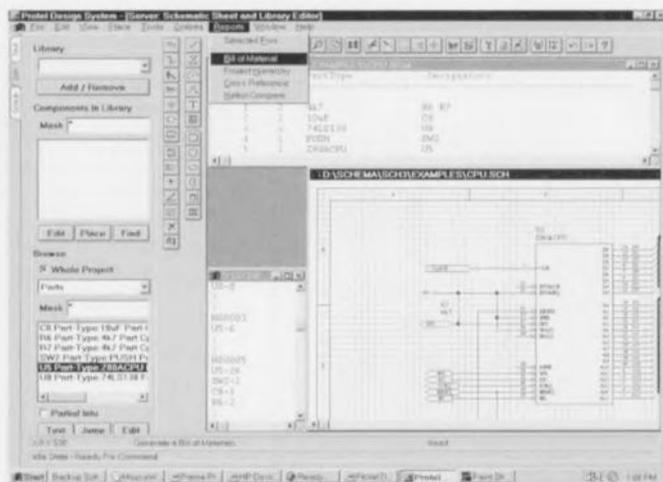
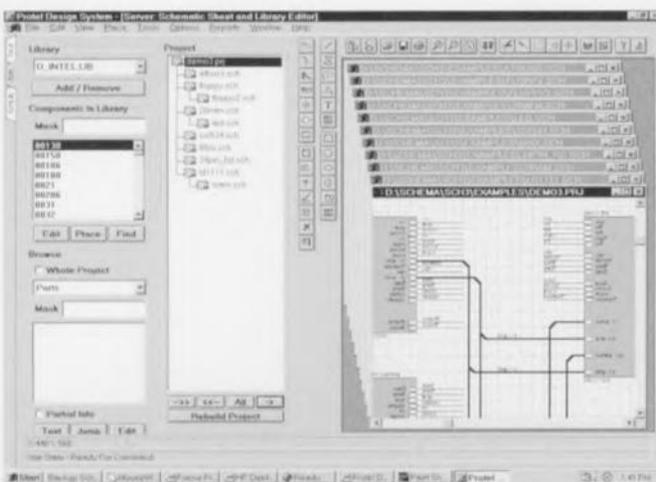
ve une paire de manuels (en anglais), un « User Guide » (attention à l'accent) et un « Reference » et un CD-ROM (hé oui). C'est un signe des temps, maintenant que Windows '95 et OS/2 Warp arrivent sur CD-ROM et que l'on a pu goûter à la facilité d'installation que cet système procure, on ne veut plus retourner à la préhistoire de 10, voire 20 disquettes à manipuler avec tous les risques d'erreur que cette opération implique. L'installation de Advanced SCHEMATIC³ est d'une étonnante simplicité: on met le CD-ROM dans son lecteur, et par la technique adéquate, Start-Run sous Windows '95

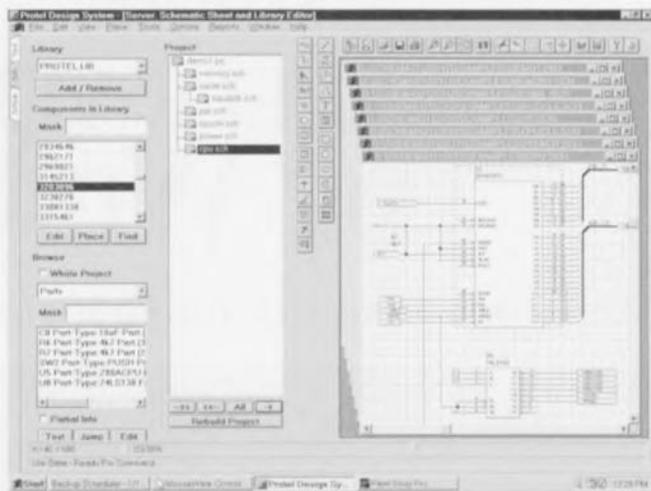
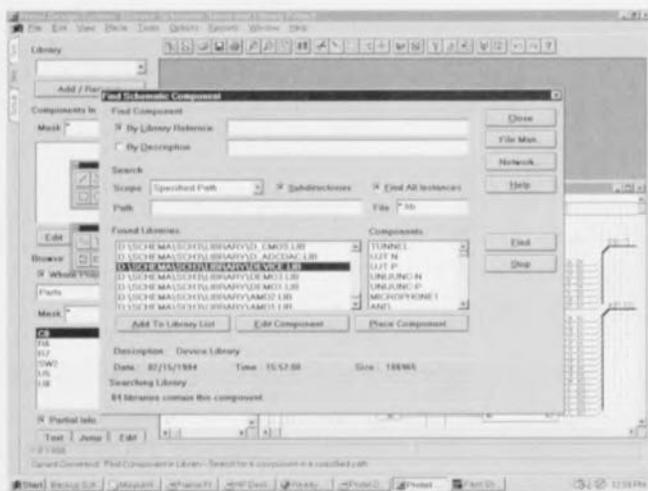
et File-Run sous Windows 3.1, on entre dans le sous-répertoire Cd-rom et l'on clique l'icône Setup et le processus démarre après les actions adéquates sur les plots classiques.

Il ne faut pas trop s'étonner de la question de remplacement de fichiers. Quelques actions sur le No (si tant est qu'il s'agisse là de la solution la plus sensée) et le tour est joué. Notons que l'étiquette sur le CD-ROM dit V(ersion) 3.1 tout comme le programme lui-même (Help>About) mais que le programme d'installation en reste, même pour les différents exemples d'utilisation, à la version 3.0. Il n'y a pas le moindre risque à ce niveau sachant que Windows '95 permet, normalement de rétablir automatiquement les fichiers remplacés lors d'une installation. L'installation prend quelques minutes (6'40 sur un 486DX66 avec disque dur moderne) alors que le même processus à partir des disquettes (8, dont on retrouve d'ailleurs le contenu comme telles dans un sous-répertoire du CD-ROM) aurait sans doute pris

une bonne demi-heure. Il ne reste plus qu'à lire le fichier README et le tour de passe-passe de l'installation est joué.

Il est temps maintenant de se mettre au travail. Le système de conception (sous-entendu de schémas et de circuits imprimés) de Protel met à profit les indéniables avantages de l'environnement préféré du PC, à savoir Windows, et le dote d'un certain nombre d'outils sophistiqués. Advanced SCHEMATIC³ se subdivise en 2 éditeurs parfaitement indépendants, le Schematic Sheet Editor et le Schematic Library Editor. Il est possible à l'aide de ces outils de saisir des schémas complexes. Notons que les bibliothèques fournies en standard avec Advanced SCHEMATIC³ comportent plus de 15 000 composants. L'une des caractéristiques qui ne manquera pas d'intéresser très fort les milliers d'utilisateurs de ce logiciel de saisie de schémas sous DOS qu'était, jusqu'à très récemment, OrCAD(r), est que Advanced SCHEMATIC³ se débrouille très bien avec les bibliothèques du dit logiciel et les schémas qu'il produit. C'est ce que l'on appelle mettre à profit les acquis! Advanced SCHEMATIC³ supporte plus de 30 types de liste d'équipotentielle (net-list). L'un des avantages décisifs de cet environnement de conception est la possibilité de travailler en parallèle sur plusieurs projets... Attention à ne pas perdre les pédales!



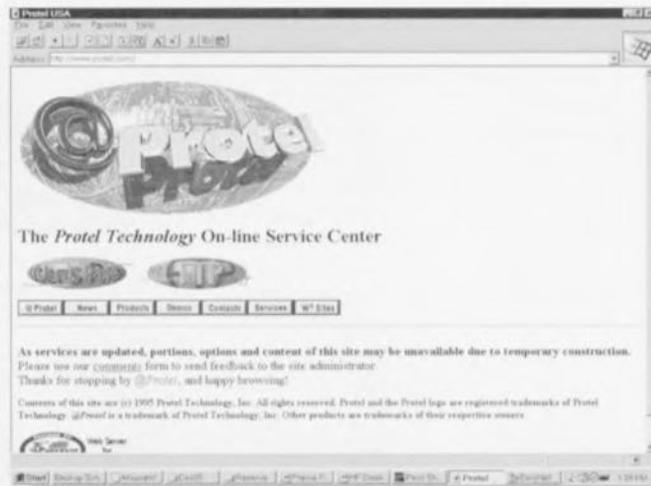
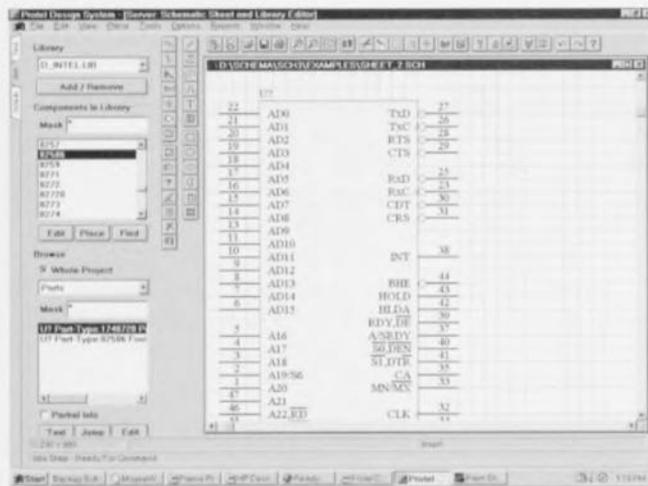


Comme on le voit sur les recopies d'écrans, il s'agit d'un programme tournant sous Windows, ce dont le fait pas mention sa dénomination, mais les amateurs de Protel savent qu'il s'agit de l'un des premiers fabricants de logiciels de saisie de schémas et de dessin de circuits imprimés tournant sous Windows. Nous aurons sans doute l'occasion de vous présenter un exemplaire de cette seconde catégorie, ADVANCED PCB DESIGN, dans la rubrique logiciels de l'un des prochains numéros. Comme le montre la recopie d'écran ci-contre, la fenêtre Protel Design System est bien remplie. On dispose d'un manuel en ligne sous la forme de fichiers PDF (Acrobat). Si le Acrobat Reader n'est pas installé il faudra, si l'on veut pouvoir utiliser ces fichiers, l'installer. Lançons maintenant le programme par action sur l'icône Advanced Schematic³. Il existe même un Gestion-

naire de fichier (File Manager). Il est possible de chercher un composant dans les différentes bibliothèques disponibles. Il va sans dire qu'il faut une connaissance minimale de la langue de Shakespeare si l'on veut tirer profit des informations mises à la disposition d'un utilisateur potentiel. Il faut admettre que le système peut paraître (trop) complexe si l'on n'a jamais eu l'occasion de travailler avec ce genre de programme. Mais si l'on prend le temps de s'essayer à quelques-uns des exemples, de voir les conséquences de ses différentes actions et de lire les manuels, on aura vite fait de réaliser ses premiers schémas. Notons qu'il ne faudra pas oublier d'entrer les informations relatives aux codes d'accès permettant l'accès aux différents modules acquis. Si on l'oublie on perd un certain nombre de possibilités.

Comme on le voit sur la recopie d'écran ci-dessous, il est possible d'ouvrir un projet comportant un nombre non négligeable de schémas, pas moins de 10 dans le cas présent. Le passage de l'un des schémas au suivant est d'une étonnante facilité. Si l'on commence son propre projet il faut commencer par ouvrir les bibliothèques des composants dont on a besoin. Il ne reste plus ensuite qu'à les appeler, leur donner leur dénomination finale et à les placer sur la grille où le composant vient automatiquement se mettre sur la grille. On procède ensuite à la mise en place des interconnexions. Nous en restons là et vous laissons le plaisir d'expérimenter par vous-même, car cela en vaut la peine. Nous regrettons beaucoup de ne pas disposer de plus d'espace pour vous permettre de goûter à toutes les facettes de ce lo-

giciel étonnamment accessible en dépit de sa sophistication. N.B. Le seul ennui que nous ayons rencontré lors de l'installation de ce programme a été un dongle réticent, mais il a suffi d'un coup de téléphone pour que le soir même parte un dongle de remplacement. L'absence de dongle n'a pas de conséquence dramatique sur le fonctionnement du programme si ce n'est qu'il devient impossible de sauvegarder ce que l'on a fait (??). Notons à l'intention des heureux possesseurs d'un accès à Internet que Protel dispose d'un domaine accessible à l'adresse <http://www.protel.com> où l'on trouve des versions d'évaluation de très nombreux logiciels développés par Protel. Nous tenons à le signaler car il nous semble qu'il est impossible, aujourd'hui, de passer à côté de cette caverne d'Ali-BaBa qu'est Internet.



électronique en ligne

NOUVELLE VERSION DE WINCIM

CompuServe met ses habits de printemps



S'il est un phénomène que l'on peut aujourd'hui qualifier « de société » c'est sans aucun doute celui des autoroutes de l'information. L'une des méthodes les plus simples et les plus agréables d'accès est sans aucun doute CompuServe. De plus en plus nombreux sont les membres de ce Service (avec un grand S). Le nombre de membres de CompuServe est, en Europe, en constante augmentation et cela n'est pas sans raison. Avec un nombre de connexion sans cesse croissant, Internet commence à donner, à certaines heures de la journée en particulier, des signes d'essoufflement.

Il n'est plus exceptionnel d'avoir à rester connecté pendant plus d'une heure avant d'avoir pu télécharger un fichier dépassant 1 Moctet. Le fait que CompuServe donne lui aussi accès à Internet depuis quelques mois n'est sans doute pas fait pour arranger les choses. Il n'en reste pas moins que l'accès à Internet n'est qu'une caractéristique « marginale » de l'intérêt de CompuServe. Et voici que CompuServe propose son Passport dont on retrouve et le contenu et le contenu sur la photo ci-contre. Si dans le temps il fallait lancer le NetLauncher pour accéder à In-

ternet, cette possibilité fait maintenant partie de la nouvelle version de WinCIM, la version française actuelle, la 2.0.1F, occupant 2 disquettes. La troisième disquette du Passport comporte les versions 1.0 de Home Page WizardSM et de Publishing WizardSM. Le rédacteur en chef national d'Elektor-France est lui-même membre de Compu-

serve depuis plusieurs années et c'est avec un intérêt non dissimulé qu'il suit l'évolution de son service d'accès aux autoroutes de l'information préféré.

Le coût mensuel, de l'ordre de 60 FF variable en fonction du cours du dollar, comprend 5 heures de connexion gratuites. Le coût est ensuite de 0,30 F/mn. Il existe également un abonnement donnant un nombre d'heures



plus important que les 5 de l'abonnement de base. Il est plus cher. Mais il est possible de faire bien des choses en 5 heures mensuelles.

Rappelons qu'il existe plusieurs accès « locaux » au réseau CompuServe:

Paris: 47 08 07 08 Lille: 20 91 87 80

Lyon: 72 41 97 89 Nice: 92 29 00 16

Strasbourg: 88 79 04 20 Toulouse: 61 71 49 55

Bruxelles: (02) 726 88 30 Luxembourg: 425 001

Numéro d'accès par le réseau Transpac: 36 06 44 44

Ceux qui ne se trouvent pas à proximité d'un noeud de communication CompuServe peuvent réduire leur note de téléphone en utilisant le réseau Transpac de France Télécom (FT): 1 unité FT/2 mn et un coût additionnel de 0,23 FF/mn apparaissant sur la facture CompuServe.

Laissez-vous aller aux plaisirs de la messagerie électronique, de la découverte de nombreux sites sur CompuServe et plus loin sur Internet. Cela en vaut la peine, croyez-moi.

d'accès et que l'espace disponible au-dessus des bancs de mémoire soit chichement compté, vu par exemple la présence de l'alimentation ou d'une autre carte... Il faudra donc commencer, avant de se lancer dans la réalisation de ce montage, peut trouver place dans le support prévu et sur laquelle de ses faces il faudra monter les connecteurs SIMM. Si l'on utilise plusieurs adaptateurs il sera sans doute nécessaire que l'on en utilise 2 qui soient implantés face à face aux positions extrêmes de la série de connecteurs SIMM que comporte la carte-mères soit dos à dos si on les implante au milieu de la série des dits connecteurs. Nous ne pensons pas qu'il soit nécessaire d'entrer dans le détail. Il est très difficile d'identifier tous les orifices à métalliser. Si vous réalisez votre propre platine (ce que nous ne pouvons que vous déconseiller) il faudra souder tous les contacts des composants sur les 2 faces. Les orifices encore ouverts à la suite de cette opération seront dotés de petites longueurs de queue de résistance soudées des 2 côtés de la platine. L'épaisseur de la platine est bien de 1,2 mm. Une platine d'épaisseur plus forte ne pourra pas s'enficher dans le connecteur SIMM, une platine d'épaisseur plus faible (1 mm) n'établira pas de contact correct avec les contacts du connecteur.

La rédaction

Gain en courant

Dans l'ampli « Nonante », ampli 90 W à IGBT (septembre 95) et d'autres amplificateurs de puissance les paires de drivers sont du type BD139/BD140. Dans les magasins de composants électroniques on trouve des transistors marqués BD139-10 ou BD139-16 (idem en ce qui concerne le BD140). Ces transistors ont-ils les mêmes caractéristiques techniques que les BD139/BD140 normaux ?

Le suffixe porté sur le BD139 et BD140 (de même que dans le cas de bien d'autres transistors) indique la catégorie de facteur de gain en courant du transistor concerné. Le nombre -10 indique un gain en courant typique de 100 (63 au minimum et 160 au maximum) à un courant de collecteur de 150 mA. Un transistor doté du suffixe -16 indique un gain en courant typique de 160

(100 minimum et 250 maximum). En l'absence de suffixe le gain en courant du BD139 et BD140 concerné peut se situer entre 40 et 160. Ce sont ces dernières valeurs que l'on prend en compte chez Elektor lorsque le schéma et la liste des composants ne comportent pas de suffixe pour les dits transistors. Il est recommandé, si l'on envisage d'utiliser une paire de transistors complémentaires dans une paire, de faire en sorte qu'ils aient un gain en courant aussi proche l'un de l'autre que possible. Si l'on n'a pas les moyens de faire ses propres mesures il vaut mieux utiliser 2 transistors ayant le même suffixe. La rédaction

le programmeur Flash en Chine

Je travaille actuellement pour le compte d'une firme allemande à Hangzhou (Chine). Nous avons réalisé, pour l'utiliser lors d'un cours, un exemplaire du programmeur Flash (Elektor n°203, mai 1995). J'ai cependant un problème avec un microcontrôleur d'Atmel : la lecture (code IC) fonctionne, mais la programmation est impossible. Nous avons essayé sans succès différents programmes de commande de terminal et câbles d'interconnexion. Le message d'erreur qui apparaît le plus souvent est un « time-out error ».

W. Noack

Ce qui nous paraît le plus vraisemblable est que l'ordinateur n'envoie pas de données vers le programmeur. Pour trouver la raison de ce problème vous pouvez, à l'aide d'un oscilloscope ou d'un analyseur logique, vérifier la présence de données sur la broche 3 du connecteur subD à 9broches, K1. Le niveau de la broche 8 (CTS) de K1 détermine l'émission de données par l'ordinateur. Une valeur de +12 V libre le transfert, une tension négative à cet endroit bloque le flux de données. Il n'est pas mauvais de s'assurer que le signal CTS arrive bien sur la broche correspondante de l'embase subD de l'ordinateur. En cas de doute on pourra relier momentanément ces 2 contacts à l'aide d'un conducteur distinct. La transmission de données et le fonctionnement correct de la ligne de commutation CTS indiquent une liaison série correcte. La rédaction

AIDES À LA RÉALISATION

Elektor ne fait pas la vente de composants. Ceux-ci sont normalement à trouver chez un revendeur de composants. Il nous a cependant semblé nécessaire, suite à de nombreuses lettres, de résumer sur cette demi-page les informations cruciales pour la lecture et la compréhension des articles publiés dans Elektor. Nous utilisons, pour l'indication des valeurs de composants, les préfixes (classiques) suivants :

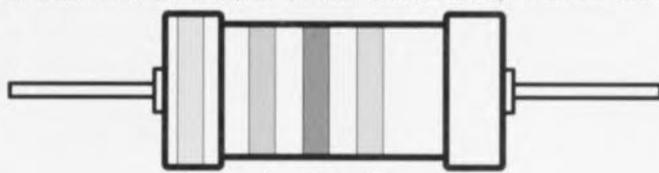
E (exa) = 10 ¹⁸	a (atto) = 10 ⁻¹⁸
P (peta) = 10 ¹⁵	f (femto) = 10 ⁻¹⁵
T (tera) = 10 ¹²	p (pico) = 10 ⁻¹²
G (giga) = 10 ⁹	n (nano) = 10 ⁻⁹
M (mega) = 10 ⁶	μ (micro) = 10 ⁻⁶
k (kilo) = 10 ³	m (milli) = 10 ⁻³
h (hecto) = 10 ²	c (centi) = 10 ⁻²
da (deca) = 10 ¹	d (deci) = 10 ⁻¹

Dans certains schémas et dans la liste des composants nous préférons utiliser, contrairement aux recommandations IEC et BS, le préfixe + symbole comme caractère délimiteur en remplacement de la virgule. 2 exemples :

$$3k\Omega 9 = 3,9 \text{ k}\Omega \qquad 4\mu F7 = 4,7 \mu F$$

Sauf mention contraire, la tolérance des résistances est $\pm 5\%$ et leur wattage 1/3 à 1/2 watt. La tension de service des condensateurs est de $\geq 50 \text{ V}$.

La valeur d'une résistance est indiquée à l'aide d'un code de couleurs qui définit comme suit :



couleur	1 ^{er} chiffre	2 ^{ème} chiffre	facteur multiplicateur	tolérance
noir	--	0	--	--
marron	1	1	$\times 10^1$	$\pm 1\%$
rouge	2	2	$\times 10^2$	$\pm 2\%$
orange	3	3	$\times 10^3$	--
jaune	4	4	$\times 10^4$	--
vert	5	5	$\times 10^5$	$\pm 0,5\%$
bleu	6	6	$\times 10^6$	--
violet	7	7	--	--
gris	8	8	--	--
blanc	9	9	--	--
or	--	--	$\times 10^{-1}$	$\pm 5\%$
argent	--	--	$\times 10^{-2}$	$\pm 10\%$
rien	--	--	--	$\pm 20\%$

Exemples :

marron-rouge-marron-or = 120 Ω , $\pm 5\%$
jaune-violet-orange-marron = 47 k Ω , $\pm 1\%$

Lors de la mise en place des composants on commencera en règle générale par l'implantation des composants passifs de la taille la plus faible, c'est-à-dire les ponts de câblage, les résistances et les petits condensateurs; on passera ensuite aux supports pour circuits intégrés, aux relais, aux condensateurs de forte capacité tels que les électrolytiques et aux connecteurs et autres embases. Les semi-conducteurs vulnérable et les circuits intégrés fragiles seront montés en dernier.

Le soudage. On utilisera un fer à souder d'une puissance de 15 à 30 W doté d'une pointe fine et de la soudure à âme de résine (60/40). On enfiche les connexions du composant concerné dans les orifices prévus à cette intention, on les replie légèrement, on les coupe à la bonne longueur et on procède à leur soudure; on attend de 1 à 2 secondes jusqu'à ce que l'alliage étain/plomb devienne liquide et vienne souder relier la connexion au métal de l'orifice. On peut alors enlever le fer à souder. Attention à éviter de surchauffer le composant en particulier les circuits intégrés et les semi-conducteurs. S'il faut désouder un composant on utilisera de préférence un fer à dessouder à pompe aspirante ou un appareil spécialement prévu à cet effet.

Le dépannage. Si le circuit ne fonctionne pas correctement, il faudra comparer soigneusement les composants mis en place sur la platine avec la sérigraphie de l'implantation des composants et vérifier leurs caractéristiques à l'aide de la liste des composants. Tous les composants se trouvent-ils à leur place (celle prévue sur la sérigraphie)? Les polarités des composants en ayant une a-t-elle bien été respectée. N'avez-vous pas fait d'erreur dans le branchement des lignes d'alimentation? Toutes les soudures faites sont-elles « saines »? N'avez-vous pas oublié de pont de câblage? Si le schéma de la réalisation en cause comporte des valeurs de mesure, les éléments mesurés sur le circuit imprimé correspondent-ils à ces valeurs – on peut accepter une dérive de $\pm 10\%$ des dites valeurs.

Il arrive que nous ayons à publier des corrections éventuelles concernant l'une ou l'autre réalisation, ce que nous faisons dans les plus brefs délais dans l'un des magazines publiés ultérieurement. On notera que la rubrique « le coin du lecteur » contient de temps à autre des commentaires ou/et des informations additionnelles concernant des montages publiés dans un numéro précédent.

LE CATALOGUE HITACHI

disponible sur CD-ROM Hitachi Limited annonce la disponibilité sur CD-ROM d'un nouveau catalogue des produits Hitachi, couvrant la gamme H8 de microcontrôleurs et la gamme superH d'unités RISC 32 bits. Ce nouveau titre d'ajoute aux CD-ROM existants sur les unités opto-électriques et les mémoires. En plus des avantages évidents apportés par les CD-ROM à Hitachi comme à ses clients, puisqu'ils sont plus faciles à expédier, ranger, manipuler et mettre à jour, le logiciel fourni avec les disques simplifie les recherches dans les 19 000 pages de données. Par exemple, si le développeur s'intéresse aux unités dotées de convertisseurs A/N multiples, une fonction de re-

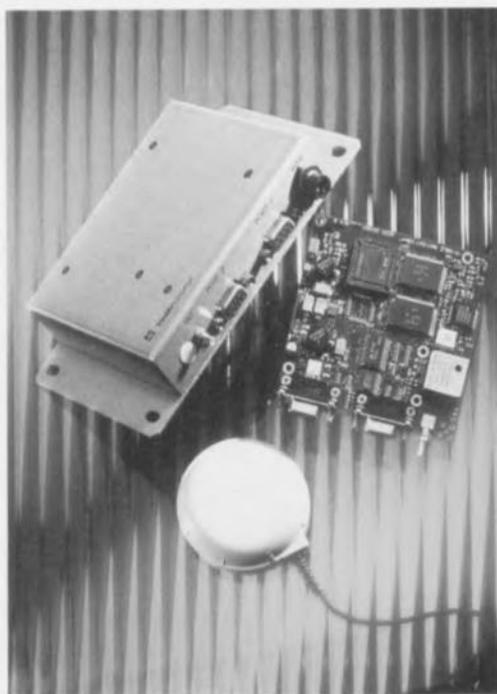
cherche lui permet d'obtenir la liste de ces unités et d'imprimer, s'il le désire, les fiches techniques correspondantes. Les informations sont présentées sous forme de texte, de graphiques et de photos dans un format CD-ROM hybride, exploitable pas des utilisateurs Macintosh^(R) et Windows^(R). Le processus de production de ces disques respecte les normes ISO 9002, ce qui assure une fiabilité des informations aussi complète que possible. La documentation CD-ROM sur les microcontrôleurs constitue une étape supplémentaire dans le but poursuivi par Hitachi avec son système HEADS (Hitachi Electronic Application Document System) pour rendre la documentation technique acces-



sible et disponible à un public aussi vaste que possible.

HEADS, programme mondial, fournit cette documentation technique à tous les utilisateurs, quel que soit le système sur lequel ils veulent la lire. Par exemple, les CD-ROM actuels utilisent le format Adobe PDF qui assure la portabilité des documents. Ces derniers peuvent être lus sous Windows, DOS, Macintosh et UNIX et utilisés directement sur WEB (Internet).

SÉRIE SV6



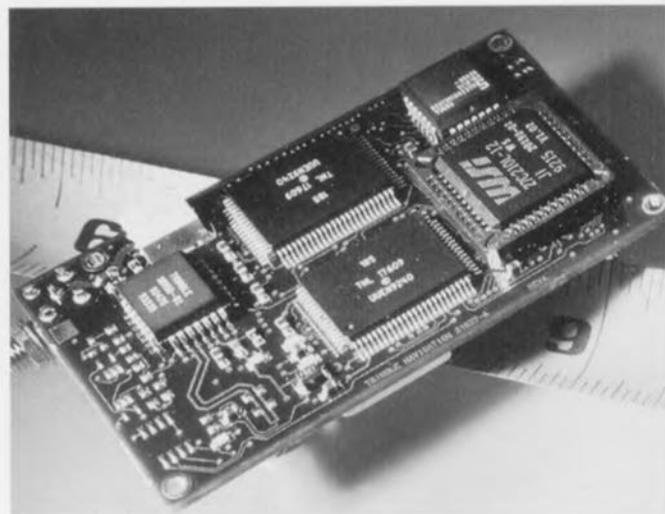
Récepteurs GPS universels
Vous n'aurez pas manqué de remarquer l'article consacré au DGPS ailleurs dans ce magazine. Il existe en France une société parfaitement au niveau dans ce domaine: Trimble. Dans l'enveloppe rebondie que nous avons reçue sur les différents produits concernant le (D)GPS, nous en avons choisi 2 qui nous semblent susceptibles d'intéresser nos lecteurs amateurs de réalisations personnelles.

Il s'agit ici de platines et de modules pour récepteurs GPS pour applications OEM. Cette série SV6 met à la disposition des assembleurs (OEM) ou des intégrateurs de système des platines GPS hautes performances (série SVEe-Six) voire des modules tout faits (Série SVEe-SixPlus) qui fournissent 24 heures sur 24, quelles que soient les conditions météorologiques et où que l'on se trouve sur notre planète, une position extrêmement précise de l'endroit où l'on se trouve. Cette famille de récepteurs suit jusqu'à 8 satellites GPS, en utilisant en règle générale 6 pour déterminer une position. Les filtres de position et de vitesse dont ils sont dotés garantissent une actualisation souple de la position

dans le cas d'applications mobiles en particulier. Les produits de la série SV6 fournissent également un signal horaire d'une grande précision ainsi qu'un signal d'une impulsion par seconde (1 PPS), tous 2 synchronisés avec une dérive inférieure à la micro-seconde par rapport à UTC, le temps universel. Il existe un System Designer's Starter Kit qui comprend toutes les composantes nécessaires à l'évaluation et à l'intégration des produits de la série V6. Il existe bien d'autres modules, circuits imprimés et extensions, sans oublier des antennes, qui nous paraissent

très intéressants dans la gamme des produits distribués par Trimble France, tels que cette carte GPS à peine plus grande qu'une carte de crédit (attention l'échelle est en pouces = 2,54 mm) utilisée sur un certain nombre de flottes de taxis et autres systèmes de navigation montés sur certaines BMW. Son prix, de 1 200 à 1 500 FF, la met à la portée de nombreuses bourses.

À quand une réalisation personnelle à base de carte GPS ??? La question reste posée.



SMARTCORE™



Le module SmartCore™ de Z-World est plus qu'un contrôleur; sur moins de 5 cm au carré, il s'agit d'un noyau compact avec un microprocesseur puissant entouré de sa cour de mémoire, de circuiterie de commande de

puissance, de décodeur d'E/S, d'horloge en temps réel, de chien de garde et d'EEPROM. Si l'on prévoit l'utilisation d'un noyau SmartCore™ il suffira d'ajouter l'interface et la logique de commande. Les avantages de l'approche «μ-noyau» est une réduction sensible des risques de problèmes de développement, une simplification du développement du logiciel et une diminution impressionnante

de l'intervalle entre la décision de développer un produit et sa mise sur le marché. Le nouveau SmartCore™ est disponible en 4 configurations qui offrent le choix entre 32, 128 Koctets de RAM, des composants optionnels (EEPROM, horloge en temps réel, et superviseur 691) et vitesse (9 et 18 MHz); son prix va, selon le modèle, de quelque 485 à un peu plus de 2 000 FF.

Le SmartCore™ est supporté par le système de développement Dynamic C™ de Z-World. Ce compilateur/éditeur/débogueur interactif comporte des bibliothèques très fournies, des programmes d'exemple et un kernel temps réel. Dynamic C permet de développer rapidement un programme embar-

qué fiable, qu'il s'agisse d'un programme de 500 ou de 20 000 lignes de code. Existant pour DOS et Windows, Dynamic C vaut moins de 3 000 FF. Notons qu'il existe un kit d'évaluation qui comprend un SmartCore™, une version d'évaluation de Dynamic C (sans possibilité de programmation autonome de l'EPROM = il faut rester connecté au PC) et tous les accessoires nécessaires au test de cette approche de conception. Le SmartCore™ s'enfiche dans la platine d'évaluation toute l'électronique nécessaire et une zone d'expérimentation à pastilles métallisées.

Nous avons découvert que Z-World créateur de SmartCore™ était représenté en France par Micro Delta Industries.

CARTE D'EXTENSION CF01

carte de comptage pour codeur absolu

La carte d'extension CF01 proposée par SELIATEC est spécialement conçue pour des applications d'automatismes et de régulation. Cette carte de base est configurable de 1 à 4 voies de comptage pour compteurs absolus, par l'adjonction de modules MC 01. Caractéristiques du module de comptage MC 01 :

- Interface SSI
- Code Gray, configurable jusqu'à 25 bits
- Codeur mono ou multi-tours (2 x 4096 points)
- Fréquence d'horloge programmable, 125 ou 250 kHz

• Entrées et sorties selon norme RS 422

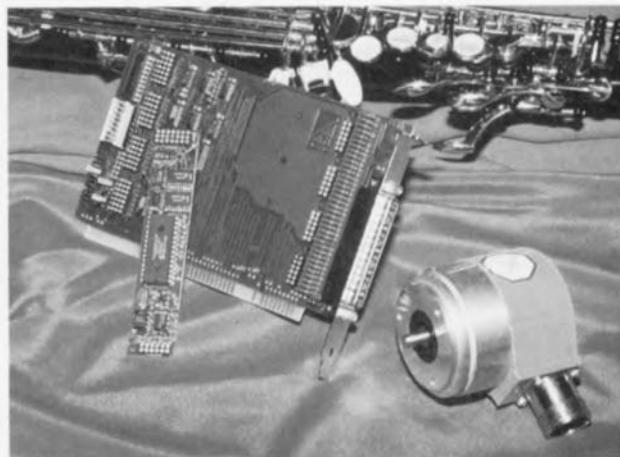
Avantages de la carte CF01 :

- La carte CF01 permet d'accueillir de 1 à 4 modules de comptage, pour codeur absolu ou incrémental, et de les combiner avec tout autre type de module d'entrées et de sorties digitales et analogiques disponibles dans la gamme Seliatec.

- L'adressage de la carte est libre par micro-interrupteurs.
- Les interruptions disponibles sont pour le bus XT et AT: IRQ2, 3, 4, 5, 6, 7, 10, 11, 12, 15.
- La carte dispose d'un connecteur Sub-D 37 broches

sur lequel peut s'enficher directement une carte munie de bornes à visser.

La carte et les modules sont livrés avec des drivers Windows, des exemples de programmation et une notice d'utilisation française détaillée. Grâce à sa grande modularité, la carte multifonctions CF01 et les différents



modules de comptage, digitaux et analogiques, offrent l'avantage d'un excellent rapport qualité/prix.

JOURNÉES D'ÉTUDES

matériaux et composants piézo-pyro-ferroélectriques

Il nous semble qu'il s'agit là d'un sujet pouvant intéresser de nombreux lecteurs d'Elektor. Limousin Technologie est une association qui a une mission de service public auprès des PMI de la Région Limousin. Elle est, avec la SEE et le CRITT Céramique de Limoges, le co-organisateur de journées d'études qui

auront lieu à Limoges les 19 et 20 mars prochains. Ces journées feront le point sur les innovations dans le domaine des matériaux pour applications capacitatives, pyroélectriques, piézo-électriques, électrooptiques, ferroélectriques..., du point de vue de leur composition et de leur technologie de mise en oeuvre, permettant de les intégrer dans différents types de dispositifs. Dans ce dernier cas, l'accent sera plus particulièrement mis sur la réali-

sation et les caractéristiques des structures composites et des films. Ces journées réuniront les chercheurs du monde industriel et les universitaires intéressés par ces sujets.

Le programme du 19 mars 1996

- Session I: Les titanates
- Session II: Autres composés (Céramiques et polymères)
- En cours d'après-midi diverses séances posters-sessions.
- Session III: Les relaxeurs
- Le programme du 20 mars

1996

- Session IV: Les niobates et les tantalates
- Sessions V: Les céramiques massives - Les structures composites
- Session VI: Les couches épaisses et les couches minces
- Pour toute information complémentaire, droits d'inscription, tarifs étudiants, localisation, etc. contacter:
- Mme Martine Lejeune tél.: 55.45.22.22 ou
- Mr Xavier Fourot, tél.: 55.42.60.24

Le G.P.S. différentiel

navigation précise à l'aide de G.P.S. et des données de correction

M. Ohsmann

Une petite astuce permet d'augmenter très sensiblement la précision du système de navigation par satellites GPS (**G**lobal **P**ositioning **S**ystem = Système de positionnement global) pour des applications civiles. Les données de correction nécessaires sont transmises par différents véhicules hertziens (sans oublier les stations de radio FM avec R.D.S.), approche testée en « grandeur nature » à l'époque.

Le GPS a été mis « sur pieds » par le ministère de la défense américain de manière à disposer sur l'ensemble du globe d'un système de navigation précis reposant sur une constellation de satellites. Depuis lors, on a vu apparaître sur le marché des récepteurs au prix très abordable (de 3 à 4 000 FF) utilisables pour des applications civiles de sorte que l'on peut imaginer d'innombrables nouvelles possibilités d'applications qui vont de la navigation maritime à la gestion de flottes de camions en passant par le remembrement dans l'agriculture. Un récepteur

GPS utilise pour ce faire les signaux fournis par plusieurs satellites. Il est en mesure, si l'on suppose qu'il connaît l'heure avec une bonne précision (!), de calculer, à partir de l'instant d'arrivée des signaux des différents satellites, la distance exacte par rapport aux dits satellites. Dès lors qu'il connaît la position de ces satellites, il est capable d'en dériver sa propre position si tant est qu'il dispose des informations d'au moins 3 satellites. Il est même capable de calculer l'heure exacte pour peu qu'il soit en mesure de capter un 4^{ème} satellite. La position d'un satellite est fournie au récepteur par le satellite lui-même. Voici donc le principe de fonctionnement général; l'erreur de position

1

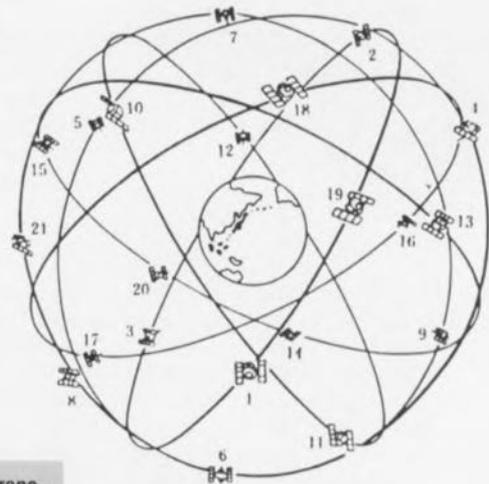


Figure 1. Le système GPS repose sur 21 satellites GPS NAVSTAR répartis sur 6 orbites quasi-circulaires inclinées à 63° par rapport à l'Equateur. Les orbites se trouvent à 20 000 km et la durée d'une révolution est de 12 heures.

est notablement inférieure au mètre (!). Une ribambelle de plus de 20 satellites garantissent en tout point du globe la réception simultanée d'au moins 6 satellites (figure 1).

IMPRÉCIS À DESSEIN

En vue de réserver à des objectifs militaires et autres desseins spéciaux cette précision élevée, on procède à une modification artificielle des signaux destinés aux applications civiles. On obtient ainsi ce que les américains appel-

2

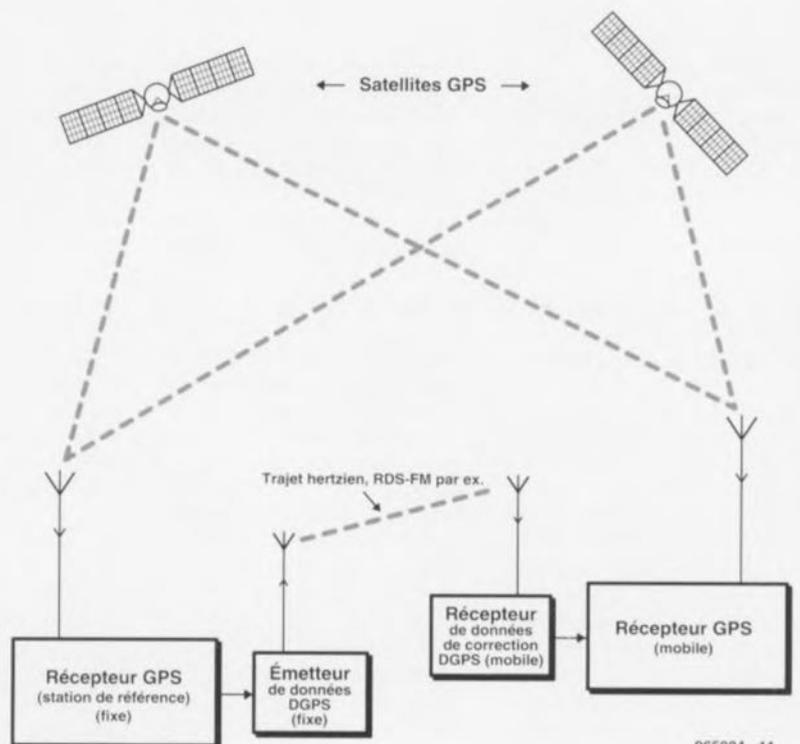


Figure 2. Synoptique d'un système DGPS utilisable pour une navigation de précision.

965004 - 11

lent avec un certain humour « the standard positioning service SPS with selective availability ». Dans ces conditions un utilisateur civil peut espérer une précision de positionnement comprise entre 30 et 100 mètres. Voici la technique utilisée pour la détérioration de la précision de positionnement: les satellites ne fournissent pas leur vraie position mais une position quelque peu « adaptée ». Ceci produit inévitablement une erreur de positionnement du côté du récepteur. L'erreur produite change ensuite peu à peu « aléatoirement ». Certaines « têtes bien faites » se sont creusées la cervelle pour trouver un moyen de remédier à cette détérioration de précision, situation ô combien « anti-démocratique ».

GAIN DE PRÉCISION À L'AIDE DE DGPS

Voici comment contourner la limitation introduite par les militaires : on positionne le récepteur GPS à un endroit dont on connaît les coordonnées avec une grande précision. Ce récepteur de référence peut ensuite déterminer approximativement quel satellite lui « ment » ainsi que l'importance de son mensonge. S'il transmet cette information à d'autres récepteurs ceux-ci peuvent augmenter sensiblement la précision de leur positionnement puisqu'ils savent dans quelle mesure se fait la détérioration de leur positionnement. Ce système a reçu le nom de DGPS, le D signifiant Differential (différentiel). Les données fournies par la station de référence sont appelées valeurs de correction DGPS. Pour pouvoir fournir ces valeurs à un récepteur GPS mobile il faut les lui transmettre par radio. L'ensemble de la structure prend la forme illustrée par le synoptique de la figure 2. Il existe différentes techniques de transmission de ces données DGPS. Elles sont, actuellement toutes testées intensivement; les voici :

Station FM avec RDS
Cela fait 10 ans déjà que le

système R.D.S. servant à la transmission d'informations additionnelles sous forme numérique fait chaque jour ses preuves. Ce système peut également être utilisé pour la transmission de données DGPS (on pourra également se référer à l'article « décodeur R.D.S. à PIC » publié ailleurs dans ce magazine). L'une des chaînes de stations de radio FM allemandes, la WDR (WestDeutscher Rundfunk) émet ce type de données depuis 1992, d'autres stations de l'ARD font de même depuis lors. Aux Pays-Bas la station de Lopik (Radio 2) émet ces informations depuis la mi-1995. Les figures 2 et 3 montrent le fonctionnement d'un système

DGPS de ce genre. Le grignotage de la figure 2 montre la position calculée sans DGPS sur une période de 24 heures, position qui varie de ± 30 m tout autour de la position vraie (centre du graphique). Avec le système DGPS, représenté en figure 3, la variation de position se limite à quelque 4 mètres. On peut dans ces conditions déterminer avec une précision remarquable où l'on se trouve. Les récepteurs radio adéquats peuvent être fabriqués pour pas cher et le nombre de stations émettrices nécessaires à la couverture du territoire est relativement peu important.

Station Grandes Ondes avec AMDS

Pour la radio travaillant en Modulation d'amplitude, on a développé un système, AMDS, permettant la transmission (inaudible), à 200 bits/s, de données numériques. Sa structure rappelle celle du R.D.S. et pourrait éventuellement servir à la transmission de données de correction DGPS. Ce système est utilisé par les télécommunications norvégiennes (TELEKOM). La station Grandes Ondes (G.O.) allemande Deutsche Langwelle Radio

3

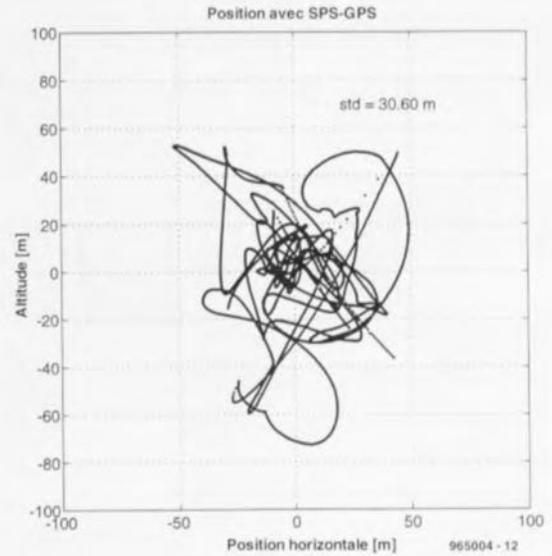


Figure 3. Courbe de position avec un système GPS standard : précision de positionnement de l'ordre de 40 mètres.

émet actuellement également des données AMDS à titre expérimental. La portée des stations G.O. étant très grande un unique et seul émetteur permet de couvrir une superficie très grande, de sorte que la distance séparant la station de référence et le récepteur local peut être très grande (jusqu'à 1000 km), ce qui a bien évidemment une influence sur la précision que l'on peut espérer atteindre. Si la distance entre la station de référence et le récepteur GPS était trop importante les valeurs de correction émises par la station de référence perdent une bonne partie de leur utilité.

Services Grandes Ondes
Parallèlement aux stations radio publiques il existe des

institutions non officielles qui émettent les données DGPS par le biais des G.O. Les Télécoms allemandes ont présenté un système lors du Salon de la Radio en 1995 et lui font subir actuellement des tests sévères. Aux Pays-Bas il existe une station de radio maritime (Hoek van Holland), qui émet également des données DGPS pour le trafic maritime, le Service des transmissions maritimes à Coblenz procède lui aussi à des tests de ce service potentiel.

En se basant sur les développements actuels on peut dire sans grand risque de se tromper que les données de correction DGPS seront très bientôt accessibles à monsieur-tout-le-monde de sorte que l'on pourra naviguer partout en Europe en connaissant sa position instantanée avec une extrême précision. (965004)

4

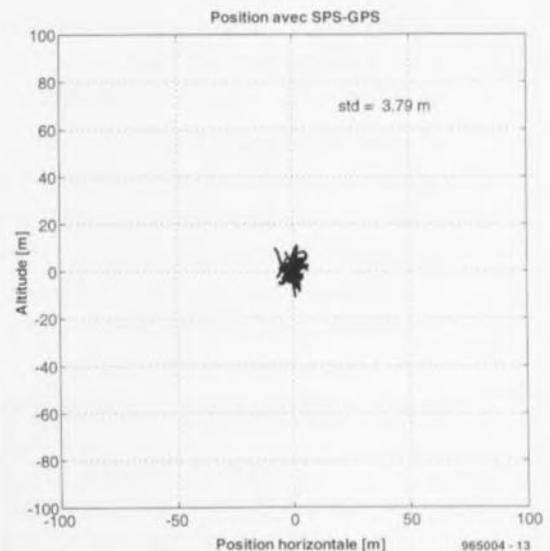


Figure 4. Courbe de position avec données DGPS véhiculées par signal hertzien R.D.S. : la précision ne varie plus que de quelque 4 mètres !