

+PC-PLUS:

Les Lauréats du Concours
« Logiciels à la pelle »



VU-mètre HF

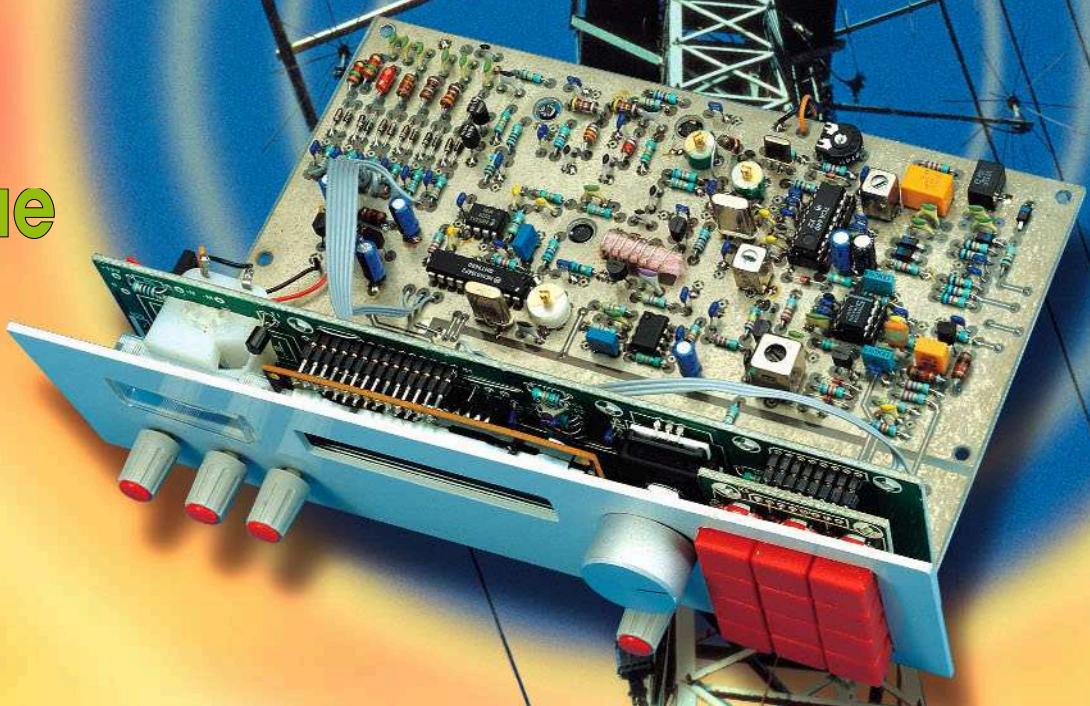


**Iridium:
telephone-satellite**

**récepteur universel
de 0,15 à 32 MHz**

**conductivité-
mètre**

**alarme
domestique
program-
mable**



SOMMAIRE

INFORMATIONS

22 Iridium

Le premier système téléphonique par satellites, Iridium, basé sur 66 satellites tournant à 780 km de notre planète est opérationnel depuis quelques semaines déjà.



30 applikator : starter futé

Un starter électronique offre certains avantages par rapport à un starter bi-lame à gaz dont un comportement optimal de mise en marche qui épargne tant la lampe que le porte-monnaie.

66 RadioText

Pour la réception de pages d'information par le biais d'un baladeur « écoutant » de la FM.

RÉALISATIONS

14 système d'alarme domestique programmable

Cet antivol avec interface vers PC à base de PIC 16C84 se caractérise par sa compacité et sa simplicité. Il est possible, par le biais d'un PC, d'en modifier le paramétrage.

18 pilote de LCD

Cette extension est, au départ, destinée à la mono-carte 80C32 BASIC Automate -gigogne décrit voici près d'un an dans Elektor.

26 VU-mètre HF

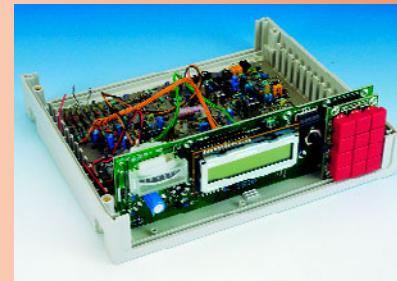
Cet instrument à large bande et plage de mesure étendue est un must dans tout laboratoire ayant affaire avec des montages à Hautes Fréquences.

34 conductivité-mètre

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, un tel instrument rend d'éminents services lorsqu'il faut juger de la qualité d'une eau.

54 récepteur universel (I)

Ce récepteur AM/FM/BLU est destiné à l'écoute de la plage des fréquences allant de 150 KHz à 32 MHz, la bande dite des Ondes Courtes.



60 convertisseur rehausseur CC-CC

Pour transformer toute tension d'entrée comprise entre 6 et 12 V en une tension de sortie allant respectivement de 10 à 22 V.

62 générateur vidéo multiburst

Il nous suffit de 2 circuits intégrés pour produire un excellent signal permettant de tester les téléviseurs et autres moniteurs vidéo.

RUBRIQUES

- 53 fiches de caractéristiques sur Internet
- 69 Infocartes : AD8307 – MB501L
- 71 Logiciels : VARIOTRONIC
- 73 Outils de développement : le STK200, Starter Kit d'Atmel
- 75 Marché
- 77 la Compatibilité ElectroMagnétique (EMC)
- 82 Publitronic Service
- 83 Petites Annonces Gratuites Elektor
- 84 Avant-première

CE MOIS-CI
DANS PC-PLUS :

Les lauréats du Concours:

- electrocardiographe
- Simulat 2.0
- MicroPascal
- analyseur logique 50 MHz
- enregistreur de température

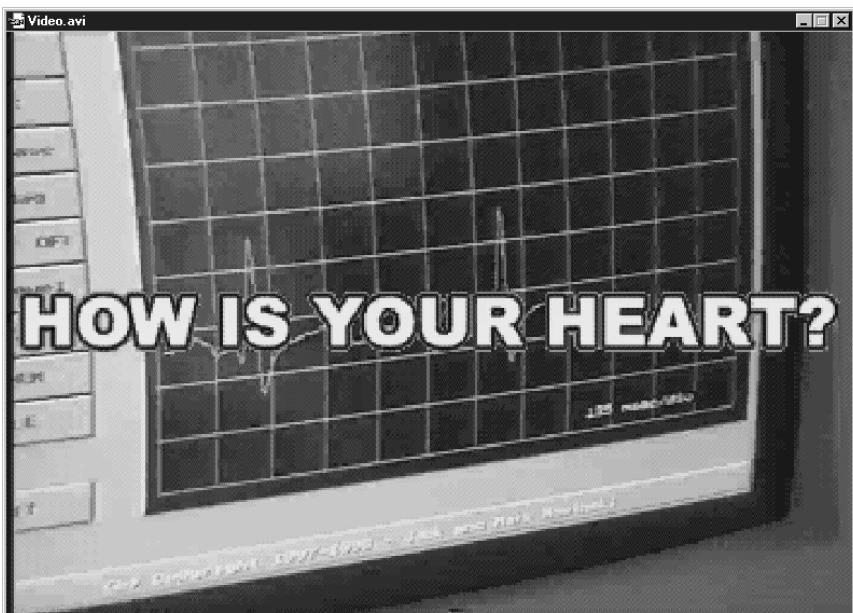
Le projet est un électrocardiographe évolué, d'une précision beaucoup plus grande que ceux utilisés aujourd'hui dans la plupart des hôpitaux du monde. D'une façon remarquable, le projet permet aux patients d'enregistrer leur propre ECG chez eux, et de transmettre par modem les données recueillies vers le cabinet de leur docteur.



Par Jack et Mark Nowinski

electrocardiographe

Premier Prix International



Le projet, qui inclut à la fois le matériel et le logiciel, couvre l'ensemble des trois thèmes du Concours International de Logiciels PC : *mesure, développement et communications*.

Le logiciel est l'outil le plus opérationnel du projet grâce à la haute précision qu'il atteint en utilisant les transformations de signaux et le traitement en temps réel du signal de l'électrocardiogramme fourni par l'électronique. Relativement au premier thème, *la mesure*, le programme est capable d'afficher la courbe du spectre total du signal en provenance de l'électronique, et d'en faire l'analyse. Cette dernière permet au logiciel de mesurer les aspects critiques de l'électrocardiogramme (ECG), tels que le complexe QRS, la fréquence des battements de cœur et le nombre de bat-

tements par minute (aucun électrocardiographe dans le monde n'a de dispositif semblable inclus dans une seule unité). Grâce au puissant jeu d'instructions des processeurs Intel x86 de 4^{ème} et 5^{ème} génération, les transformations mathématiques utilisées pour la mesure du signal ont permis la création de l'électrocardiographe le plus précis du monde.

Le projet est rempli de *développements* ; en premier lieu, les parties matérielles et logicielles ont été conçues et développées à partir de zéro. Une somme de développements a été réalisée sur l'électronique et le logiciel. De futurs développements sont toujours possibles à partir du logiciel, apte à créer des bases de données pour les utilisateurs (les patients) de l'électrocardiographe décrit ci-des-

sous. De même, le matériel a été conçu pour être extensible, et des routines logicielles sont fournies pour détecter si le processeur dispose d'instructions MMX en vue de futures portabilités et compatibilités. De cette façon, le projet utilise toujours au mieux le processeur en fonction du besoin.

Pour ce qu'il en est des *communications*, le projet communique avec le monde extérieur (1) via un port imprimante (parallèle), et (2) via un modem. Le port parallèle, à travers lequel les données sont transmises rapidement en mode bi-directionnel, permet au logiciel de piloter l'ensemble de l'électronique. Le modem est la seconde voie de communication entre le programme et le monde extérieur. Le projet est d'abord prévu pour être utilisé par les patients chez eux. Une personne souffrant du cœur et disposant d'un ordinateur chez lui appliquera des électrodes médicales classiques sur son corps, et pourra transmettre son ECG au cabinet d'un docteur de façon à permettre à celui-ci de l'étudier et de déterminer si un secours médical est nécessaire. Le signal de l'ECG peut être transmis en temps réel à l'aide du modem et une information à jour et précise peut ainsi être analysée par un médecin, le logiciel ayant la capacité de réaliser lui-même l'analyse médicale.

Le programme

Le logiciel utilisé pour développer ou compiler le programme est le C++ de Borland, version 5.01 (avec assemblage inclus).

Le programme est basé sur une interface graphique utilisateur (GUI, *Graphical-User-Interface*) de la concep-

tion personnelle de l'auteur, voir **Figures 1a à 1d**. La majorité des opérations logicielles sont placées dans le menu sur la gauche de l'écran, et quelques opérations particulières de mesure dans la fenêtre d'affichage. La fonction du programme est d'afficher la courbe de l'ECG sur l'écran et, si nécessaire, de la transmettre au cabinet d'un docteur (ce dernier devra utiliser le même programme pour recevoir le signal ECG). Le programme peut recevoir des données par deux canaux (on peut en rajouter d'autres, mais pour une utilisation médicale normale et chez soi, un à deux canaux sont suffisants). Les deux canaux peuvent être affichés simultanément, l'un détectant ce qui s'appelle le complexe QRS pendant que l'autre détecte d'autres arythmies.

Une autre première pour un électrocardiographe est l'utilisation d'une **BASE DE TEMPS** pour une interprétation et une analyse précise du signal ECG. Les autres options, « **X MAG**, **TRIGGER**, **MODEM** et **FILE** » sont expliquées dans la présentation multimédia contenue dans le CD-ROM fourni (voir à la fin de l'article). En résumé, l'option « **X-MAG** » divise encore plus fortement les paramètres de la base de temps par des diviseurs entiers, la touche de commande « **TRIGGER** » (Bascule) définit les niveaux de détection, et la touche « **MODEM** » met en route le modem (en même temps qu'elle compose le numéro de téléphone à appeler) et dicte au programme de transmettre l'ECG sur la ligne téléphonique. Avec « **FILE** » (fichier), vous ouvrez et sauvegardez les fichiers ECG, aidant ainsi à

construire une base de données pour une utilisation ultérieure par un médecin. La totalité de la bibliothèque graphique utilisée par le programme a dû être écrite à partir de zéro, et les auteurs ont dû configurer jusqu'aux interruptions du port parallèle et paramétrier différents types de modem avec leurs protocoles. En résumé, la fonction du logiciel est de représenter graphiquement les signaux ECG entrants (depuis l'électronique à travers le port parallèle), et de réaliser une très intense analyse du signal, pour finalement sauvegarder la forme d'onde et/ou la transmettre au cabinet du docteur ; le logiciel mesure le signal ECG, développe une base de données et communique avec le monde extérieur en envoyant le signal à un service médical.

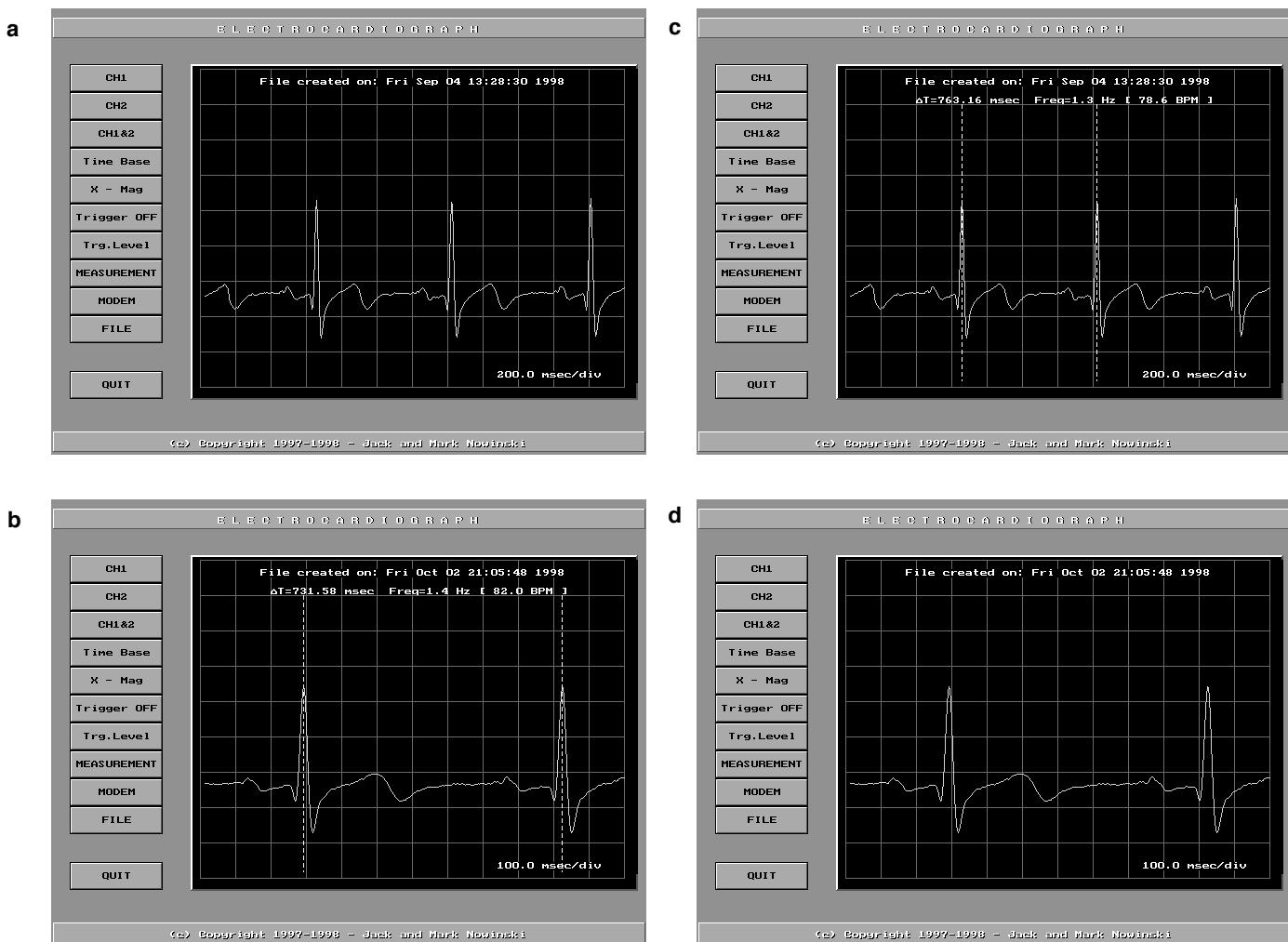


Figure 1a. Cette copie écran représente la trace de la courbe ECG. Les touches de commande sur la gauche pilotent le traitement du signal ECG entrant. Par exemple, en cliquant sur les boutons droit ou gauche de la souris, on peut augmenter ou réduire la base de temps sur la grille.

Figure 1b. Cette copie écran ressemble à celle de la figure 1a, mais le dispositif de mesure a été activé. La base de temps (en bas à droite) est un facteur paramétrant le temps exact (Δt).

Figure 1c. Cette copie écran montre le programme travaillant avec une autre base de temps (100,0 ms/div).

Figure 1d. Les résultats de mesure correspondant à l'image précédente. On remarque que les pics sont plus écartés sur l'écran, mais on se sert de la base de temps pour obtenir une mesure précise.

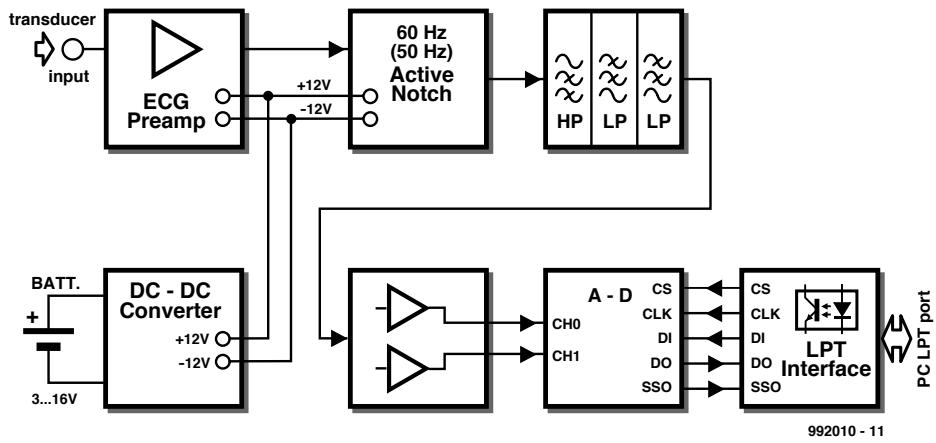


Figure 2. Schéma simplifié de l'électronique de l'électrocardiograph.

L'électronique

Comme le schéma simplifié de la Figure 2 le montre, l'électronique est composé d'amplificateurs, de filtres actifs, d'un convertisseur analogique-numérique, et d'un convertisseur-inverseur continu/continu. Un filtre combiné passe-bas et passe-haut très précis (filtre actif Butterworth du 4^{ème} ordre) a été conçu et réalisé pour éliminer les parasites externes émis par les lignes électriques et les mouvements de peau sous les électrodes. Le filtre combiné dispose d'un taux très élevé d'élimination de façon à s'assurer de la disposition des fréquences requises et de l'élimination des autres. Un convertisseur-inverseur continu/continu a été conçu et incorporé parce que certains circuits intégrés nécessitent des tensions négati-

ves et plus élevées que les tensions TTL habituelles.

Un convertisseur analogique-numérique (à 12 bits) est utilisé pour numériser le signal analogique ECG afin qu'il soit reconnu par le logiciel de l'ordinateur, ce qui améliore aussi l'analyse ultérieure du signal par le programme. Des isolateurs optiques sont utilisés pour envoyer le signal numérisé depuis l'électronique vers l'ordinateur à travers le port parallèle (LPT) ; les isolateurs optiques sont nécessaires dans ce genre d'équipement médical pour isoler la tension d'alimentation de l'électronique de celle de l'ordinateur.

Malheureusement, la place manque pour reproduire tous les schémas et dessins des circuits imprimés de l'électronique réalisés par les auteurs. Le

schéma de l'amplificateur d'entrée de l'ECG est cependant présenté en Figure 3. Les entrées de ce circuit sont connectées aux électrodes ECG standards, comme le montre le merveilleux clip vidéo de Jack et Mark Nowinski, dans lequel ils décrivent le développement et l'utilisation ordinaire de leur projet. Ce clip vaut la peine d'être visionné !

Tous les logiciels, les codes source, les fichiers de schémas et de dessins de circuits imprimés, ainsi qu'une vidéo de démonstration (format AVI), fournis par les auteurs sont disponibles sur un CD-ROM (PC Software 98/99) qu'on pourra se procurer auprès des éditeurs début janvier 1999.

992010-1

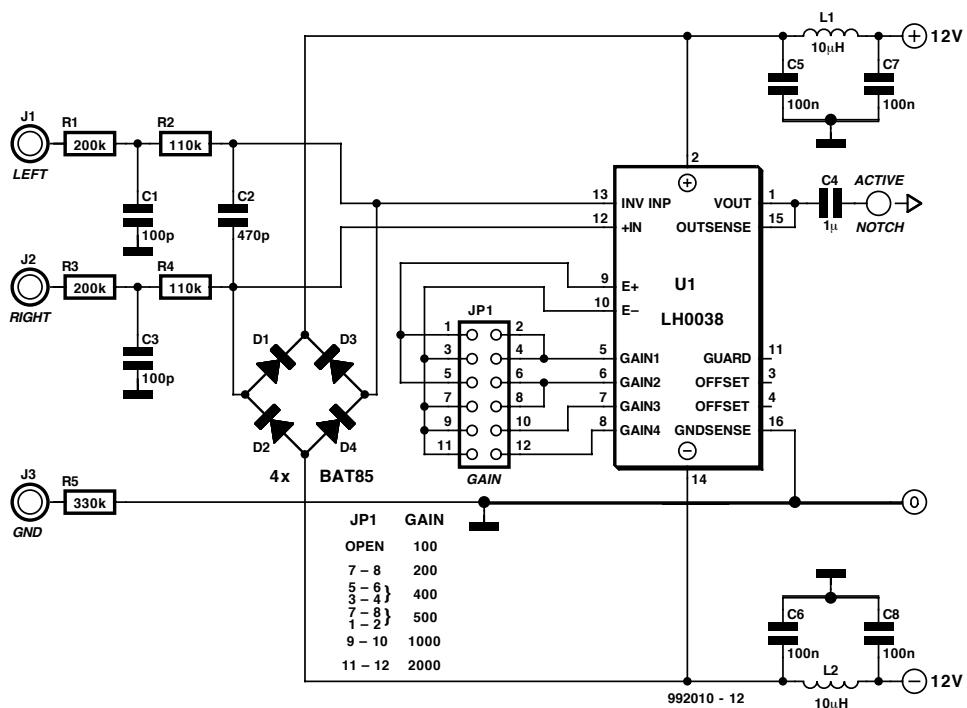


Figure 3. Schéma du circuit de l'amplificateur d'entrée ECG. Le circuit utilise un amplificateur à gain programmable LH0038.

Avec l'apparition, presque chaque mois, d'un nouveau logiciel de simulation logique sur PC, chacun sait aujourd'hui que la simulation logique sur P.C. peut remplacer le câblage de maquettes pour la base de l'électronique digitale.

Projet : J.P. Strzalka

1er Prix France

Simulat 2.0

simuler la logique sous Windows



C'est là la raison du développement de **Simulat 2.0**, le logiciel ayant conquis de haute main la première place des lauréats de langue française, en provenance de l'Hexagone pour la plupart. Ce programme s'adresse aux étudiants, enseignants et aux amateurs recherchant à approfondir leurs connaissances en logique combinatoire et séquentielle. **Simulat 2.0** vous permet de créer des schémas logiques sur la fenêtre de travail de votre ordinateur. Et par la suite de lancer une simulation en utilisant des interrupteurs, des afficheurs ou des voyants pour commander et visualiser

le déroulement logique du schéma. **Simulat 2.0** est capable de gérer jusqu'à 4 schémas simultanément.

Installation du programme

L'installation du programme est facile sous Windows 95: En activant avec le pointeur de la souris la commande « Démarrer/ Exécuter », Windows affiche une boîte de dialogue à l'écran, il suffit alors de saisir la commande suivante : « A:\setup » et d'appuyer sur le bouton OK pour que Windows lance la procédure d'installation. Le programme



d'installation construit un groupe de programmes intitulés « Simulat » contenant 3 icônes. La première des icônes du groupe permet de lancer Simulat. Pour cela exécutez un double-clic du bouton gauche de la souris sur cette icône qui représente le simulateur.

Saisir un schéma

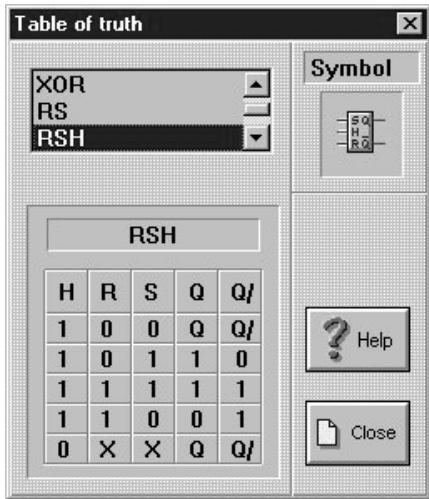
Le programme permet de créer des schémas, pour cela, il possède des outils permettant aux utilisateurs de placer des opérateurs de base ou des fonctions : portes, bascules, additionneurs, multiplexeurs, démultiplexeurs, temporiseurs ou compteurs. La **figure 1** vous propose une recopie d'écran de l'un des exemples les plus complexes, celui d'un compteur.

Le programme de simulation

L'outil crayon permet un routage manuel à angle droit entre les portes logiques. Pour cela, il suffit de choisir le crayon dans la barre d'outils, et de cliquer avec le bouton gauche de la souris sur une entrée ou une sortie d'un opérateur. Puis, de tirer la souris jusqu'à l'opérateur suivant, et de relâcher la souris.

Simulat permet également l'utilisation du Presse-papiers pour couper, copier, effacer et coller des éléments du schéma avec l'outil « copie ».

Simulat possède des outils d'effacement : d'opérateurs, de liaisons et d'intersections. Il faut pour effacer un objet de choisir l'outil correspondant dans la barre d'outils.

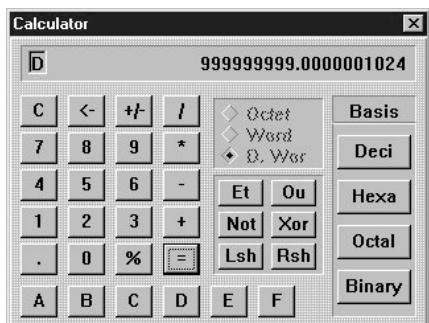


La table de vérité

Le schéma peut être enjolivé par du texte encadré ou non. Le choix de la fonte, la couleur et la taille des caractères sont possibles, ainsi que l'orientation du texte (sens vertical ou horizontal). L'utilisateur peut choisir la couleur, une ombre et le type de cadre qui entoure le texte. Les dimensions du cadre s'ajustent au texte (en fonction de la hauteur des caractères et de la longueur de texte). Il est possible d'affecter un commentaire à chaque schéma. La longueur maximale du texte est de 50 caractères.

Outils d'aide

La panoplie d'outils intégrés à la feuille de travail est complétée par une puissante calculatrice « spéciale logique », capable entre autres choses d'opérer des conversions de bases, de réaliser des décalages à gauche comme à droite. En base binaire la taille de l'opérante est réglable de l'octet de 8 bits au double mot de 32 bits.



La calculatrice

De plus une table de vérité des principaux opérateurs est disponible, cet aide-mémoire s'affiche à l'écran en choisissant la commande correspondante. Un simple clic de la souris sur le nom de l'opérateur choisi dans la liste

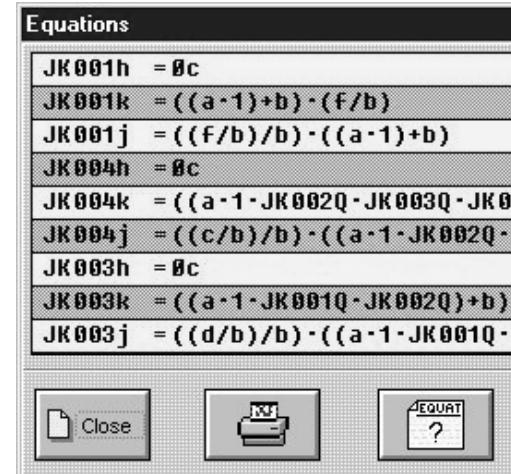
déroulante, permet d'afficher la table de vérité et le symbole correspondant.

Simulation du schéma

Après avoir créé et sauvegardé le schéma, il est possible de lancer une simulation. Le programme teste les liaisons et affiche le déroulement du test. Les erreurs rencontrées sont mises en évidence et affichées dans une boîte de dialogue. Si Simulat ne rencontre pas d'erreur, il est possible d'utiliser les interrupteurs, les voyants, les afficheurs et les roues codeuses pour manipuler le déroulement de la logique. Les liaisons du schéma sont affichées en différentes couleurs en fonction de leur niveau logique. La lecture du niveau logique des opérateurs est effectuée par un simple clic du bouton gauche de la souris sur une entrée ou une sortie d'un opérateur pour que le curseur se transforme en signe symbolique « zéro » ou « un ». De plus, Simulat vous met à disposition un oscilloscope qui permet de lire jusqu'à cinq signaux à l'aide des pointes de touche placées sur le schéma. La synchronisation de l'oscilloscope est possible sur un front montant ou un front descendant capté sur une des cinq voies d'entrées. Si le tracé n'est pas stable, vous pouvez insérer un retard de déclenchement de synchronisation.

Calcul des équations

Simulat vous permet de déterminer les équations à partir d'un schéma.



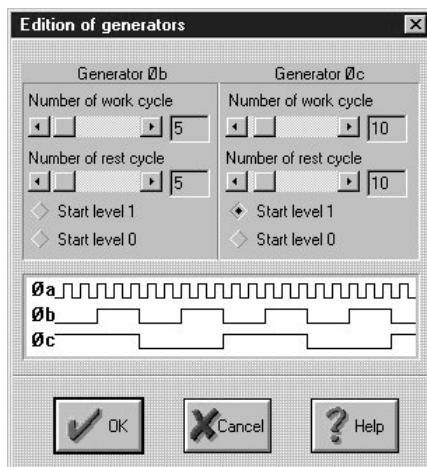
Fenêtre de calcul

La boîte de dialogue « Equations » vous permet d'imprimer les équations du schéma avec les options souhaitées (interligne, séparation, N° de page etc.). Il est possible de sauvegarder les équations dans le Presse-papiers ou dans un fichier sur votre disque. Simulat vous permet également de déterminer une équation partielle. Pour cela, il suffit de cliquer sur le bouton correspondant de la boîte de dialogue. Simulat referme temporairement celle-ci, vous permettant de cliquer sur la porte logique souhaitée. Le clic réalisé, la boîte de dialogue réapparaît à l'écran avec l'équation affichée sur un fond rouge.

Librairie

Vous avez la possibilité de sauvegarder des éléments d'un schéma pour construire une bibliothèque de schéma de base.

Pour cela, il faut choisir l'outil « Copie », et délimiter les éléments souhaités par un cadre en pointillé, puis de choisir la commande « Sauver un modèle sur disque » du menu « Librairie ». Par la suite, il suffit de choisir la commande « Chargé un modèle en mémoire » pour placer un élément de la librairie sur la fenêtre de travail à l'emplacement souhaité.



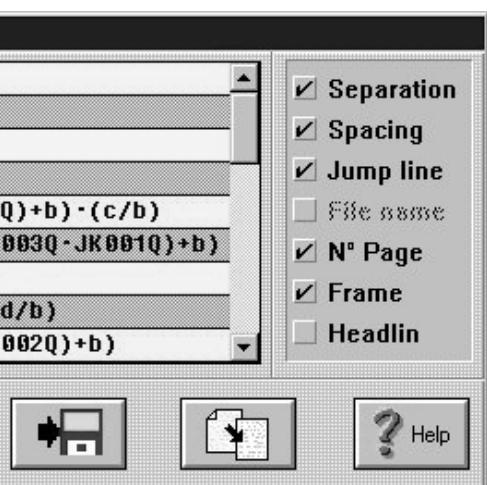
L'oscilloscope au travail

Il est possible de sauvegarder le tracé des signaux dans le presse-papiers ou dans un fichier. L'oscilloscope vous permet également d'imprimer le tracé avec une échelle souhaitée, ou encore de laisser Simulat calculer cette échelle pour adapter l'impression à la feuille de papier.

Palettes d'outils et de boutons

La palette d'outils et la palette des boutons permettent de modifier la présentation du programme à l'écran. Modifier la barre d'outils en palette

permet d'agrandir la surface visible de la fenêtre de travail et donc de voir une plus grande partie du schéma.



Ces palettes peuvent être placées sur l'écran à l'emplacement souhaité. De plus, il est possible de masquer les palettes et les barres d'outils.

Impression

Aperçu avant impression

Simulat assure également la visualisation avant impression.

Cette boîte de dialogue vous permet de choisir la zone à imprimer, l'échelle, la valeur de la marge, le remplissage du cartouche et de choisir la configuration de l'imprimante avant de lancer l'impression du schéma. Les boutons de la boîte de dialogue sont de types « répétition », cela permet de répéter la commande en restant appuyé avec le curseur de la souris sur le bouton de la commande désirée. Une compatibilité est assurée avec toute imprimante fonctionnant déjà en mode graphique avec d'autres applications Windows.

Pour imprimer un cartouche avec le schéma, cliquez sur le bouton « Cartouche », une boîte de dialogue s'affiche à l'écran vous permettant de saisir les champs de texte.

La boîte de dialogue « Mise en page » permet de spécifier les valeurs des marges d'impression. Dans l'en-tête de cette fenêtre, le programme affiche les dimensions de la zone imprimable de la feuille de papier en fonction de la configuration de l'imprimante installée.

Système d'aide

Un puissant système d'aide contextuel est disponible.

Pour cela cliquez sur le bouton « d'aide contextuelle » dans la barre des bou-

tons. Puis cliquez soit, sur une commande du menu soit, sur un symbole de la fenêtre de travail pour afficher une aide concernant élément souhaité.

Gestionnaire de fichiers

Le gestionnaire de fichiers vous permet de gérer vos fichiers de schéma. Le gestionnaire vous offre les possibilités de copier, de déplacer, de charger, d'ouvrir et d'effacer vos schémas. Il permet également d'afficher les propriétés des fichiers de vos lecteurs, l'espace de votre disque dur.

Divers

Comme **Simulat 2.0** fonctionne sous le système Windows, vous avez la possibilité de copier dans le Pressepapiers des écrans du programme pour les utiliser dans d'autres applications (Write etc..), et donc de créer des documents (support pédagogique).

Simulat 2.0 supporte le système « MDI » (interface à document multiple). Le programme vous permet de travailler avec quatre schémas simultanément. Les noms des schémas sont affichés dans le menu « Fenêtre », le basculement d'une fenêtre à l'autre est possible:

En cliquant avec le bouton gauche de la souris sur la fenêtre du schéma à activer.

En cliquant sur le nom du schéma listé dans le menu « Fenêtre ».

En choisissant l'option Suivant dans le menu système d'une fenêtre.

Simulat 2.0 supporte également le

système Ole 2.0. Les fonctions de liaison et d'incorporation permettent d'inclure différents types de données, ou objets, créés avec d'autres applications. La principale différence entre la liaison et l'incorporation d'objets tient au mode de stockage des données : les objets incorporés font partie du schéma (intégré dans le fichier), tandis que les objets liés restent stockés dans le fichier source (origine). Le schéma ne conserve que les informations relatives à l'emplacement de l'objet dans le fichier source.

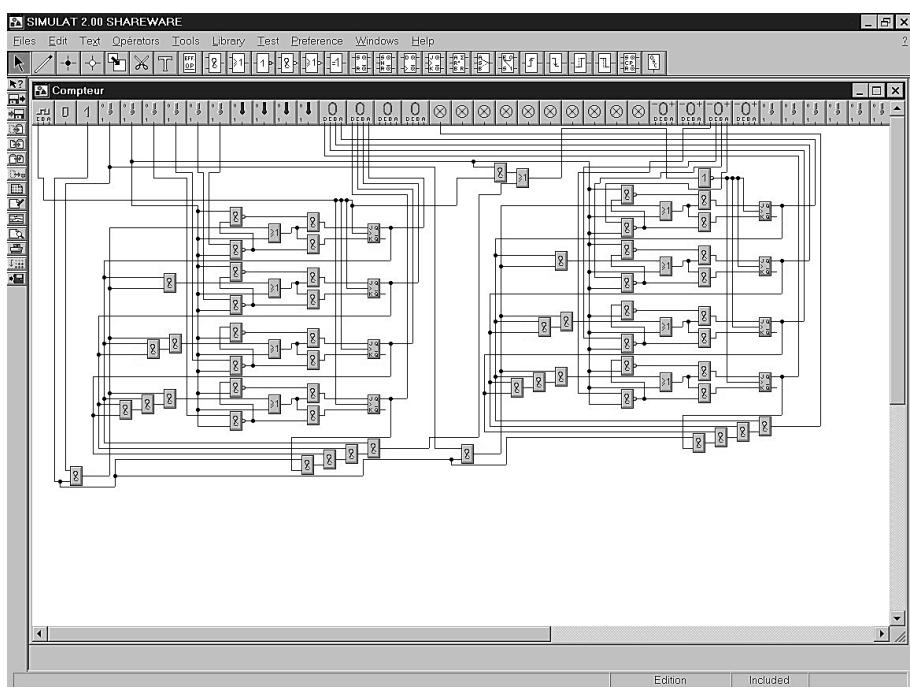
Simulat 2.0 assure le Glisser déplacer des fichiers schémas. Cela permet de sélectionner un ou plusieurs schémas dans le gestionnaire de fichiers, de les agripper et les placer sur la fenêtre du simulateur. Une fois que le curseur se trouve sur la fenêtre du programme, relâchez le bouton de la souris, le ou les fichiers sélectionnés sont chargés par le simulateur. Attention **Simulat 2.0** ne gère que 4 schémas simultanément.

Matériel

Il faut Windows 95 ou plus; la machine doit être équipée d'un processeur 386 ou plus, doté d'au moins 4 Moctets de mémoire vive, d'une carte VGA, et d'une souris. Un espace libre de 6 Mo est nécessaire sur le disque dur.

NdLR : La version proposée ici permet de travailler avec un maximum de 100 composants. Il existe une version plus complète disponible auprès de l'auteur (moyennant finances s'entend).

(992014-i)



Le logiciel du gagnant néerlandais au Concours International « Logiciels PC à la Pelle », que nous avons lancé dans le numéro double d'été, consiste en un compilateur MicroPascal pour les microprocesseurs de la famille MCS51. Il permet de programmer aisément ces contrôleurs en langage évolué, le Pascal. Un émulateur de ROM séparé simplifie encore la détection d'erreur.

projet : J. Van de Kamer

MicroPasca I

premier prix Pays-Bas

Composer de fond en comble un nouveau compilateur n'est pas une mince affaire. C'est pourtant ce que l'auteur a accompli, non sans rebondissements. Il a entamé son projet en Borland Pascal, puis après quelque temps, il a opté pour Delphi 1.0, avant de se reconvertir au Delphi 3.0. Deux années d'encodage, plus de 750 heures de travail, pour aboutir aux 29 731 lignes de programme source nécessaires à insuffler vie à ce compilateur et enfin le soumettre à la compétition entre logiciels originaux.

Compiler, c'est traduire

Ce que fait un compilateur est un vrai travail de traduction. Il faut transformer toutes les commandes d'un langage de programmation évolué en une suite d'instructions appartenant à un autre langage, plus proche du microcontrôleur. Au cours de cette procé-.

dure, le traducteur est confronté à trois sortes de vocables :

- des mots réservés tels que les commandes Begin et End
 - des mots qui représentent une valeur, comme le 1er janvier
 - des mots utilisés comme étiquette ou label.

Les commentaires placés entre accolades {} sont ignorés pendant la compilation. La première locution à trouver, c'est Program of Unit. Si elle reste introuvable, il se produit immédiatement une indication d'erreur. Autrement, on passe à la recherche de la suivante, dans ce cas-ci, un identificateur, auquel se joignent toutes les informations pertinentes au sujet du programme, son nom, les constantes, variables, etc. L'analyse du programme se poursuit jusqu'à ce que soit détectée une erreur ou la présence d'un point derrière une commande.

Chaque commande, le compilateur



la traite comme une procédure, laquelle peut, au besoin, s'appeler elle-même en cas d'emboîtement (nesting).

En cours de compilation, pour chaque nouvelle commande rencontrée, il fournit le langage machine correspondant. En gestionnaire organisé, il dresse au fur et à mesure la liste des commandes mises en oeuvre dans une bibliothèque appelée MCS51.dll. Avant de lancer la compilation, il est nécessaire de placer en mémoire les bibliothèques auxquelles il sera fait appel. À ce moment, les adresses des étiquettes et des transferts sont encore inconnues, le compilateur construit provisoirement du code relogéable. Il est enregistré avec l'extension .mpu (Micro Pascal Unit) et l'utilisateur ne peut en aucun cas le modifier, parce que le compilateur part du principe qu'il l'a lui-même rédigé sans faute. Le format de fichier est universel, si bien qu'on peut l'utiliser en combinaison avec d'autres microcontrôleurs. En seconde passe, le fichier est chaîné, les liens internes sont explicites, les adresses définitives associées aux étiquettes, aux procédures et aux fonctions. Le produit en est un fichier capable d'être inscrit en ROM, dans l'un ou l'autre des formats Intel-hex ou CPLI link.

L'utilisation de mémoire

La mémoire RAM est mise à contribution par les variables, les procédures, une unité arithmétique et logique virtuelle, la sauvegarde des piles logiques.

cielles et les résultats intermédiaires. Elle est remplie à partir du haut, soit \$FF pour la RAM interne et \$7FFF pour l'externe, du moins s'il y a 32 Ko de RAM externe employée. Les variables globales sont logées dans cette RAM externe. Dans le cas où les variables s'étendent sur plus d'un octet, elles sont situées dans des octets successifs. Ainsi, un mot se localise en \$7FFF pour l'octet haut et \$7FFE pour la partie basse. Une chaîne de 10 octets occupe 11 emplacements, 10 octets pour les caractères et le onzième pour indiquer la longueur. Le dernier caractère se trouve en \$7FFF, le premier en \$7FF6 et la longueur en \$7FF5.

Unité arithmétique et logique virtuelle

Pour étendre les opérations de calcul aux variables plus longues que l'octet, une unité arithmétique et logique (ALU) programmée est intégrée au logiciel. Elle ne s'occupe que des nombres au format large et se répartit sur deux blocs égaux, lo ALU et hi ALU. Elle occupe une part importante de la mémoire. Sa tâche est d'extraire les variables des piles et de les y replacer ainsi que d'effectuer les opérations mathématiques.

Autres particularités intéressantes

Lorsqu'on emploie des procédures ou des fonctions, on rencontre des variables locales qui ne servent qu'à l'intérieur de ces routines. En conséquence, c'est au compilateur qu'il revient de leur réservé l'espace voulu. La méthode la plus simple consiste à prévoir systématiquement un espace mémoire dans chaque procédure. En pratique, cela résulte en une perte considérable de place. Aussi, ce compilateur-ci inspecte-t-il toutes les procédures et fonctions du programme à compiler pour déterminer celle dont les besoins en octets de mémoire tampon sont les plus grands. Il réserve ensuite un espace de travail commun de cette taille, à la suite du logiciel ALU, où seront stockées les valeurs intermédiaires correspondantes.

Le reste de la mémoire RAM est disponible pour la pile. Micro Pascal y travaille à partir de l'adresse la plus haute (\$FF) vers le bas. C'est la solution retenue du fait que le contrôleur se sert des adresses basses, à partir de \$00, comme registres, puis derrière eux, comme pile du processeur. Les deux blocs peuvent ainsi se développer indépendamment l'un de l'autre

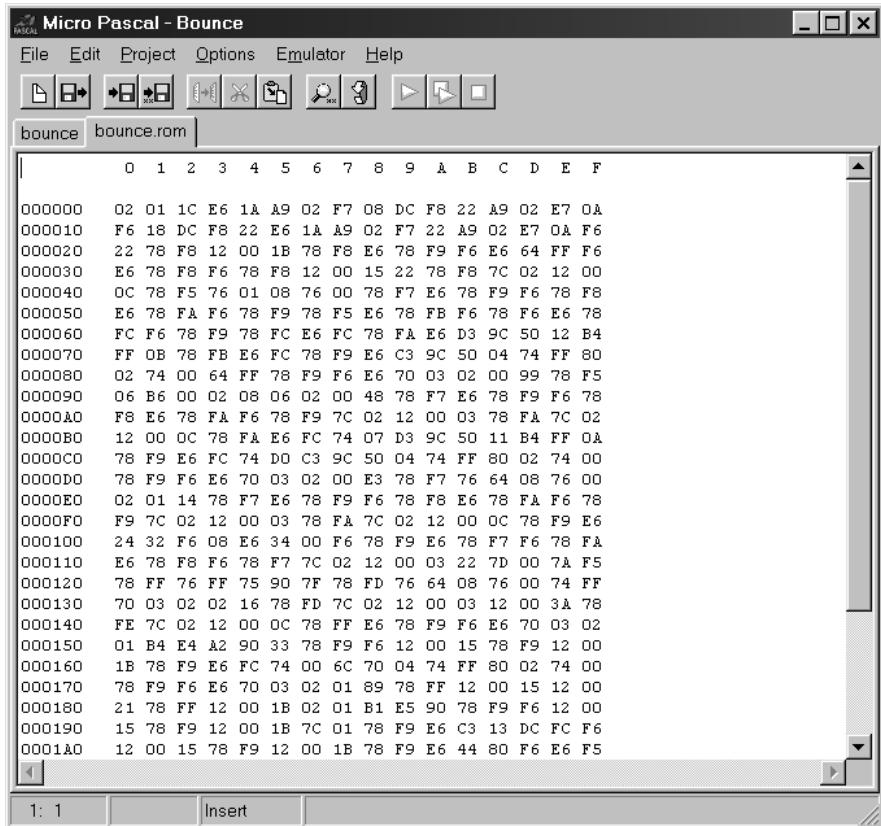


Figure 1. Copie d'écran de MicroPascal. Une aide efficace et simple au développement de logiciel pour les microcontrôleurs de la famille MCS-51. Sur les écrans successifs, le code source juxtaposé au langage machine destiné à la ROM.

et coexister sans conflit au fil de l'exécution du programme, pour autant que cet espace soit suffisant. Si ce n'était pas le cas en pratique, il conviendrait alors de réduire le nombre de variables ou de procédures invoquées.

À l'appel d'une procédure, il est possible de joindre paramètres et variables. Comme ces dernières sont référencées VAR, elles sont reconnues et adaptées au sein de la procédure. Qui veut utiliser les interruptions doit prévoir dans le code des modalités

particularières, parce que pareil événement peut survenir à tout moment. Il faut que la procédure d'interruption commence par sauvegarder toutes les données des variables locales et celles de l'ALU, avant de s'occuper de l'interruption proprement dite. Les registres internes doivent aussi être préalablement mis en sécurité. Naturellement, à l'issue de la procédure d'interruption, il convient de veiller à ce que toutes les informations reprennent leur place. On peut utiliser les interruptions pour

Variables en contenu

Type	nature	minimum	maximum
Byte (octet)	numérique	0	255
Word (mot)	numérique	0	65 535
Shortint	numérique	-128	127
Integer (entier)	numérique	-32 768	327 767
Boolean	numérique	faux	vrai
Char	caractère	1 caractère	1 caractère
String	caractère	0 caractères	suivant possibilités

la longueur maximum d'une chaîne de caractères (string) dépend de l'espace mémoire qui peut lui être attribué. Si l'est pas limité, la chaîne peut inclure 255 caractères alphanumériques.

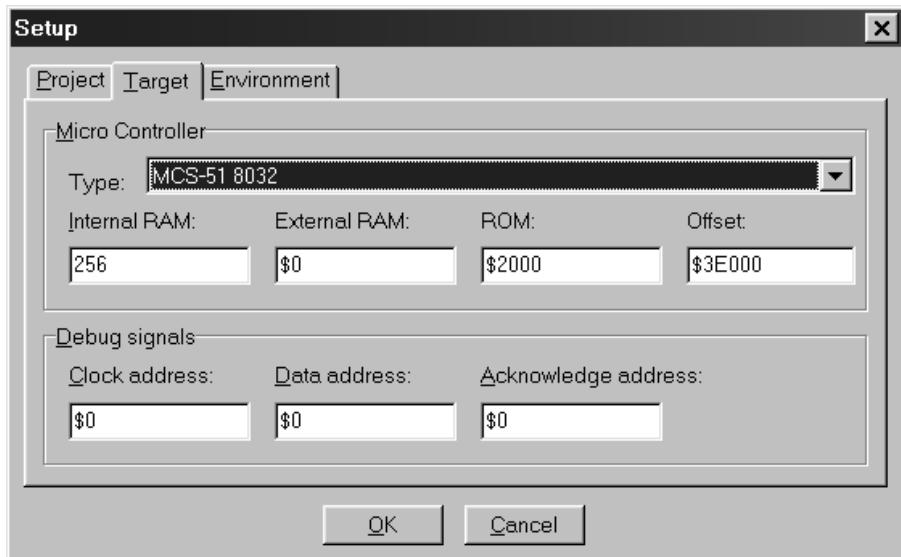


Figure 2. Une fenêtre de configuration permet de définir les caractéristiques particulières du matériel cible à base de MCS-51.

modifier des variables définies globalement. À remarquer donc qu'on ne peut travailler de cette manière sur des variables plus longues qu'un octet, lesquelles nécessitent des instructions de plusieurs octets. Il convient donc de ne communiquer avec le programme principal que par le truchement de variables d'un octet de long.

Déverminage

Éliminer les erreurs d'un logiciel prend du temps. Raison pour laquelle Micro Pascal est équipé de fonctions supplé-

mentaires comme aide dans cette recherche. Un matériel auxiliaire est aussi disponible sous forme d'émulateur de ROM d'une capacité de 256 Ko. On en trouvera le schéma ainsi que le dessin de la platine sous le fichier ROM emulator.doc sur le CD-ROM de PC-software 98/99.

Lors de l'édition des liens d'un programme, chaque point de déverminage se voit attribuer une identité propre, une valeur comprise entre 0 et 255, que le compilateur conserve en même temps que l'adresse du point, exprimée par le nom de fichier et le

numéro de ligne. La procédure de déverminage incluse dans le logiciel consiste à appeler une fonction de la bibliothèque qui fournit successivement l'identification et le contenu actuel des mémoires locales et globales. Micro Pascal connaît les variables actives au point de déverminage indiqué et présente la valeur indiquée suivie du contenu de toutes les variables correspondantes.

La méthode choisie nécessite la réservation à cet usage de trois bornes du processeur MCS-51 : deux sorties, l'une pour le signal d'horloge, l'autre pour la ligne TxD, et une entrée pour l'établissement de la liaison (handshake). Le protocole de mise en liaison est extrêmement simple. Le microcontrôleur met au niveau bas le bit 0 sur la ligne de données et un niveau bas également sur la ligne d'horloge. Micro Pascal les détecte et transmet un niveau bas sur la ligne d'accusé de réception (ACK). Ensuite, le contrôleur remet la ligne d'horloge au niveau bas et Micro Pascal recommence la même opération, suivie d'un accusé de réception. La rengaine s'égrenne à chaque bit à transmettre, sauf le dernier. Pour lui, Micro Pascal ne fournit pas d'ACK, ce qui entraîne le contrôleur dans une boucle sans fin. Simultanément, on peut analyser les résultats sur écran. S'ils sont satisfaisants, il n'y a plus qu'à choisir l'option « continue » du menu pour envoyer confirmation au contrôleur et le délivrer de sa boucle d'attente. Le programme peut alors continuer à se dérouler.

Cette mise en liaison assez primitive est favorable à une communication fiable en toutes circonstances. Cependant, le prix à payer, c'est l'occupation des trois broches du processeur et dans certains cas, il peut se révéler trop cher. C'est pourquoi la fonction reste optionnelle.

Eigences quant au système

Micro Pascal opère sous Windows 95 et réclame environ 10 Mo d'espace libre sur le disque dur. Si l'on veut faire usage de l'émulateur de ROM en option, il faut aussi disposer d'un port parallèle bidirectionnel accessible.

Micro Pascal est développé en fonction des processeurs MCS51 et est disponible accompagné de la bibliothèque relative à cette famille. Qui veut le mettre à la sauce d'un autre microprocesseur devra se créer la bibliothèque correspondante.

992012-1

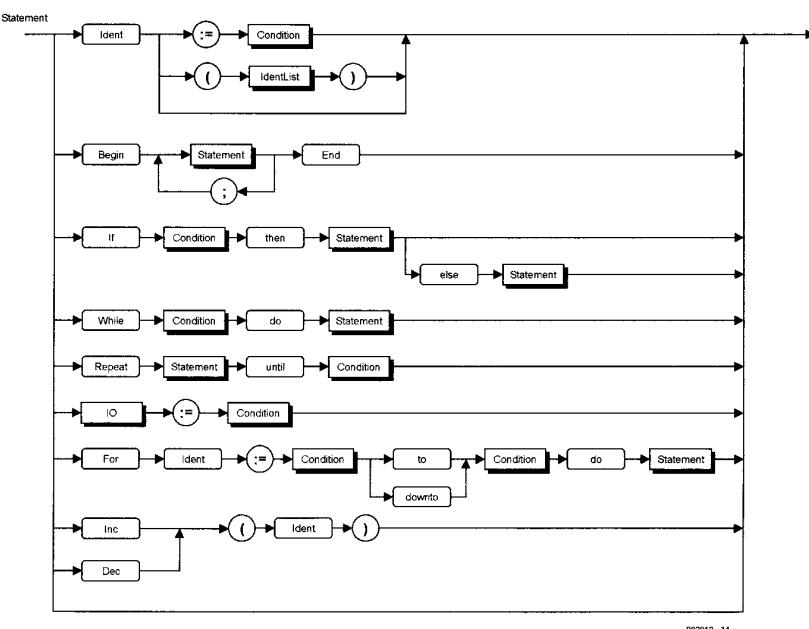


Figure 3. Cet ordinogramme révèle la méthode que le compilateur utilise pour déterminer la signification précise de chaque instruction du langage source.

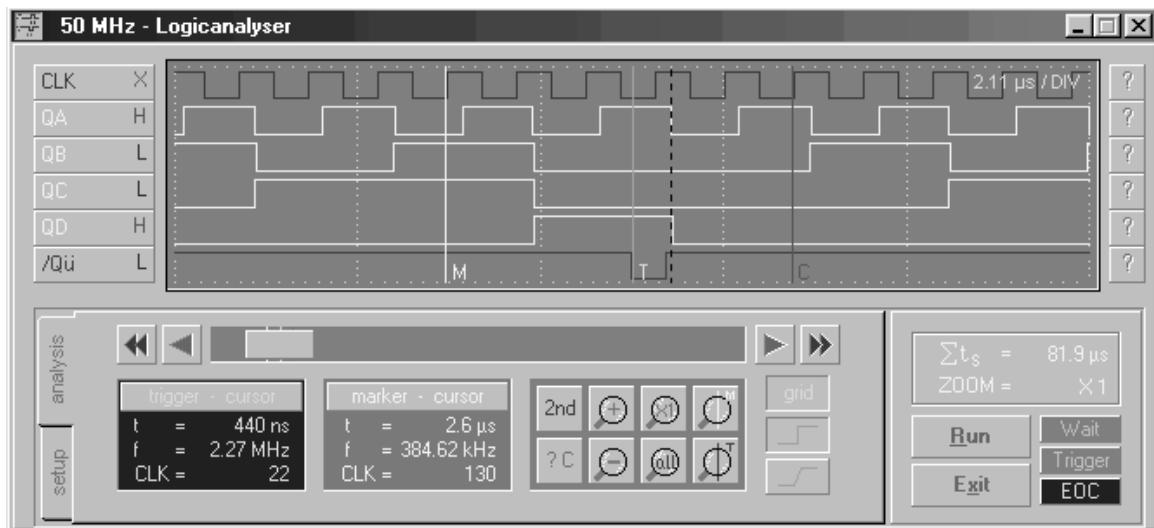
Cet analyseur logique de classe professionnelle ne nécessite qu'un investissement modeste en matériel et ne coûte donc qu'une fraction du prix d'un analyseur autonome comparable. La partie de l'instrument de mesure sous Windows tournant sur PC est simple à manipuler mais offre de nombreuses possibilités de représenter un signal.

par Karsten Böhme, Hartha (près Dresden)



PREMIER PRIX ALLEMAGNE

Analyseur logique 50 MHz à 16 canaux, liaison au port parallèle sous Windows



Caractéristiques techniques

- Ordinateur couplé par port EP (interface de l'imprimante)
- 16 canaux (tension d'entrée 3 V ou 5 V au choix)
- Fréquence d'échantillonnage 1 kHz – 50 MHz (ou cadence externe jusqu'à 50 MHz)
- Pré-déclencheur réglable de 1/8 à 7/8
- Déclenchement par CH00, CH15, par définition d'une configuration de bits ou externe
- Largeur min. des impulsions de déclenchement réglable <= 1, 4, 8, 15 échantillons
- Flanc de déclenchement réglable
- Sortie de fréquence 10 Hz – 50 MHz
- Niveau de la sortie de fréquence 3 V ou 5 V au choix.

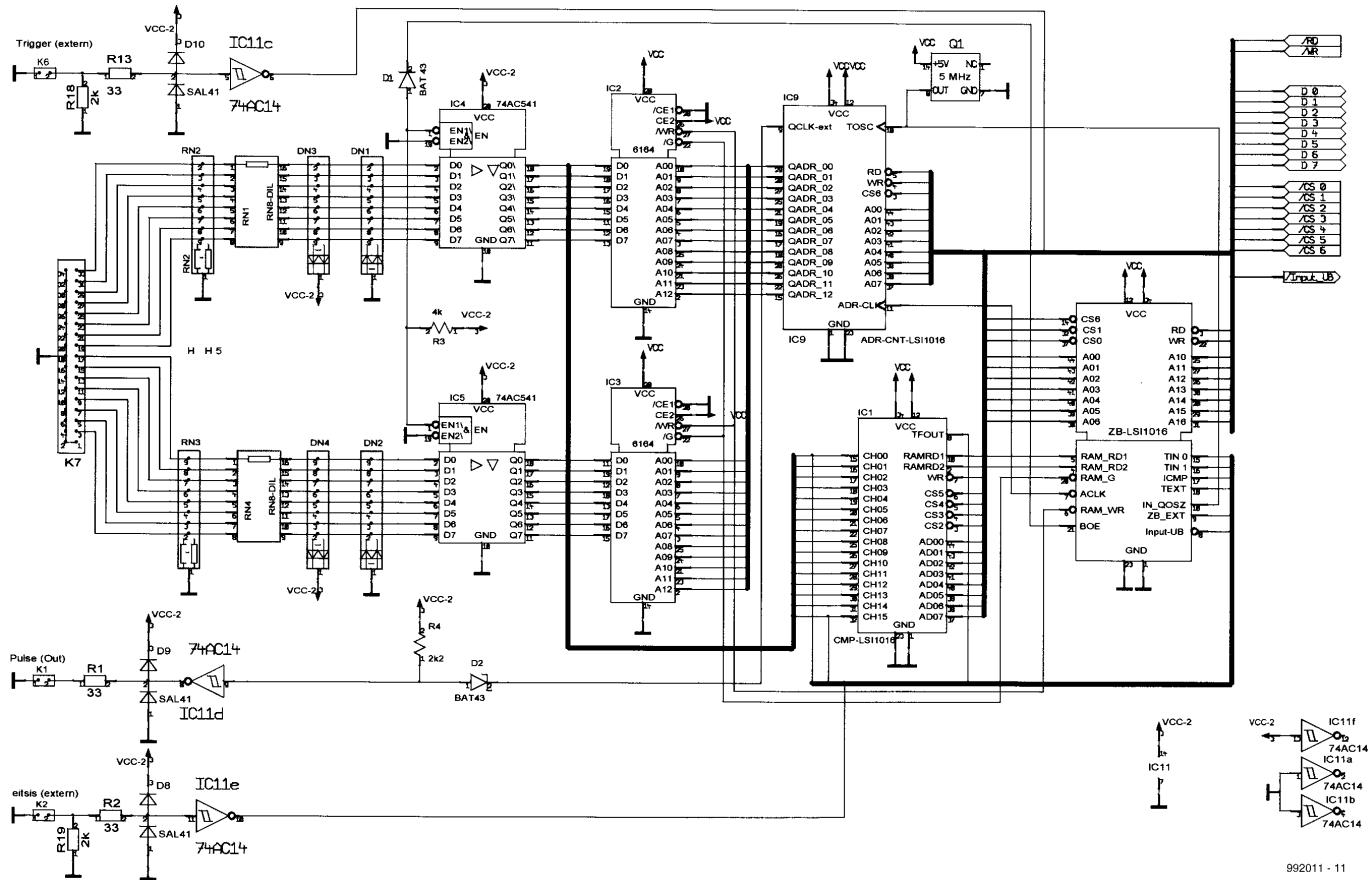
Cet appareil de mesure desservi par le panneau frontal virtuel de l'écran offre à son utilisateur, outre une interface familière, tous les avantages d'un couplage avec l'ordinateur sous Windows, par exemple la copie de l'affichage

de l'analyseur dans le presse-papiers et le traitement ultérieur des données de mesure par d'autres programmes Windows. Le matériel se compose essentiellement de quatre FPGA de Lattice type ispLSI 1016 comme le mon-

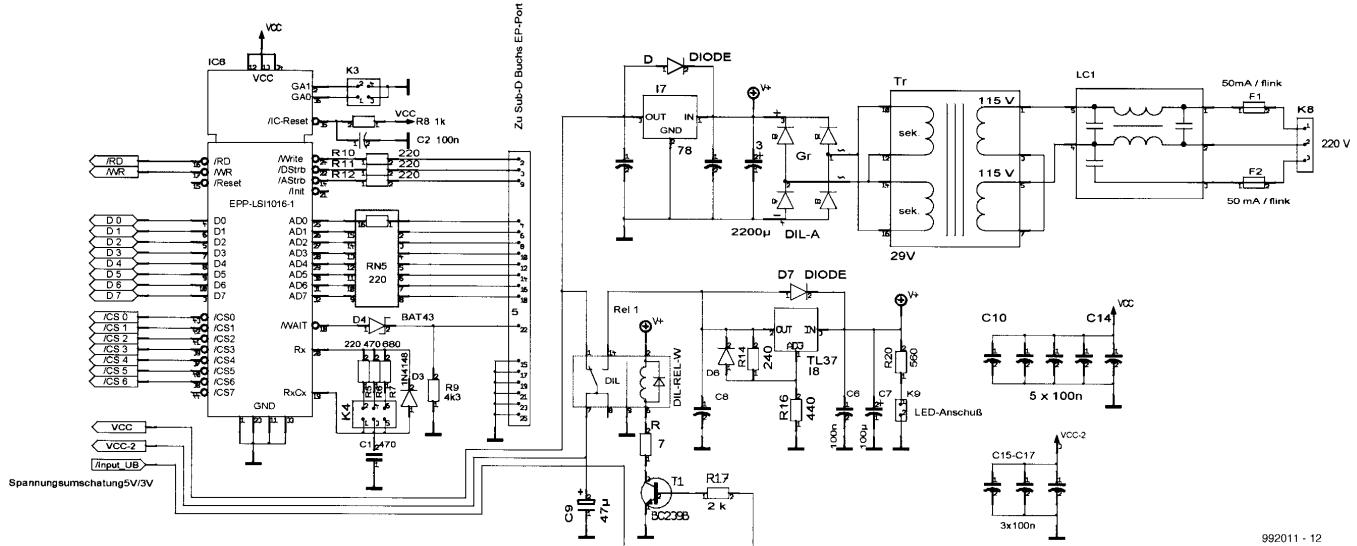
trent les deux parties du schéma de montage des **figures 1 et 2**. **IC6** (figure 2) gère les communications avec le port EP. Le numéro de l'appareil (3 pour l'analyseur) peut être modifié au moyen de deux cavaliers (K3) et le

délai du signal d'attente au moyen de K4. Un ordre d'écriture d'adresse indique au C.I. quelle liaison « Sélection de circuit » (*Chip Select*) positionner. Le C.I. en question est alors sélectionné lors de l'ordre de lecture ou d'écriture des données qui suit.

IC10 constitue l'âme de l'analyseur et abrite l'intégralité du séquenceur composé essentiellement d'un compteur prépositionnable avant/arrière de 12 bits avec logique d'évaluation. Ce compteur reçoit au début de la mesure la valeur de déclenchement préliminaire et décompte jusqu'à 0. Une fois là, il se désactive lui-même, positionne la valeur de comptage vers l'avant et libère la commande de déclenchement. Il est remis à la valeur de déclenchement préliminaire lors de l'arrivée d'une impulsion de déclenchement et



Figures 1 et 2. Le matériel de l'analyseur logique se compose essentiellement de quatre ispLSI (in-system programmable LS) de Lattice.



compte cette fois vers le haut jusqu'au dépassement de capacité. Une fois arrivé à ce point, il se désactive et désactive aussi les mémoires RAM et leur compteur d'adressage. Cela met fin à la mesure et il ne reste plus au logiciel qu'à lire le contenu des RAM. Ce C.I. comporte aussi des multiplexeurs d'entrée pour la base de temps et le choix de la source de déclenchement ainsi que le compteur de largeur minimale de l'impulsion de déclenchement.

Signaux de commande sortants :

- RAMRD_1 : lecture RAM1
- RAMRD_2 : lecture RAM2
- RAM_G: Sortie Active pour les deux RAM
- ACLK: signal de cadencement pour compteur d'adressage
- RAM_WR: Signal d'écriture pour les deux RAM
- BOE: Sortie Active pour les circuits d'attaque d'entrée

IC4/IC5

- Input_UB: envoyé à Rel1 pour commuter la tension des circuits d'attaque d'entrée et de sortie (IC4, IC5 et IC11)

IC9 contient les diviseurs de la fréquence de sortie variable, deux multiplexeurs permettant de les sélectionner ainsi qu'un compteur binaire 12 bits servant de compteur d'adressage des deux RAM. IC1 contient un multiplexeur

8 bits permettant de lire les deux RAM, les registres de mémorisation pour le mot de déclenchement choisi, ainsi qu'un comparateur qui positionne la sortie TFOUT au niveau Haut lorsque les niveaux aux entrées de l'analyseur reproduisent le mot de déclenchement. **IC2/IC3** sont deux SRAM rapides comportant chacune 8 K de mémoire. Les 4 K actuels sont en effet destinés à être remplacés par 8 K sur la platine.

IC4/IC5 sont des circuits d'attaque entre les entrées et les RAM, **IC11** sert de circuit d'attaque des douilles de sortie et de IC10. Tous les circuits d'attaque sur puces peuvent être commutés entre 3,5 et 5 V par le relais Rel1. L'alimentation, composée de IC7 et IC8, fournit les deux tensions.

Fonctions par logiciel et documentation

Le logiciel 32 bits (réalisé avec VB5) permet de maîtriser complètement le matériel et de parcourir aisément les 4 K mémoire de l'analyseur, de définir

deux lignes de mesure fixes et de sortir les valeurs de mesure. Il offre un curseur de point de déclenchement et un curseur de marquage, actionnés tous deux par la souris. On peut aussi sauter aux lignes de mesure en cliquant avec la souris. Des « pseudo-boutons » offrent une fonction d'agrandissement et un effet de loupe grossissante particulièrement commode permet de mieux visualiser une zone intéressante en étriant un rectangle dans l'affichage de l'analyseur. Les réglages et des enregistrements entiers peuvent être mémorisés avec des commentaires de grande taille et être rechargés par la suite. Il est possible de copier dans le presse-papiers le contenu de l'écran de l'analyseur comportant les lignes et les valeurs de mesure pour le transmettre à un traitement de texte ou tout programme similaire de traitement supplémentaire. Les canaux peuvent être colorés et munis d'étiquettes explicatives. Il importe que le plus grand nombre possible d'éléments de commande et d'affichage soient disponi-

nibles immédiatement sans qu'il soit besoin de parcourir trop de fenêtres à moitié recouvertes la plupart du temps. Ces éléments ont donc été répartis, contrairement à la méthodologie préconisée pour Windows, dans deux panneaux munis d'onglets et placés à un endroit fixe de la fenêtre contenant aussi l'affichage de l'analyseur.

La documentation de l'analyseur logique comporte, outre la description en format Word, les fichiers en format TIFF des circuits, de l'installation et du fonctionnement, les schémas de montage, la disposition générale et le détail de la disposition des composants sur la platine à double face. L'intégralité du code source du logiciel, des fichiers d'exécution et des fichiers d'exemples pour vérifier le fonctionnement du programme sont aussi disponibles. La documentation toute entière, ci-inclus les fichiers programmes de l'application et le programme d'installation, se trouve sur le CDROM du concours du meilleur logiciel PC, disponible dès début janvier.

HISTOIRE DE L'ÉLECTRONIQUE (1)

un regard par-dessus l'épaule au seuil d'un nouveau millénaire

Nous ne pensons pas qu'il nous soit nécessaire de vous convaincre de l'importance prise par l'électronique dans notre vie quotidienne. Quoi que nous puissions dire, ne serait toujours qu'un doux euphémisme. Jamais jusqu'à présent dans l'histoire humaine, une nouvelle technologie n'a, en aussi peu de temps, mis un cachet aussi marquant sur pratiquement toutes les facettes de notre société. Il suffit d'essayer de s'imaginer à quoi ressemblerait le monde en l'absence de tous ces acquis électrotechniques –pas de radio, de TV, de téléphone, pas d'éclairage électrique, ni non plus de voitures (l'allumage est et reste électrique), pas d'ascenseurs ni d'avions. Nos rues seraient le domaine des tramways à vapeur et des triporteurs, « ordinateur » serait un néologisme sans contenu. Au niveau de son impact sur notre société, l'électronique peut uniquement être comparée à des tournants tels que la découverte de l'écriture ou de l'imprimerie.

L'approche d'un nouveau millénaire nous paraît constituer une occasion de jeter un regard –sans trop de nostalgie– en arrière. Il existe de nombreux points de départ pour commencer une sorte de pèlerinage à travers l'histoire de l'électronique. Il est en effet difficile de définir avec précision le point où s'arrête la physique et où commence l'électrotechnique ou l'électronique. On peut envisager de définir d'autres critères pour le choix dudit repère et pourquoi n'opérions nous pas pour un repère historique important. Quel

serait-il ? La découverte du transistor nous paraît être une telle borne-étape, mais cela nous amènerait à nous limiter aux 50 dernières années de notre histoire vu que le transistor a été découvert en 1948. La découverte de la triode à vide en 1908 alors ? Il existerait de nombreux arguments justifiant un tel choix. La « Loi d'Ohm » de 1826 ? l'un des piliers indiscutables sur lesquels repose l'électronique.

Il vous faudra inévitablement oublier une certaine partie de l'histoire, car sans y faire attention, on se retrouve au temps de Newton, l'un des fondateurs de la physique moderne et, sans doute l'une des têtes, tout le monde semble d'accord à ce sujet, les « mieux faites » ayant jamais foulé le sol de notre bonne vieille Terre. Rien non plus ne nous interdit de remonter plus loin. Saviez-vous que l'électricité statique est une découverte des Grecs aux alentours de l'an 400 avant notre ère. Ils avaient constaté qu'un morceau d'ambre frotté avec un chiffon attirait de petits morceaux de parchemin et de paille. En grec, le nom de l'ambre est... vous l'avez deviné, « elektron » !

Il a coulé beaucoup d'eau sous les ponts entre l'« elektron » grec et la micro-électronique moderne. Il ne nous sera pas nécessaire de remonter aussi loin, la plupart des découvertes importantes datent des, disons, 200 dernières années. C'est là la raison de notre décision d'opter, comme point de départ de notre histoire de l'électronique, pour l'an 1800 –un joli nombre tout rond– qui de plus, le hasard fait bien les choses, fut une année remarquable par une découverte qui ultérieurement fut déterminante pour le progrès au cours de la première moitié du 19ème siècle. Nous vous en parlerons le mois prochain.



L'enregistreur de température utilise un transducteur (plus qu'un capteur) DS1620 et un microcontrôleur RISC AT89C1051 pour enregistrer et sauvegarder les valeurs de température. Le microcontrôleur connecte efficacement le transducteur au port série (RS-232) de votre ordinateur.

Par John Th. Kokkoris

enregistreur de température

Premier prix, Grande-Bretagne

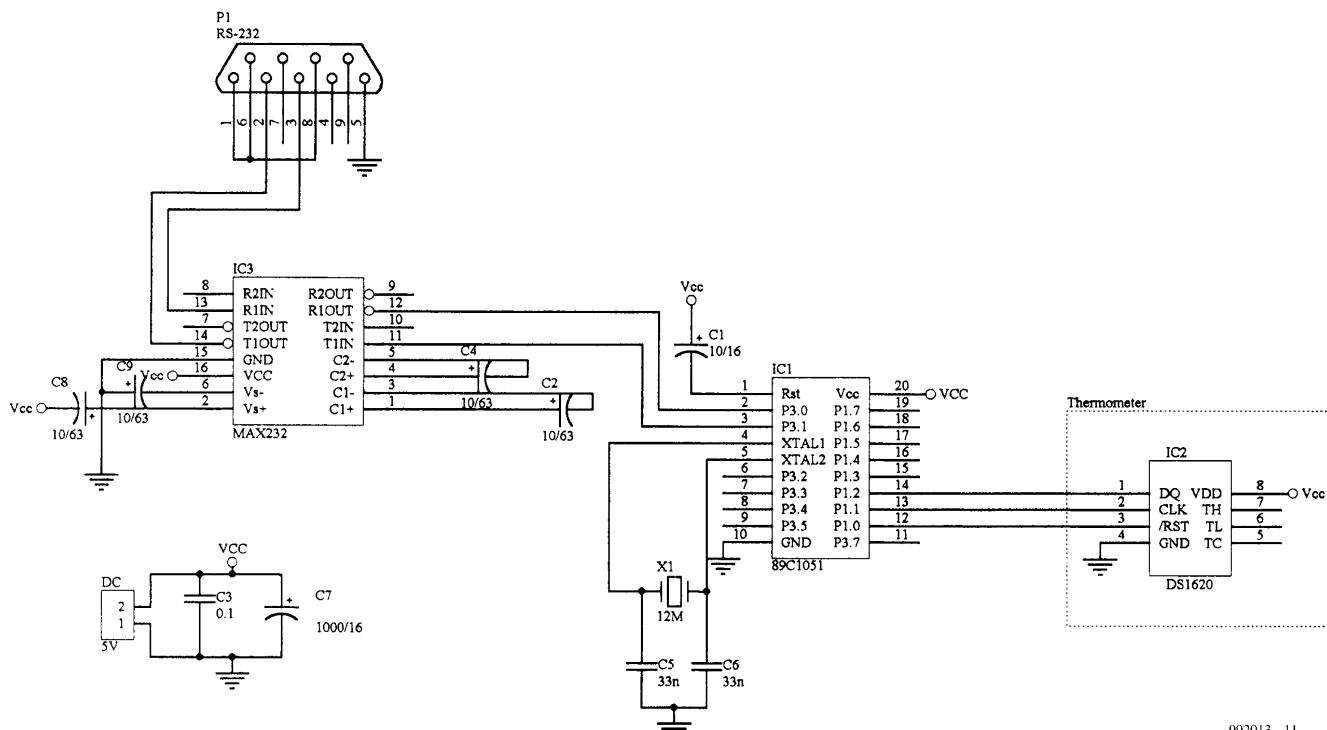


Figure 1. Schéma de l'interface intelligente et de sa connexion au port série de l'ordinateur.

Grâce au contrôleur Atmel 89C1051 de l'interface spécifique présentée en **Figure 1**, le système est capable de mesurer les températures et de sauvegarder les valeurs même lorsque l'ordinateur est hors fonction. De même, le thermomètre peut être installé loin de l'ordinateur central. Ce dernier, lorsqu'il est mis en fonction, est capable de réclamer les mesures de température à l'interface, et de les utiliser pour afficher une courbe des températures. L'interface est construite sur un petit

circuit imprimé comme le montre la **Figure 2**.

Description du programme

L'enregistreur de température est une application écrite en Visual Basic 5 sous Windows 95/98/NT. Ce programme vous permet de sélectionner le port de communications COM auquel le thermomètre est connecté, et de définir les valeurs du paramètre « RATE » (taux) qui représente l'intervalle

entre deux lectures de la température. Il est défini par l'équation :

$$\text{TEMPS} = (\text{RATE} + 1) * 30 \text{ [secondes]}$$

Par exemple, si « RATE » est à 0, l'intervalle de mesures est de 30 secondes, et si « RATE » est à 19, l'intervalle est de 10 minutes. En utilisant le paramètre « Read Buffer Data » (Lire la mémoire tampon contenant les données), vous donnez l'ordre au microcontrôleur de transmettre le contenu de sa mémoire

tampon à l'ordinateur. Avant de lancer le transfert, vous devez entrer, dans la zone « *Filename* » (Nom de fichier), le nom du fichier qui contiendra les mesures de température (voir **Figure 3**). Ou vous pouvez choisir un fichier existant en cliquant sur « *File* » (Fichier) puis « *Select File ...* » (sélectionner le fichier ...). Après avoir sélectionné le fichier, vous appuyez sur la touche « *Start* » (Entrée) et les mesures successives de température seront inscrites dans celui-ci. Vous obtiendrez aussi la date, l'heure et la valeur de la plus récente mesure de température. Si vous appuyez sur la touche « *Show Graph* » (Afficher la courbe), le système affichera le graphique des résultats de mesure.

Installation du programme

Pour installer le programme, vous lancez simplement le programme « *Setup* » (Installation).

Si votre ordinateur dispose d'une version différente de Visual Basic, il se peut que vous rencontriez des problèmes d'installation. Dans ce cas, n'interrompez pas celle-ci : lorsqu'elle est terminée, copiez tous les fichiers dans le répertoire système de Windows, **sauf** « *Vbctrls.reg* » du CD « *Temp_Pec / PATCH* », puis lancez le fichier « *Vbctrls.reg* » à partir du CD « *Temp_Pec / PATCH* ». Ceci mettra à jour les fichiers adéquats dans le répertoire système, et le programme devrait fonctionner.

Tous les fichiers sont disponibles !

Le logiciel fourni pour le *Concours « Logiciels à la Pelle »* d'*Ektor Electronique* comporte tous les codes source du programme *Temp_Pec* (en Visual Basic 5), l'assembleur (asm), les fichiers hexadécimaux pour le microcontrôleur et le dessin du circuit imprimé avec les schémas (fichiers Protel et fichiers images) pour le thermomètre. Tous les composants logiciels fournis par l'auteur se trouvent dans un CD-ROM contenant les soumissions gagnantes du Concours de Conception de Logiciel. Ce CD-ROM (PC Software 98/99) sera disponible début février 1999.

992013-1

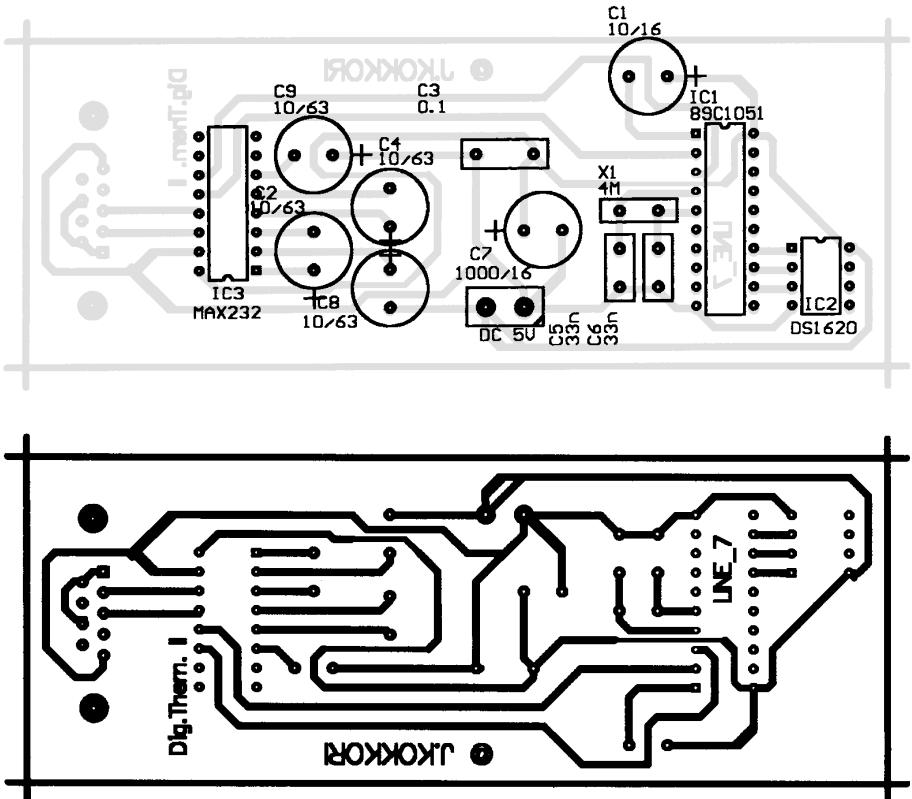


Figure 2. Dessin du circuit imprimé fourni par l'auteur.

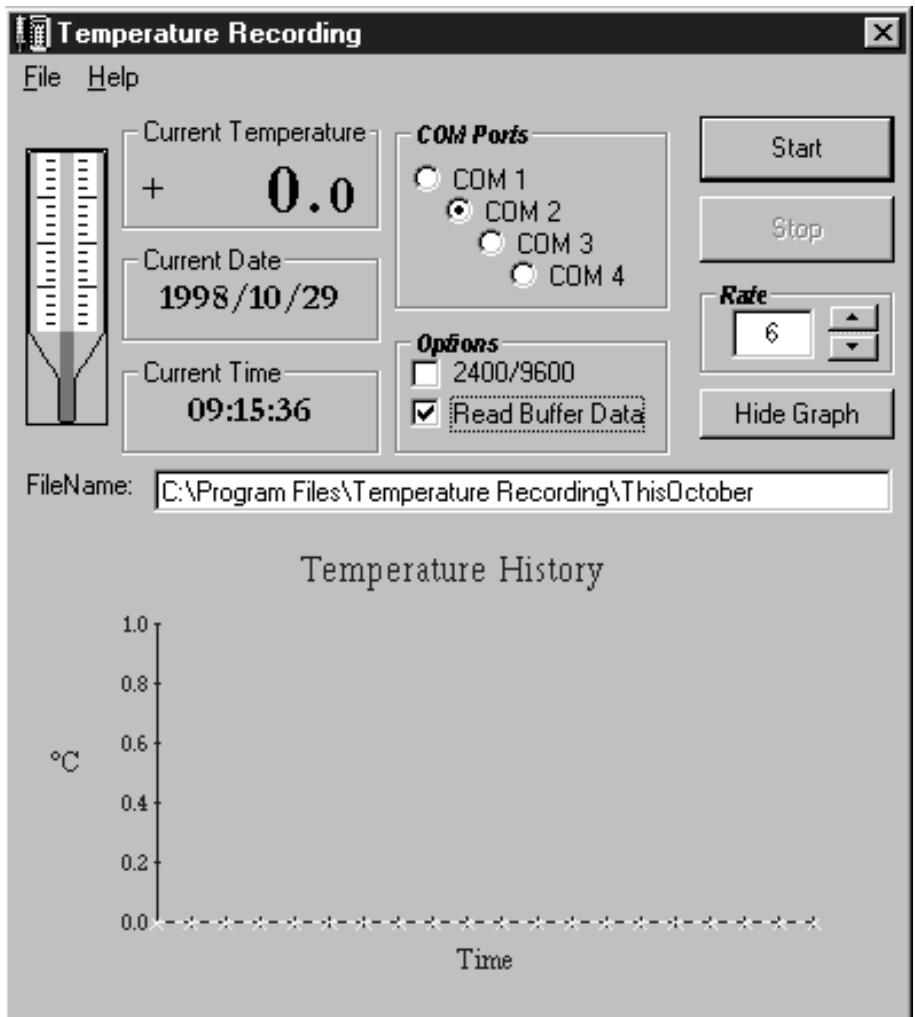
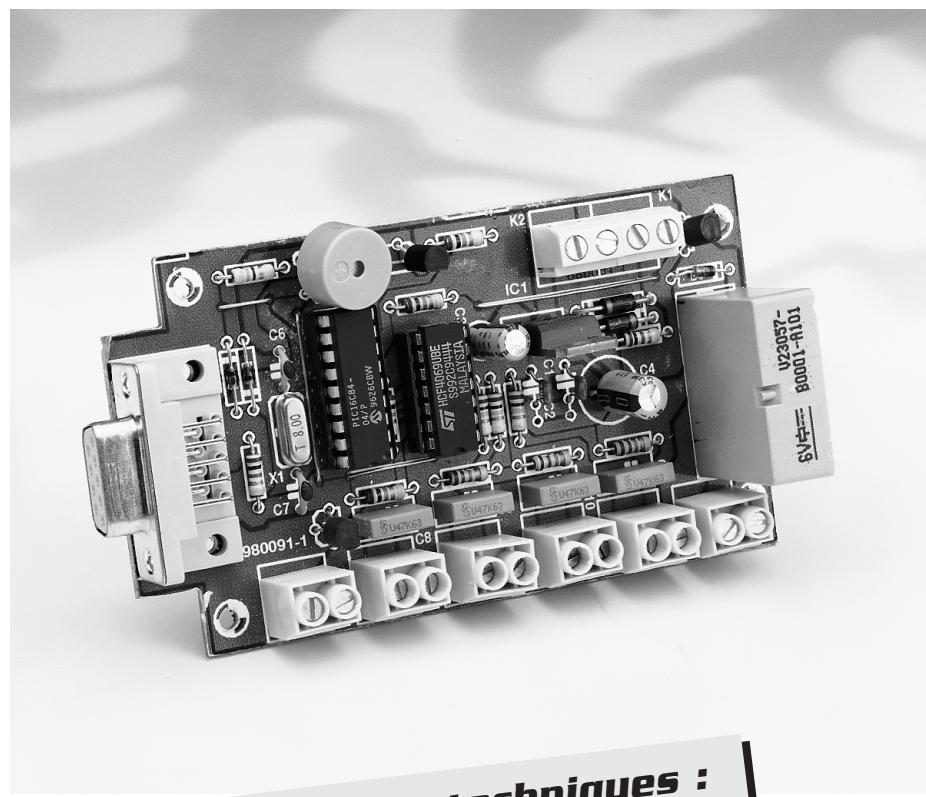


Figure 3. Copie écran montrant l'enregistreur de température en action.

système d'alarme domestique programmable

antivol avec interface vers PC

Quoi que l'on tente, il semblerait que la criminalité devienne un problème de plus en plus grave. Ceci explique que l'installation de systèmes d'alarme ne soit plus, depuis un certain temps déjà, réservée aux plus fortunés d'entre nous. Nous allons vous prouver, par le présent article, qu'un système d'alarme antivol peut être étonnamment compact. L'utilisateur peut, par le biais de son PC, modifier à son gré les paramètres les plus importants de l'alarme.



Caractéristiques techniques :

Processeur :	PIC16F84
Port série :	19 200 bauds
Entrées :	instantanée et temporisée
Sorties :	relais pour sirène
Indicateur :	résonateur fermés au repos
Contacts de l'alarme :	
Interface vers numéroteur optionnel	
Activation par interrupteur à clé	
Temporisation d'activation :	20 s
Durée de fonctionnement de la sirène :	de 1 à 255 s
Temporisation d'acquisition programmable :	de 1 à 99 s
Avec indicateur d'alarme en fonction	
Doté d'un accu de secours	

projet : Han Sommen

Les processeurs PIC et les antivols sont des sujets faisant, à l'image du monstre du Loch Ness, régulièrement, et indépendamment l'un de l'autre, leur apparition dans les colonnes de ce magazine. La présente alarme domestique programmable combine ces deux éléments. Le processeur PIC sert ici à établir une interconnexion logique entre les différents détecteurs (capteurs) et le système (générateur) d'alarme proprement dit. Le processeur prend également à son compte la communication avec un PC (optionnel). Il suffit dans ce cas-là d'une simple liaison RS-232 et d'un programme de terminal standard pour programmer les paramètres de fonctionnement les plus importants de l'alarme, dont la durée de fonctionnement de l'alarme.

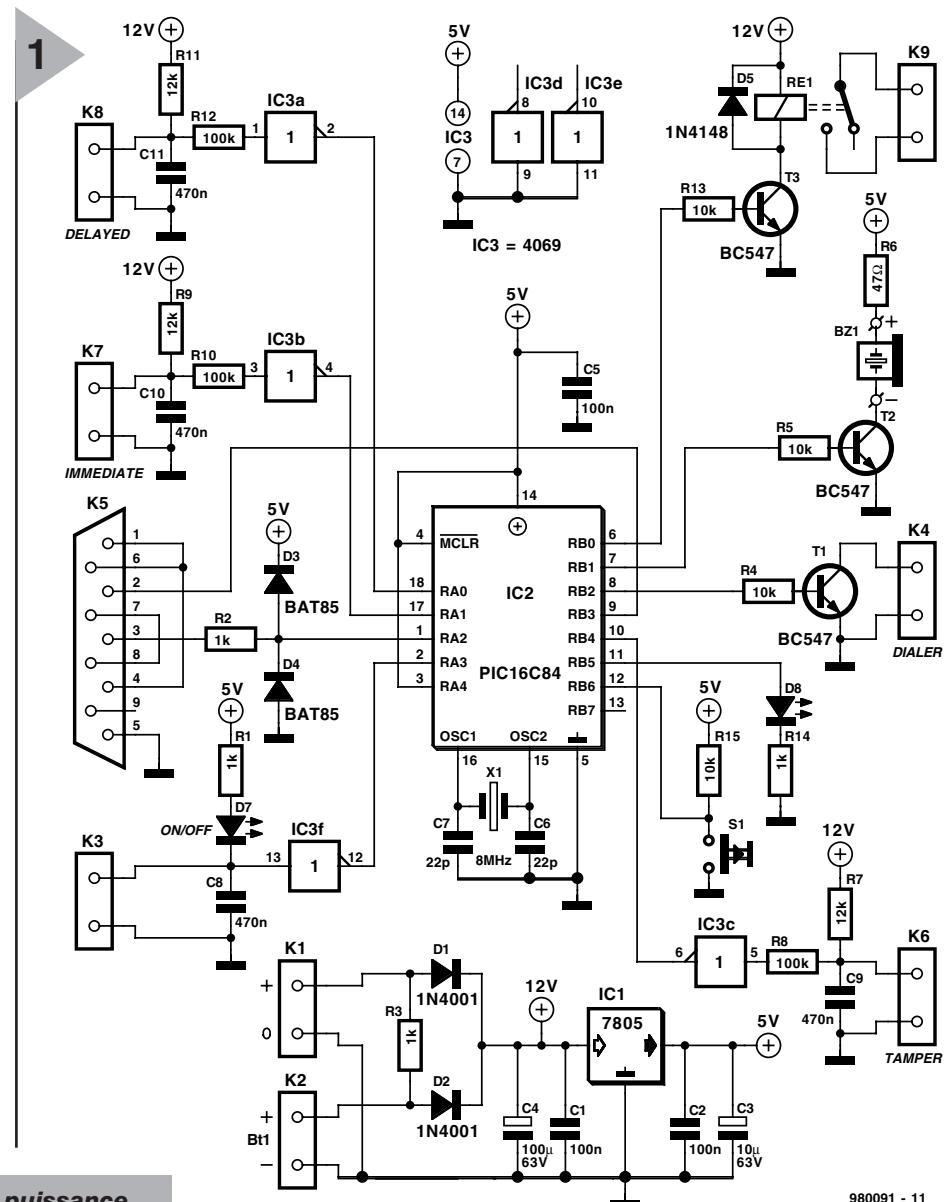
Il est possible, optionnellement, d'ajouter à la centrale d'alarme un composant téléphonique de façon à disposer d'une alarme silencieuse. Le matériel requis par cette fonction sort de cadre de cet article mais il n'est pas exclu que nous y revenions ultérieurement. On pourra brancher directement à la sortie prévue à cette intention un composant téléphonique du commerce. En cas de déclenchement de l'alarme, le transistor T1 entrera en conduction pendant 1 seconde, durée largement suffisante à initier un tel périphérique.

LE CONCEPT

La figure 1 vous propose le schéma du système d'alarme domestique. Les connexions vers les différents dispositifs générateurs d'alarme sont universelles et d'une simplicité remarquable. Si l'on prend comme hypothèse de départ qu'au repos les contacts sont fermés (nc = *normally closed*), les borniers de sortie (K3, K6 à K8), forcent au niveau bas (L) l'entrée d'un tampon (IC3a à IC3d). Une résistance de forçage au niveau haut (*pull-up*) et un condensateur de 470 nF assurent un déparasitage suffisant. Le point de branchement de l'interrupteur principal, K3, est doté d'un indicateur additionnel. L'allumage de la LED D6 signale que l'alarme est active. Il est presque évident qu'il faudra connecter à cet endroit un interrupteur à clé.

Le capteur connecté au bornier K8 est pris en compte après une temporisation de durée ajustable (au bout de 20 s par exemple). Le résonateur de l'alarme se manifeste en cas d'ouverture d'un contact faisant partie de ce groupe au cours de la temporisation, une fois l'alarme activée. L'utilisateur dispose de la durée de la temporisation pour quitter le bâtiment par l'une des portes. Il faut bien entendu que cette porte de sortie soit reliée au groupe à entrée temporisée. Lors de l'entrée

Figure 1. La puissance du programme stocké dans le PIC a permis de simplifier très notablement l'électronique requise par ce montage.



980091 - 11

dans le bâtiment, on dispose à nouveau de la durée de cette temporisation pour désactiver l'alarme. Dans le cas présent, le résonateur de l'alarme ne se manifestera pas vu que s'il s'agit d'une entrée avec effraction, il trahirait la position de l'installation d'alarme.

Les contacts d'alarme connectés au bornier K7 déclenchent, dès leur ouverture, l'alarme. En fait, tous les détecteurs d'effraction sont pris en série sur ladite entrée. La dernière entrée est l'entrée de violation. On branche sur ce bornier le verrou servant à assurer la protection du coffret de l'alarme. Si quelqu'un tente d'ouvrir le coffret alors que l'alarme est active cette tentative d'effraction ne passera pas inaperçue. On a un déclenchement immédiat de l'alarme. La commande du générateur d'alarme, une sirène, se fait par le biais du relais Rel1. En cas de déclenchement d'une alarme, ce relais restera collé

pendant une durée programmable. Dans le cas de la sortie, la durée d'alarme est de 180 s, la plage dans laquelle cette durée peut être programmée (par le biais du PC) entre 1 et 255 s. En cas de déclenchement d'une alarme et que la sirène d'est tue, la LED D8 restera allumée comme témoin de cet événement. Le locataire légal d'une habitation sait ainsi, en rentrant chez lui, qu'il s'est passé quelque chose. On pourra, par action sur le bouton-poussoir de RAZ S1, éteindre la LED.

La communication série se fait par le biais de l'embase Sub D à 9 contacts K5. Comme toutes les lignes d'acquittement requises sont interconnectées au niveau de la platine, on pourra utiliser un câble RS-232 standard. La résistance R2 épaulée par les diodes D3 et D4 convertit les niveaux RS-232 en niveaux TTL.

Il nous reste à parler du branchement de l'alimentation et de la connexion d'un accu de sauvegarde. L'alimentation (de l'ordre de 13 V) sera branchée

2

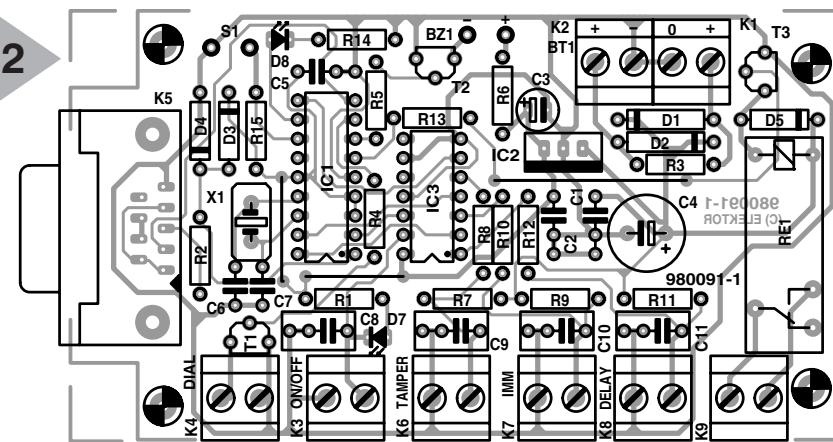


Figure 2. Dessin des pistes et sérigraphie de l'implantation des composants de la platine conçue pour notre système d'alarme domestique.

Liste des composants

Résistances :
 R1,R2,R3,R14 = 1 kΩ
 R4,R5,R13,R15 = 10 kΩ
 R6 = 47 Ω
 R7,R9,R11 = 12 kΩ
 R8,R10,R12 = 100 kΩ

Condensateurs :
 C1,C2,C5 = 100 nF
 C3 = 10 µF/63 V radial
 C4 = 100 µF/63 V radial
 C6,C7 = 22 pF
 C8,C9,C10,C11 = 470 nF

Semi-conducteurs :
 D1,D2 = 1N4001
 D3,D4 = BAT85
 D5 = 1N4148
 D6,D7 = LED à haut rendement

3

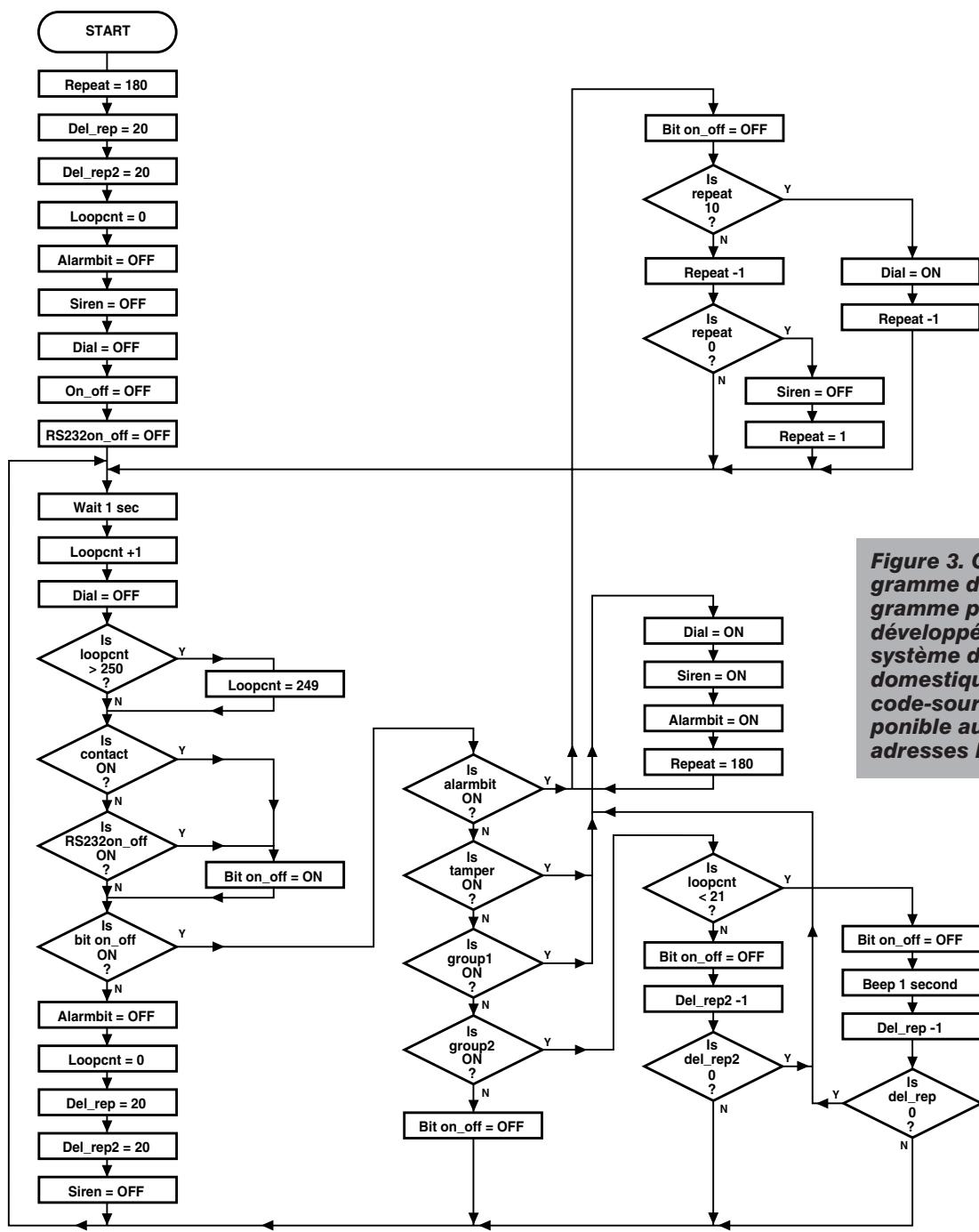
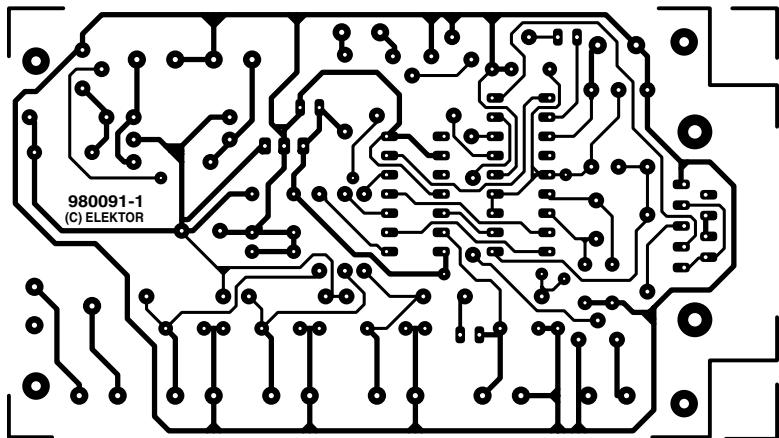


Figure 3. Chronodigramme du programme principal développé pour le système d'alarme domestique, dont le code-source est disponible auprès des adresses habituelles.

rouge
 T1,T2,T3 = BC547
 IC1 = PIC16F84
 (programmé EPS 986519-1)
 IC2 = 7805
 IC3=4069

Divers :
 K1 à K4,K6 à K9 = bornier encartable
 à 2 contacts au pas de 5 mm
 K5 = embase sub D femelle à
 9 contacts en équerre
 Bz1 = résonateur piézo-électrique
 5 V CC
 X1 = quartz 8 MHz
 S1 = bouton-poussoir unipolaire
 contact travail
 Re1= relais 12 V, unipolaire inverseur
 (tel que, par exemple, Siemens
 V23057-B0001-A002)



au bornier K1, l'accu 12 V au plomb sera connecté lui au bornier K2. L'accu est, en permanence, maintenu en charge par le biais de la résistance R3. Le régulateur de tension intégré présent sert à fournir la tension d'alimentation correcte requise par le contrôleur. Il faudra s'assurer que l'accu 12 V utilisé possède une capacité suffisante pour alimenter la centrale, la sirène ou la lampe à éclairs et le composeur téléphonique. L'alimentation par le biais d'un accu a pour but d'éviter qu'une destruction (volontaire ou accidentelle) de l'installation électrique ne mette le système d'alarme hors-service.

La construction de ce montage ne devrait guère poser de problème vu l'existence de la platine très compacte dont on retrouve, en figure 2, le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants.

UN COEUR DE SILICIUM

Les microcontrôleurs ont l'avantage de permettre un regroupement de nombreuses fonctionnalités dans un boîtier de dimensions minuscules. Le PIC utilisé dans le présent montage en est une nouvelle preuve. Notre contrôleur travaille à une fréquence de 8 MHz.

Le programme grillé dans la ROM du contrôleur est, en fait, une grande boucle répétée au rythme des secondes. Comme nous l'apprend un examen du chronodiagramme de la figure 3, la fonction du programme se résume pratiquement à une interroga-

tion quasi-permanente de bits et/ou de niveaux d'entrée. En fonction des résultats de ce processus, le système décide s'il faut, ou non, déclencher l'alarme. La structure du code étant relativement simple, il est possible, en s'aidant du code-source disponible sur disquette (EPS 986028-1), de doter le programme de nouvelles possibilités. La communication sérielle entre le système et le PC ne peut se faire que lorsque l'installation se trouve en mode d'attente (standby), c'est-à-dire lorsque le contact K3 est ouvert. Ceci fait, on

connecte un terminal paramétré à 19 200 bauds, bit de parité paire, 8 bits de données, 1 bit d'arrêt, « Local echo on » au port série. Il reste à faire un retour chariot (Enter) et de suivre les indications visualisées par l'écran du PC. Une fois l'installation mise hors-tension ou sa remise sous tension les nouveaux paramètres font loi. La copie d'écran représentée en figure 4 montre l'information visualisée par l'écran en mode terminal lors d'un paramétrage.

(980091)

Figure 4. Le système d'alarme domestique se laisse programmer par le biais d'un programme de terminal classique/

```

Siren-on time in seconds is (001..254 [3 digits!]): 180
Modify? Y/N <ENTER>
Actuation delay in seconds is (00..99 [2 digits!]): 20
Modify? Y/N <ENTER>
Closed
Siren-on time in seconds is (001..254 [3 digits!]): 180
Modify? Y/N <ENTER>
Actuation delay in seconds is (00..99 [2 digits!]): 20
Modify? Y/N <ENTER>
Please input en press Enter
Actuation delay in seconds is (00..99 [2 digits!]): 12
Modify? Y/N <ENTER>
Closed
-

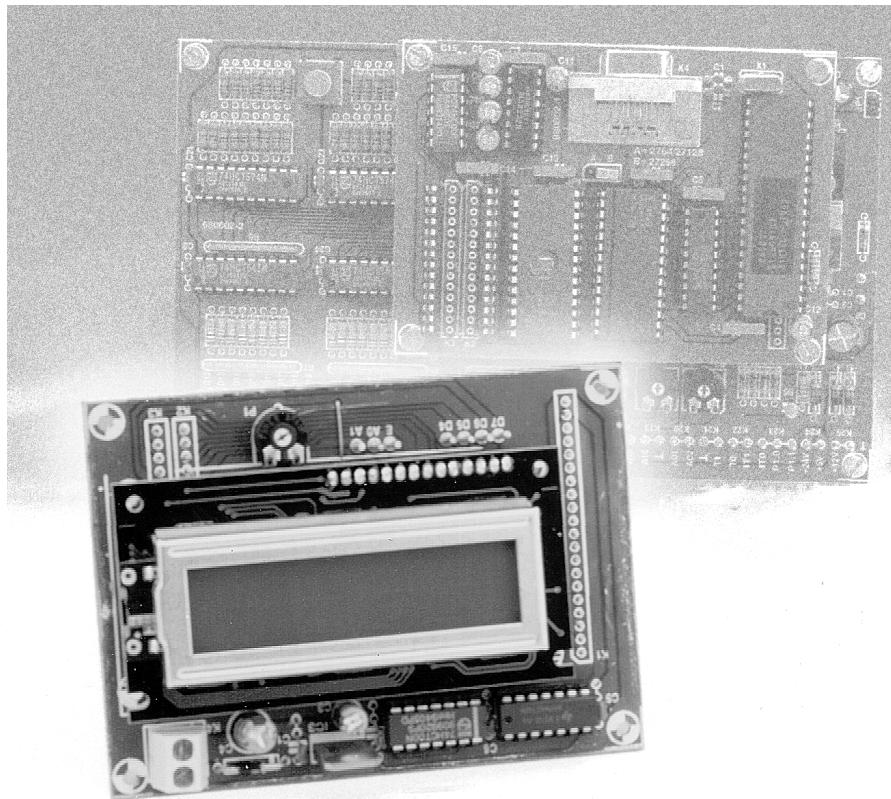
```

pilote de LCD

périphérique pour le 80C32 BASIC

Le 80C32 BASIC Automate-gigogne présenté voici près d'un an dans Elektor permet toutes sortes d'expériences intéressantes. Ce qu'il lui manquait était une possibilité de pilotage direct d'un affichage à cristaux liquides (LCD), absence à laquelle se propose de remédier le présent projet. Le pilotage se fait, au choix, par le biais d'une interface à 4 ou à 8 bits.

Projet : Andreas Köhler



Le présent article vous propose un périphérique pour l'**Automate-gigogne** décrit en février et mars derniers dans Elektor, mono-carte à 80C32 BASIC fort appréciée par les connaisseurs. Il est possible, avec ce système MCS51, et ce sans connaissances préalables de la programmation des microcontrôleurs, de procéder à des expériences intéressantes pour la simple et bonne raison que la programmation se fait tout simplement par le biais du BASIC, le langage de programmation des débutants par excellence.

Comme le laisse sous-entendre sa dénomination, l'Automate-gigogne prend la forme d'une petite platine de base sur laquelle se trouve une configuration minimum basée sur un microcontrôleur et d'une platine d'extension plus grande qui vient s'enficher sur la platine de base. Ce qui manquait à cet

ensemble était une possibilité de connexion directe sans chi-chi d'un affichage LCD. La solution présentée ici permet la connexion d'un affichage LCD standard à 2 lignes de 16 caractères. Le pilotage se fait, au choix, soit par le biais d'une interface à 4 bits présente sur la platine d'extension ou en 8 bits par connexion directe à la platine de base, l'extension disparaissant alors. Cette seconde approche est indiscutablement à préférer vu que seule la configuration minimale à base de platine de base peut s'accommoder de la platine LCD. L'article vous propose un court listage BASIC pour les 2 variantes.

INTERFACE À 4 BITS

La plupart des affichages à cristaux liquides font appel à un représentant de la famille de contrôleurs HD64780. La documentation technique dispo-

nible à leur sujet n'évoque que très rarement la possibilité de pilotage dudit circuit intégré par le biais de 4 lignes de données. La commande du module LCD nécessite en outre 3 lignes d'état. Si l'on peut se passer d'une indication retour d'état de l'affichage, il devient même possible de se débrouiller à l'aide de 6 lignes au total. Ce nombre infime de lignes permet alors le pilotage du module LCD par le biais d'un unique port de sortie à 8 bits. Nous utilisons à cet effet les connexions de port D01 à D08 (D07 reste inutilisée). On pourra se passer éventuellement du circuit de commande des sorties ULN2803, mais il faut en tenir compte dans le logiciel vu qu'il introduit une inversion des signaux. C'est ce que font les 2 versions du programme des listages commençés.

Le **listing 1a** sera à utiliser avec le montage dans son état original, dans le cas du **listing 1b** les lignes de port du ULN2803 ont été remplacées par des ponts de câblage. Dans ce cas-là, les LED prises sur les lignes de port n'ont plus grand intérêt non plus.

Les programmes étant dotés de commentaires parlants, il ne nous paraît pas nécessaire d'entrer dans leur détail. On procède, jusqu'à la ligne 170, à la définition des bits de commande (type d'affichage, format de la matrice, RAZ, mouvements du curseur, etc...), la routine allant de la ligne 700 à la ligne 780, envoyant lesdits bits de commande vers le contrôleur d'affichage. La répartition des bits de l'interface de sortie est

la suivante :
Bien que l'affichage ne comporte que 2 x 16 caractères, le contrôleur commande à chaque fois 2 lignes de 40 caractères. Comme on s'est passé de

Bit de l'interface de sortie	Signification	Broche du module LCD
Bit 7 (D08)	<i>LCD Latch Enable (actif Haut)</i>	Broche 6
Bit 6	<i>libre</i>	
Bit 5 (D06)	<i>RS (L= instruction, H= Données)</i>	Broche 4
Bit 4 (D05)	<i>R/W (L = Écriture)</i>	Broche 5
Bit 3 (D04)	<i>Bit de donnée 7 du LCD</i>	Broche 14
Bit 2 (D03)	<i>Bit de donnée 6 du LCD</i>	Broche 13
Bit 1 (D02)	<i>Bit de donnée 5 du LCD</i>	Broche 12
Bit 0 (D01)	<i>Bit de donnée 4 du LCD</i>	Broche 11

canal de retour entre l'affichage et la mono- carte 80C32, le programme doit faire en sorte, qu'après saisie des 2 x 16 caractères visibles (lignes de programme 250 à 300), les cases de mémoire non visualisées du contrôleur d'affichage soient remplies de caractères fictifs (des espaces par exemple !). C'est là la tâche des lignes de programme 310 à 350. La routine allant des lignes 400 à 600 envoie enfin les bits de données vers le contrôleur, en

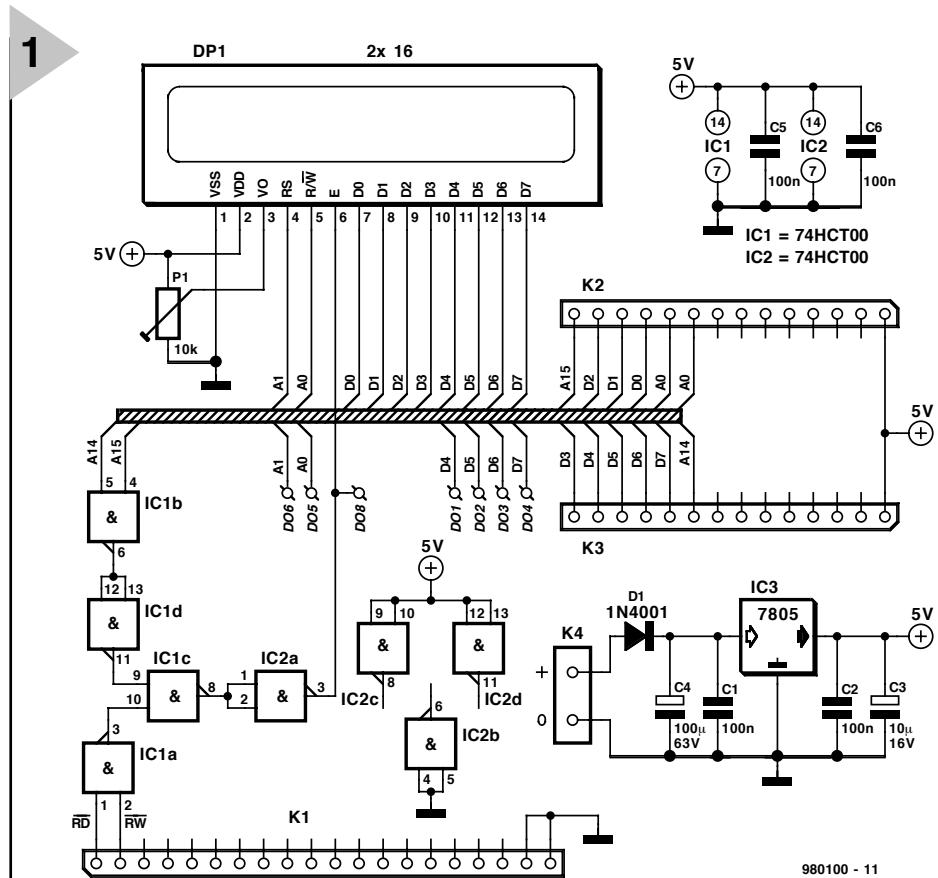


Figure 1. L'électronique du pilote LCD. La version 4 bits ne nécessite l'implantation que d'un nombre restreint de composants.

INTERFACE 8 BITS

L'approche consistant à interconnecter directement l'affichage LCD au micro-contrôleur est bien évidemment plus élégante, la platine du contrôleur et celle de l'affichage disposant de connecteurs définis à cette intention.

Le contrôleur LCD se voit ainsi appliquer, outre les signaux de commande RS (adresse A1) et R/W (adresse A0) évoqués plus haut, également les 8 bits de données et cela de façon parallèle. Si l'on prend 0C000H comme adresse de base, l'attribution des adresses est la suivante :

- | | |
|--------|------------------------|
| 0C000H | Écriture d'instruction |
| 0C001H | Lecture d'instruction |
| 0C002H | Écriture de données |
| 0C003H | Lecture de données. |

reduire. L'alimentation de l'afficheur de l'alimentation d'expérimentation bien se passer tension intégrée électronique dans la liste des rares composants ajustable pour les 2 condensateurs diode de protection de polarité et l'alimentation.

L'adresse 0C000H (ligne Enable en broche 6) est décodée par le biais d'une fonction ET des lignes WR (écriture) et RD (lecture) du microcontrôleur d'une part et des lignes d'adresses A14 et A15 de l'autre. L'adressage de la platine de l'affichage peut ainsi se faire à différentes adresses, ce qui peut être intéressant lorsque l'on a connecté plusieurs périphériques à la platine de base de l'Automate-gigogne.

Le **listing 2** montre éloquemment que la version 8 bits présente des avantages indéniables. Absence de boucle d'at-

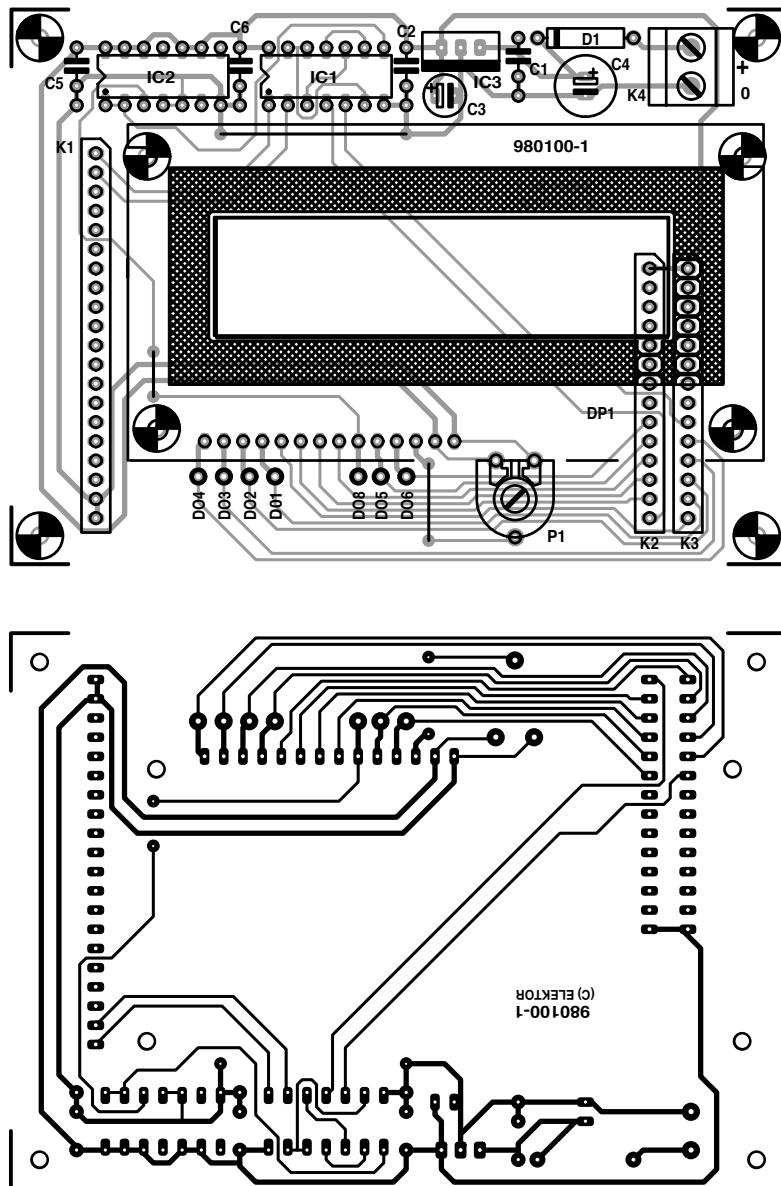


Figure 2. Dessin des pistes et sérigraphie de l'implantation des composants de la platine du pilote LCD. En version 8 bits, cette platine vient s'enficher sur la platine de base par le biais des connecteurs dont dispose cette dernière.

tente qui ralentirait le déroulement du programme. Dans cette variante, la platine du pilote LCD doit être dotée de tous ses composants, y compris le régulateur de

Liste des composants Pilotage à 8 bits

Résistances :
P1 = ajustable 10 kΩ

Condensateurs :
C1,C2,C5,C6 = 100 nF
C3 = 10 µF/16 V vertical
C4 = 100 µF/63 V vertical

Semi-conducteurs :
D1 = 4001
IC1,IC2 = 74HCT00
IC3 = 7805

Divers :
K1 = embase de 1 rangée de 20 contacts encartable femelle
K2,K3 = embase de 1 rangée de 14 contacts encartable femelle
K4 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm (RM5)
DP1 = affichage LCD à 2 lignes de 16 caractères (tel que, par exemple, Sharp LM16A211) venant s'enficher dans K5

Liste des composants Pilotage à 4 bits

Résistances :
P1 = ajustable 10 kΩ

Condensateurs :
C2 = 10 nF
C3 = 10 µF/16 V vertical

Semi-conducteurs :
D1 = 4001

Divers :
K4 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm (RM5)
K5 = affichage LCD à 2 lignes de 16 caractères (tel que, par exemple, Sharp LM16A211)

tension intégré, les condensateurs-tampon et de découplage. La mono-carte tire en effet alors son alimentation de la platine du pilote LCD.

(980100)

Listing 1a

```

5  REM ULN2803 est remplacé par des ponts de câblage
10 STRI NG 100,20 : REM mémoire pour la chaîne
20 K = 3 : GOSUB 700 : REM init 1
30 FOR Z = 1 TO 4000
40 NEXT Z
50 K = 3 : GOSUB 700 : REM init 2
60 K = 3 : GOSUB 700 : REM init 3
70 K = 2 : GOSUB 700 : REM init 4
80 K = 2 : GOSUB 700 : REM interface 4 bits
90 K = 8 : GOSUB 700 : REM matrice 2 lignes
5*7
100 K = 0 : GOSUB 700 : REM effacer l'affichage
110 K = 1 : GOSUB 700
120 K = 0 : GOSUB 700 : REM curseur home
130 K = 2 : GOSUB 700
140 K = 0 : GOSUB 700 : REM inc compteur, pas de décalage
150 K = 6 : GOSUB 700

```

```

160 K = 0 : GOSUB 700 : REM affichage ON, curseur ON, clignotement
170 K = 15 : GOSUB 700
180 REM _____
250 PR INT "Saisie d'un maximum de 36 caractères jusqu'au signe <""
260 I NPUT "Quelle chaîne de caractères faut-il envoyer : ", $(1)
270 FOR Z = 1 TO 16
280 D=ASC($(1), Z) : REM les différents caractères à saisir
290 GOSUB 400
300 NEXT Z
310 FOR Y = 16 TO 39 : REM remplir la mémoire sans fonction de
320 D = 32 : REM visualisation du contrôleur de caractères fictifs
330 GOSUB 400
340 NEXT Y : REM remplir
350 GOTO 250
360 REM _____

```

400 REM routine d'émission des données	540 L = L. OR. 160 : REM activer le verrou
410 L = D. AND. 15 : REM donnée quartet poids	550 XBY(0C000H) = L
fai bl e	560 L = L. AND. 127 : REM désactiver le verrou
420 H = D. AND. 240 : REM donnée quartet poids	570 XBY(0C000H) = L
fort	580 FOR U = 1 TO 100
430 H = H/16 : REM décaler données poids fort	590 NEXT U
440 H = H. OR. 32 : REM activer les données	600 RETURN
450 XBY(0C000H) = H	610 REM
460 H = H. OR. 160 : REM activer le verrou	700 REM routine d'émission des instructions
(lat ch)	710 XBY(0C000H) = K
470 XBY(0C000H) = H	720 K = K. OR. 128 : REM activer le verrou
480 H = H. AND. 127 : REM désactiver le verrou	730 XBY(0C000H) = K
490 XBY(0C000H) = H	740 K = K. AND. 127 : REM désactiver le verrou
500 FOR U = 1 TO 100	750 XBY(0C000H) = K
510 NEXT U	760 FOR U = 1 TO 100
520 L = L. OR. 32 : REM activer les données	770 NEXT U
530 XBY(0C000H) = L	780 RETURN

Listing 1b

```

5  REM Mbtage d'origine avec ULN2803
7  XBY(0C000H) = 255 : REM état de base vu
   l'inversion due au ULN2803
10 STRING 100, 20 : REM mémoire pour la chaîne
20 K = 12 : GOSUB 700 : REM init 1
30 FOR Z = 1 TO 4000
40 NEXT Z
50 K = 12 : GOSUB 700 : REM init 2
60 K = 12 : GOSUB 700 : REM init 3
70 K = 13 : GOSUB 700 : REM init 4
80 K = 13 : GOSUB 700 : REM interface 4 bits
90 K = 7 : GOSUB 700 : REM matrice de
   2 lignes 5*7
100 K = 15 : GOSUB 700 : REM effacer
   l'affichage
110 K = 14 : GOSUB 700
120 K = 15 : GOSUB 700 : REM curseur home
130 K = 13 : GOSUB 700
140 K = 15 : GOSUB 700 : REM inc compteur,
   ne pas décaler
150 K = 9 : GOSUB 700
160 K = 15 : GOSUB 700 : REM affichage ON,
   curseur ON, clignotement
170 K = 0 : GOSUB 700
180 REM
250 PRINT "Saisie d'un maximum de 36
   caractères jusqu'au signe <"
260 INPUT "Quelle chaîne de caractères faut-il
   envoyer : ", $(1)"
270 FOR Z = 1 TO 16
280 D=ASC($(1), Z) : REM les différents
   caractères à saisir
290 D = D. XOR. 255 : REM le ULN 2803 introduit
   une inversion
300 GOSUB 400
310 NEXT Z
320 FOR Y = 16 TO 39 : REM remplir la mémoire
   sans fonction de
330 D = 223 : REM visualisation du contrôleur
   de caractères

```

```

340 GOSUB 400
350 NEXT Y : REM remplir (espace inversé)
360 GOTO 250
370 REM
400 REM Routine d'émission des données
410 L = D. AND. 15 : REM donnée partie poids
   fai bl e
420 H = D. AND. 240 : REM donnée partie poids
   fort
430 H = H/16 : REM décaler données poids fort
440 H = H. OR. 16 : REM activer l'écriture
450 XBY(0C000H) = H
460 H = H. AND. 127 : REM activer le verrou
   (lat ch)
470 XBY(0C000H) = H
480 H = H. OR. 128 : REM désactiver le verrou
490 XBY(0C000H) = H
500 FOR U = 1 TO 100
510 NEXT U
520 L = L. OR. 16 : REM activer l'écriture
530 XBY(0C000H) = L
540 L = L. AND. 127 : REM activer le verrou
550 XBY(0C000H) = L
560 L = L. OR. 128 : REM désactiver le verrou
570 XBY(0C000H) = L
580 FOR U = 1 TO 100
590 NEXT U
600 RETURN
610 REM
700 REM routine d'émission des instructions
710 K = K. OR. 48 : REM activer instructions et
   écriture
720 XBY(0C000H) = K
730 K = K. AND. 127 : REM activer le verrou
740 XBY(0C000H) = K
750 K = K. OR. 128 : REM désactiver le verrou
760 XBY(0C000H) = K
770 FOR U = 1 TO 100
780 NEXT U
790 RETURN

```

Listing 2 (Interface 8 bits)

```

10 STRING 100, 20 : REM mémoire pour la
   chaîne
20 XBY(0C000H) = 56 : REM interface 8 bits,
   matrice à 2 lignes 5*7
30 XBY(0C000H) = 15 : REM affichage on,
   Curseur on, Clignotement
40 XBY(0C000H) = 1 : REM effacer l'affichage
50 PRINT "Saisie d'un maximum de 36
   caractères jusqu'au signe <"
60 INPUT "Quelle chaîne de caractères faut-il
   envoyer : ", $(1)

```

```

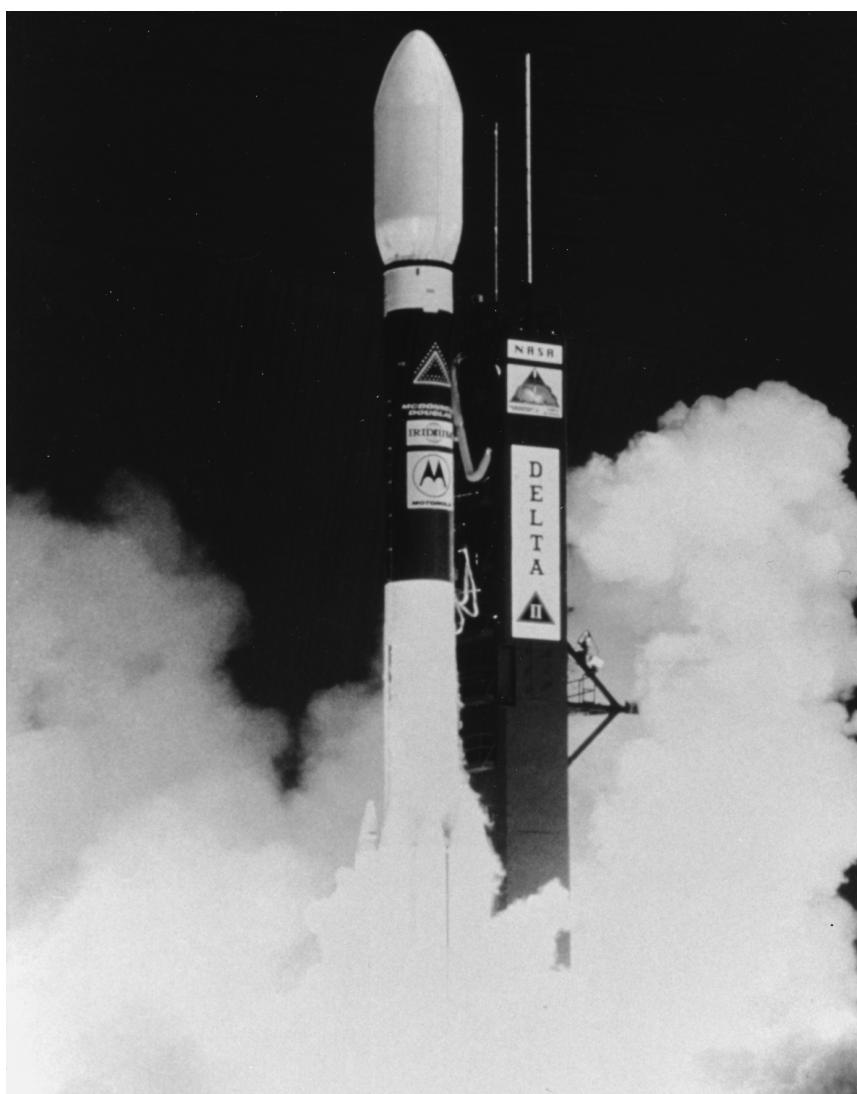
70 FOR Z = 1 TO 16
80 A=ASC($(1), Z) : REM les différents
   caractères à saisir
90 XBY(0C002H) = A : REM émission
100 NEXT Z
110 FOR H = 16 TO 39 : REM remplir la mémoire
   sans fonction de
120 XBY(0C002H) = 32 : REM visualisation du
   contrôleur de caractères fictifs
130 NEXT H : REM remplir
140 GOTO 50

```

Iridium

Le premier système téléphonique par satellites

Iridium, premier système téléphonique par satellites couvrant tout le globe. Coordination du développement assurée par Motorola. Constitué d'un réseau de 66 satellites en inter-communication sur orbites basses de 780 km. Les satellites peuvent être atteints à partir de n'importe quel point du globe par un téléphone portatif Iridium – et ça fonctionne déjà !



Le premier réseau de téléphonie mobile du monde a été mis en service début novembre sans que cela rencontre un très grand écho auprès du public. Ce système, devenu réalité, était encore tenu par certains, lors de sa présentation il y a 11 ans, pour de la science-fiction pure et simple. Le concept élaboré en 1987 par les spécialistes de la Motorola Satellite Communications Division aux USA qui consistait à placer sur orbites polaires relativement rapprochées de la terre un réseau d'un genre tout nouveau com-

portant 66 satellites semblait par trop téméraire. Presque tous les aspects faisaient appel à des principes complètement nouveaux (tout au moins dans le domaine civil) :

- ◆ Remplacement des quelques satellites géostationnaires de grande taille par une multitude de satellites de plus petite taille sur orbite rapprochée de la terre.
- ◆ Intercommunication des satellites qui forment alors un réseau couvrant le globe.
- ◆ Les satellites peuvent atteindre direc-

tement les téléphones portatifs et les télémètres sans passer par des infrastructures terrestres.

- ♦ Le système est simultanément compatible avec tous les réseaux usuels de téléphonie mobile comme GSM (Europe et Asie) et IS-41 (combinaison de AMPS, D-AMPS et CDMA en Amérique du nord, Afrique et Russie). L'abonné Iridium peut aussi faire appel aux différents systèmes terrestres.
- ♦ L'abonné Iridium peut être atteint dans le monde entier et à partir de chaque réseau avec un seul numéro de téléphone et peut continuer à utiliser son numéro de téléphone portatif actuel.

LEO CONTRE GEO

Les communications civiles par satellite étaient jusqu'à présent l'apanage presque exclusif de satellites en orbite géostationnaire de 36 000 km d'altitude. Seule la défunte union soviétique disposait de satellites sur orbites fortement elliptiques desservant les régions les plus septentrionales. Iridium est le premier système civil de communication par satellites sur orbites proches de la terre LEO et MEO (*Low Earth Orbit* et *Medium Earth Orbit*) entre 700 et 10 000 km. Le problème des GEO pour les communications directes ne se borne pas à l'accroissement de puissance émettrice des appareils des abonnés requis par la distance plus élevée (ce qui conduit à l'utilisation de téléphones portatifs « costauds »), mais réside principalement dans le temps de propagation du signal, surtout dans le cas des protocoles de transmission numérique. C'est pourquoi le service téléphonique par satellites géostationnaires Inmarsat requiert actuellement de l'abonné qu'il se serve d'un appareil de format ordinateur portatif dont il faut toujours orienter l'antenne en direction du satellite. Inmarsat restera fidèle à GEO mais fera appel à des techniques nouvelles pour rendre les appareils vraiment portatifs. Les autres projets – Iridium aura bientôt de la concurrence – donnent toutefois la préférence à LEO et MEO. Il y a beaucoup d'appelés, comme le montre le tableau 1, mais. Iridium est déjà le premier élu dans le domaine des systèmes LEO. Ses 66 satellites font le tour de la terre à 780 km d'altitude sur 6 orbites polaires en presque 100 minutes. Motorola envisage déjà, en collaboration avec Celestri, un deuxième projet dont certains satellites seraient aussi placés sur des orbites GEO et qui offrirait des services vidéo, multimédias interactifs et de transmission de données. La majorité des satellites LEO est avant tout liée au projet Teledesic, fameux avant tout par la participation du patron de Microsoft Bill Gates, destiné à fournir un système de satellites pour Internet.

Le projet « Ellipso » se distingue par une conception passablement différente et moins globale, puisqu'elle se concentre sur l'hémisphère nord et servira à compléter le réseau terrestre. Les satellites devant répondre à ces objectifs feront le tour de la terre sur des orbites HEO (*Highly Elliptical Orbit*) fortement elliptiques à une altitude de 500 à 8 000 km.

LE SYSTÈME IRIDIUM

Le système se compose de 66 satellites opérationnels et de 6 satellites de réserve. Les satellites sont conçus pour durer de 5-8 ans. Les unités supplémentaires lancées sont destinées à améliorer la fiabilité des opérations. Plusieurs centres de contrôle observent le mouvement des satellites et le réseau de télécommunications spatial. Le centre de contrôle principal à Lansdown, Virginie, USA, surveille la trajectoire et la position de chaque satellite Iridium. Le centre est assisté par des stations d'observation au nord du Canada et à Hawaii ainsi que par un poste de mesure transportable en Islande.

Chaque satellite actif communique avec les autres dans quatre directions ; la transmission a lieu dans la bande Ka de 23,18 à 23,38 GHz. Un logiciel de transmission spécial permet de relayer les conversations de satellite en satellite sur la base d'un protocole d'échange.

Quatre stations au sol (Gateways) sur 4 continents assurent la liaison avec les réseaux terrestres. Trois ou quatre antennes paraboliques de trois mètres de diamètre suivent le passage des satellites qui se déplacent à presque

29 000 km/h et transfèrent les conversations et les données dans la bande Ka (liaison descendante 19,4 – 19,6 GHz, liaison ascendante 29,1 – 29,3 GHz). Les équipements des stations au sol, basés sur la technique téléphonique éprouvée des réseaux GSM numériques Siemens, enregistrent et gèrent aussi les informations destinées aux télémètres Iridium. L'Europe est desservie par la station au sol de Fucino près de Rome. Des centres aux USA et en Italie gèrent et surveillent sans discontinuer les performances du réseau.

Après 11 ans passés à développer et à réaliser le système, celui-ci était en mesure d'offrir une exploitation pilote à partir de septembre 1998 avec 2 000 clients volontaires. L'exploitation téléphonique normale a suivi cet essai de 2 mois à partir du premier novembre, tandis que le service de

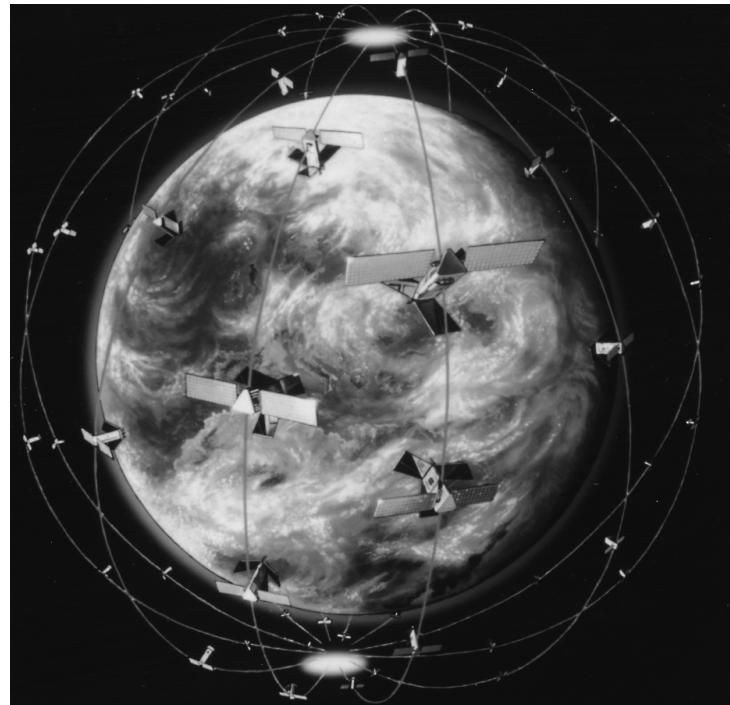


Figure 1. Les 66 satellites opérationnels, répartis sur six orbites polaires, forment un réseau de téléphonie mobile englobant le monde entier.

Tableau 1. Systèmes en projet

Nom	Initiateur	Satellites	Mise en service
Inmarsat	Inmarsat	12 GEO	dès 1999
Globalstar	Global Star	64 LEO	dès 1999
ICO	ICO Global Communications	12-15 MEO	dès 2000
Spaceway	Hughes Communications	12-20 GEO	dès 2000
Celestri	Motorola	63 LEO + GEO	dès 2000
Odyssey	TRW/Teleglobe	12 MEO	dès 2001
Skybridge	Alcatel Alsthom	64 LEO	dès 2001
Teledesic	McCaw/Gates	288 LEO	dès 2002
Ellipso	Mobile Communications	17 HEO	dès 2002



téléavertissement était prévu pour le milieu du mois.

TÉLÉPHONES PORTATIFS ET TÉLÉAVERTISSEURS

Les téléphones et téléavertisseurs Iridium sont fabriqués par Kyocera et Motorola. Le fonctionnement des téléphones est identique à celui des téléphones portatifs GSM usuels. Les deux types de téléphones portatifs peuvent faire appel à des standards de réseau différents comme GSM (principalement en Europe) et AMPS (USA) et recevoir puis convertir les signaux des satellites Iridium.

Les appareils des deux fabricants diffèrent dans leur conception. Le téléphone portatif de Motorola est d'em-

Figure 2. Montage d'un des satellites pesant presque 700 kg chez Motorola-SATCOM à Chandler/Arizona. On aperçoit distinctement la section triangulaire de la structure porteuse faite de plastique renforcé de fibres.

blée un téléphone pour satellite Iridium que l'insertion d'une cassette de fréquence adéquate permet d'adapter au réseau terrestre de téléphonie mobile. Chaque cassette fonctionne avec un standard de téléphonie mobile différent. Pour l'Europe et l'Asie, par exemple, on a besoin d'une cassette GSM 900 MHz et pour l'Amérique du nord, l'Afrique et la Russie d'une cassette IS41 800 MHz. Celui qui effectue de nombreux déplacements a donc besoin de deux cassettes – ou d'aucune s'il ne téléphone que par satellite. Le poids de ces microtéléphones est de 450 g environ. En mode satellite, la puissance d'émission moyenne n'est que de 645 mW, et la marge de réserve moyenne du système (Link Margin) de 15,5 dB est donc digne d'admiration. Le prix du téléphone portatif Iridium pour satellite de Motorola, ci-inclus une cassette se situera tout d'abord dans les 3 000 US\$.

L'appareil conçu par Kyocera est presque l'opposé de celui de Motorola : on se trouve en présence d'un téléphone portatif petit et léger (80 g) pour le standard terrestre en vigueur. S'il est impossible d'établir une liaison sol-sol, on introduit le téléphone portatif dans la station d'accueil pour communications par satellites (le poids total téléphone portatif plus station d'accueil est d'environ 450 g).

Il est nécessaire de se procurer un autre téléphone portatif si l'on passe à une



Figure 3. Le concept Iridium de Kyocera est basé sur un microtéléphone mobile terrestre transformable si nécessaire en un téléphone portatif pour satellites en l'introduisant dans une station d'accueil avec antenne pour bande L.

zone dont le standard de téléphonie mobile est différent. La station d'accueil et les accumulateurs ne dépendent toutefois pas des standards. En outre, Kyocera offre aussi des téléphones portatifs destinés uniquement aux satellites.

Les téléphones portatifs pour satellites se trahissent par le diamètre plus élevé de leur antenne pour bande L.

TÉLÉAVERTISSEMENT IRIDIUM

Iridium n'est pas que le premier service global de téléphone par satellites, il est aussi le premier au monde à offrir un service de téléavertissement atteignant une personne à n'importe quel endroit de la planète sans téléphone portatif ou même si celui-ci n'est pas en service. Celui qui envoie un message n'a même

pas besoin de savoir où se trouve la personne appelée. En effet, le système Iridium détectera son téléavertisseur n'importe où dans le monde (à supposer qu'il soit branché)

et transmettra le message. Le service Iridium de téléavertissement alphanumérique (Iridium Alphanumeric Paging Service) transmet des messages alphanumériques atteignant 200 caractères et des informations numériques limitées à 20 chiffres. Le cahier des charges du téléavertisseur spécifie l'utilisation de caractères internationaux et d'un affichage LED. Il est aussi possible de faire parvenir des informations à différentes adresses, donc à une seule personne ou des groupes choisis. Les batteries de type courant assurent environ 30 jours de fonctionnement.

ENTREPRISES, PRESSEURS DE SERVICES ET UN PAYS NOMMÉ IRIDIUM

Iridium a été fondé en 1987 par les spécialistes de la Motorola Satellite Communications Division aux USA. Le projet a été mené à bien par Iridium LLC, un groupe international d'entreprises de télécommunications et industrielles qui ont investi dans le développement et la réalisation des services Iridium. Iridium est représenté dans 15 pays de tous les continents. Plus de 295 contrats de distribution ont été signés avec des prestataires de services et des partenaires d'itinérance desservant plus de 100 millions de clients dans 122 pays. Plus de 100 pays ont accordé à Iridium une concession pour ses services. Ce

nombre devrait atteindre 150 jusqu'à la fin de l'année.

Iridium Communications Germany GmbH (ICG) dont le siège se trouve à Düsseldorf représente Iridium dans 21 pays européens et en Israël. L'entreprise a été fondée en 1995 par o.tel.o Communications, le partenariat dans le domaine des télécoms de VEBA et RWE. o.tel.o possède 100 % du capital de Iridium Communications Germany et près de 9 % de celui de Iridium LLC. Cette entreprise est donc dans l'ordre le troisième investisseur principal dans le projet. L'Allemagne a déjà octroyé les licences et les fréquences nécessaires et l'homologation des types de microtéléphones a déjà eu lieu. Les utilisateurs d'un certain nombre de réseaux de téléphone peuvent, dès fin 1998, acquérir un téléphone portatif Iridium supplémentaire qui leur permettra de téléphoner immédiatement dans toutes les parties du monde. Le déverrouillage par carte SIM et le décompte sont effectués comme à l'accoutumé par le fournisseur habituel, le numéro ne change pas. Ceux qui ne peuvent (ou ne veulent) pas avoir recours au réseau terrestre peuvent utiliser un téléphone portatif conçu exclusivement pour les satellites du réseau Iridium. Ces abonnés ne sont plus rattachés à un pays particulier, mais au

monde entier en présélectionnant le « pays » Iridium (+ 8816).

Notons que la France fait partie du groupe Europe du Sud où elle cohabite avec la Belgique, la Bosnie-Herzégovine, la Croatie, le Danemark, les îles Faroë, la Grèce, l'Italie, le Liechtenstein, le Luxembourg, la république de Macédoine ex-Yugoslavie, Malte, Monaco, les Pays-Bas, San Marino, la Serbie et le Monténégro, la Slovénie, la Suisse et, pour terminer, la Cité du Vatican. Si vous voulez en savoir plus sur Iridium, nous ne pouvons que vous conseiller de jeter un coup d'œil au site officiel d'Iridium situé à l'adresse suivante : <http://www.iridium.com> et au site français consacré au sujet sis lui à

l'adresse : <http://www.iridium.fr>.

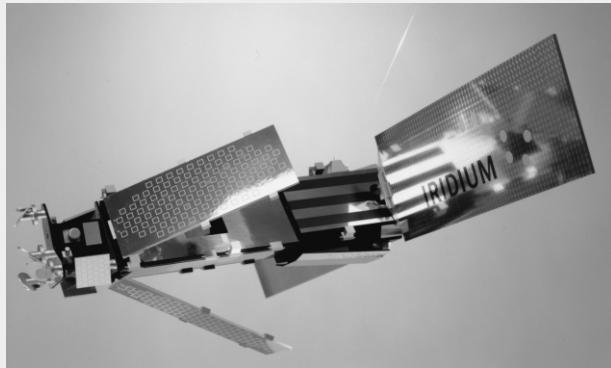
Signalons l'existence, pour les réponses aux questions, d'un numéro de téléphone azur : 0.801.23.09.98. Pour la France c'est donc à ce jour TDCom qui, officiellement, est Société de Commercialisation des Services Iridium (SCSI).

(990003)



Figure 4. Téléavertisseur Iridium et téléphone portatif de Motorola. Le téléphone portatif comporte des modules de fréquence interchangeables pour divers standards de téléphonie mobile et nécessite aussi une unité d'antenne pour bande L assurant le contact direct avec les satellites.

Les satellites Iridium



Plus de 80 satellites Iridium ont déjà été mis en service. Chacun d'entre eux pèse 689 kilos ; leur longueur est d'environ 4,5 m et ils tirent leur énergie de deux panneaux (ailes) solaires d'environ 6 m de long équipées de cellules solaires à l'arsénure de gallium. La structure porteuse du satellite, de section triangulaire, est faite de plastique renforcé de fibres pour des raisons de stabilité.

La génératrice solaire alimente un accumulateur nickel-hydrogène comportant 22 cellules qui assure l'alimentation en énergie électrique pendant le temps passé au-dessus de la face obscure de la Terre (la moitié de l'orbite de 100 minutes). La puissance d'émission moyenne d'un satellite est de 660 W. L'électronique principale est constituée de 13 ASIC et la puissance de calcul du réseau de processeurs est de 100 MIPS. Il est possible de traiter simultanément plus de 11 000 conversations à pleine charge.

L'électronique d'émission et de réception est basée sur des MMIC, les amplificateurs des récepteurs sont équipés de FET

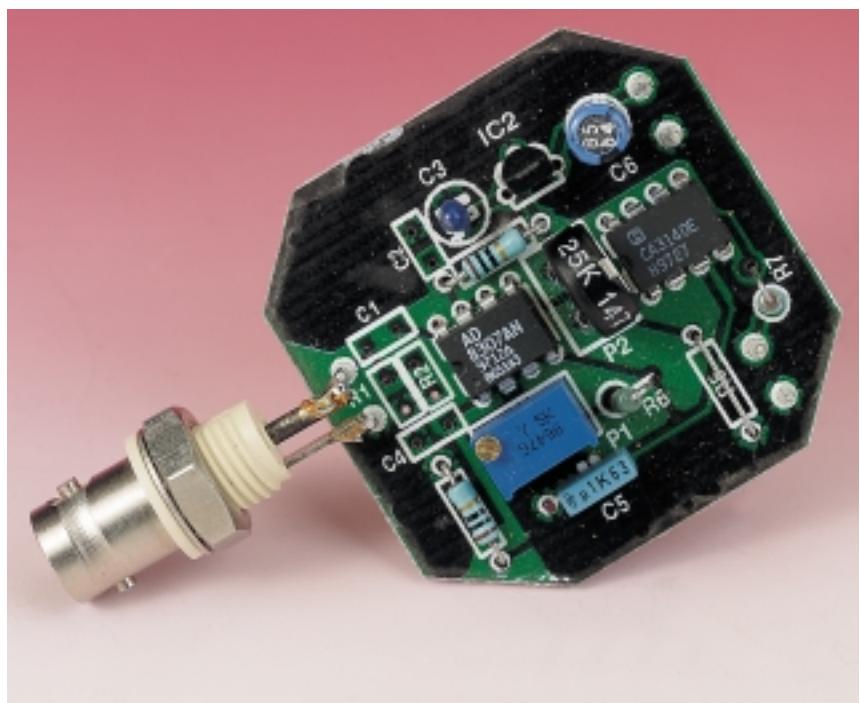
GAS à souffle très réduit. Quatre antennes (deux pour le nord-sud et deux pour l'est-ouest) assurent la liaison avec les autres satellites dans la bande Ka à des fréquences de 23,18 à 23,38 GHz. Trois antennes principales comportant chacune 16 pinceaux fins assurent la liaison direct avec les abonnés (téléphones portatifs et téléavertisseurs) dans la bande L à des fréquences de 1 616 à 1 626,5 MHz et quatre antennes mobiles dans la bande Ka assurent la liaison descendante à 19,4 – 19,6 GHz et la liaison ascendante à 29,1 – 29,3 GHz avec les stations au sol. Toutes les antennes sont construites sous forme de panneau plat et sont basées sur les techniques les plus modernes.

Le responsabilité du développement et de la construction des satellites Iridium, dont le nombre dépasse 80, a été confiée à Lockheed-Martin. Lockheed a construit jusqu'à présent plus de satellites LEO que n'importe quelle autre entreprise occidentale. En dépit de son expérience, on a eu à déplorer plusieurs pannes de satellites. Le nombre de 77 satellites actifs initialement prévu était déjà tombé à 66 en 1996 et n'a pu être atteint qu'en mai 1998. La plupart des satellites Iridium ont été mis sur orbite par lot de 5 à partir de la base Vandenberg en Californie au moyen de la fusée Delta II construite par Boeing. La fusée Proton lancée à partir du cosmodrome de Baïkonour au Kazakhstan a mis sur orbite 7 satellites à la fois grâce à sa plus grande capacité. La Chine a aussi contribué à cet ambitieux programme de lancement. Toutefois, la fusée « Long March 2C/SD » fabriquée par Great Wall Industries Corporation n'est capable de mettre que deux satellites sur orbite à la fois. Les 66 satellites opérationnels devraient être suivis des satellites de réserve pour lesquels il faudra effectuer deux vols Delta II et deux vols Long March. Cinq membres du « bataillon de réserve » se trouvaient déjà sur orbite fin octobre 1998.

VU-mètre HF

à large bande & plage de mesure étendue

À l'image du multimètre, un VU-mètre HF est un instrument qui se doit d'être présent dans tout laboratoire se prétendant de HF (Hautes Fréquences). Un VU-mètre tant soit peu précis et pouvant prétendre être à large bande coûte, en règle générale, relativement cher, la majorité des réalisations personnelles n'étant elles pas suffisamment sensibles et par contre trop sensibles aux variations de température.



Caractéristiques techniques :

Plage de fréquences

100 kHz à 110 MHz (Erreur < 1 dB)
100 kHz à 200 MHz (Erreur < 2 dB)

Plage de niveaux :

32 à 117 dBmV (10 MHz, Erreur ≤ 1 dB)
100 mV/10 dB

Échelle :

Impédance d'entrée :

50 Ω

La solution à ces problèmes prend la forme d'un nouveau circuit intégré démodulateur logarithmique qui permet la réalisation d'un VU-mètre tout à la fois sensible et précis et utilisable bien au-delà de la plage des O.C. Quelques petites modifications permettent de convertir cet appareil en VU-mètre BF. La caractéristique première du schéma du VU-mètre pro-

posé en figure 1, est sa simplicité. Il se résume, outre le circuit intégré démodulateur, IC1, un AD8307, à un tampon, IC3, et à quelques composants passifs. À cela il faut ajouter un régulateur de tension intégré, IC2. Le signal à mesurer atterrit, arrivant d'une embase BNC et transitant par le biais d'une liaison aussi courte que possible, à C1, un condensateur chargé du

découplage en continu, pour aller ensuite à l'entrée non-inverseuse du démodulateur (broche 8). L'entrée inverseuse (broche 1) est elle, isolée galvaniquement, reliée, par le biais de C4, à la masse. Le dimensionnement de C1 et C4 est tel que la fréquence-limite inférieure du montage se situe en-deçà de 100 kHz. On peut ainsi, ultérieurement, se contenter d'un générateur BF pour l'étalonnage.

R1 et R2 assurent l'adaptation d'impédance de l'entrée à la valeur, classique en HF, de 50 Ω. C'est à dessein que nous avons pris 2 résistances en parallèle pour réduire le plus possible l'influence des composantes parasites de résistances réelles. Pour la même raison, il est recommandé, en particulier si l'on prévoit d'utiliser le VU-mètre pour des fréquences supérieures à 50 MHz, de faire appel à des composants CMS. Si l'on travaille à des fréquences faibles, rien n'interdit l'utilisation de résistances ordinaires à condition de raccourcir leurs pattes au strict nécessaire.

Les 2 résistances d'adaptation sont prises directement entre l'entrée et la masse de sorte qu'elles risquent d'être détruites par une éventuelle tension continue se superposant au signal de mesure HF. Il serait bien entendu possible d'éliminer ce risque en plaçant un condensateur céramique de couplage de quelque 20 nF, mais cette mesure de protection se paierait par une limitation à 30 MHz environ de la plage de fréquences.

Le signal de sortie du démodulateur logarithmique est en fait un courant qui se trouve, à l'intérieur du AD8307 déjà, convertit, par le biais d'une résistance, en une tension, disponible, non tamponnée et à une impédance de quelque kilohms, sur la broche 4. Le montage série de P1 et R6 est pris en parallèle sur ladite résistance interne et permet ainsi une modification du facteur d'échelle qui, en l'absence d'intervention extérieure, est de 25 mV/dB. C5 sert à moyenner le signal de sortie donnant du même coup une certaine stabilité de l'affichage. La valeur à donner à ce condensateur dépend de l'application envisagée : le choix d'une capacité plus importante se traduit par une meilleure stabilité de l'affichage mais aussi par une inertie plus importante de sorte que l'on préférera une valeur plus faible lorsque l'on affaire à une wobulation rapide.

P2 permet un décalage parallèle de la courbe de réponse et partant la prise en compte d'une atténuation ou d'un gain introduit entre l'objet de mesure et l'entrée du AD8307. La plage d'excursion (pour R5 = 0) va de quelque -26 à +14 dB, ce qui signifie qu'il est possible de compenser des gains allant

1

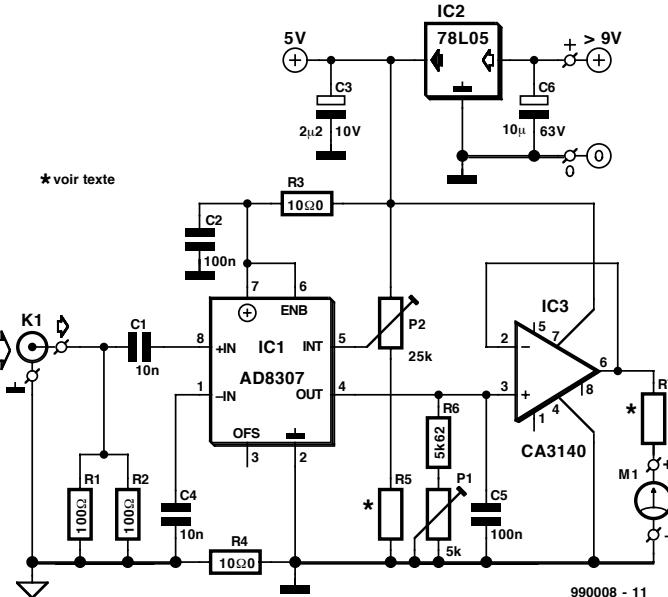


Figure 1. Le schéma du VU-mètre HF au centre duquel règne le circuit intégré du démodulateur, un AD8307AN.

jusqu'à 26 dB et des atténuations inférieures ou égales à 14 dB. Par un choix judicieux de R5 il est donc possible de limiter la plage d'excursion en fonction des besoins.

La raison d'être de R4 n'est pas évidente s'il ne devait que servir à établir une liaison masse à masse. Il sert en fait à découpler l'entrée du AD8307 du reste du montage et partant améliore le comportement du circuit aux niveaux de signaux faibles. L'amplificateur-tampon

IC3 est, en raison de l'impé-

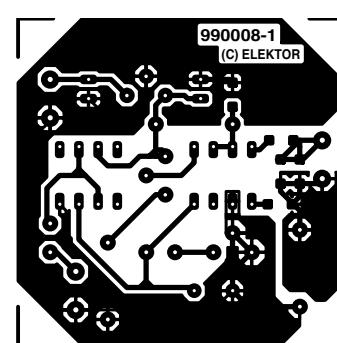
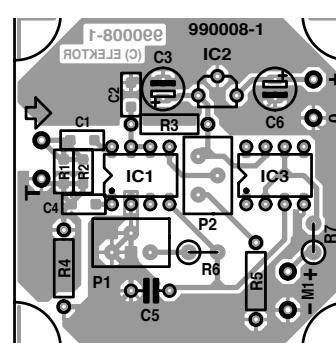
dance de sortie élevée de IC1, indispensable si l'on envisage de connecter une charge à faible impédance, ce qui est le cas d'un instrument à bobine mobile.

IC2 fournit une tension d'alimentation stable de 5 V mettant ainsi le AD8307 à l'abri de surtensions. La paire R3/C2 constitue un filtre passe-bas chargé d'éliminer les parasites dûs à la tension d'alimentation.

Après avoir subi une petite modification, ce montage peut également être utilisé comme VU-mètre BF. Il suffit de

Figure 2. La réalisation du VU-mètre HF fait appel à une platine simple face. On notera la présence, au niveau de l'entrée, de composants CMS.

2



Liste des composants

Résistances :
 R1, R2 = 100 Ω CMS
 R3, R4 = 10Ω0
 R5, R7 = cf. texte
 R6 = 5kΩ62
 P1 = ajustable multitour 5 kΩ vertical
 P1 = ajustable multitour 25 kΩ vertical

Condensateurs :
 C1, C4 = 10 nF CMS
 C2 = 100 nF CMS

C3 = 2μF2/10 V tantalé
 C5 = 100 nF MKT (RM5)
 C6 = 10 μF/63 V tantalé

Semi-conducteurs :
 IC1 = AD8307AN (Analog Devices)
 IC2 = 78L05
 IC3 = CA3140E

Divers :
 K1 = embase BNC châssis 50 Ω
 Boîtier Hammond 1590LB

3

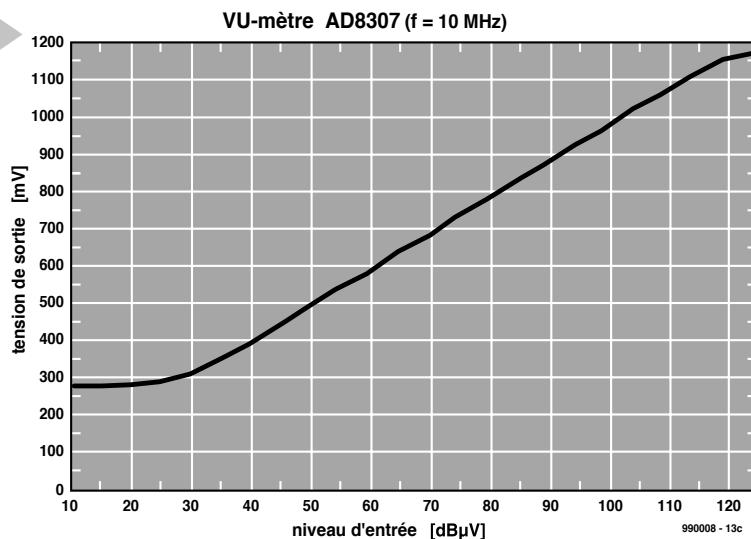


Figure 3. Courbe de réponse du VU-mètre à une fréquence d'entrée de 10 MHz. Le tableau prouve les faibles différences aux fréquences plus élevées.

Niveau [dBm]	Niveau [dB μ V]	Usor à MHz [mV]	Usor à 110 MHz [mV]
-97	10	281	282
-92	15	282	283
-87	20	285	285
-82	25	294	294
-77	30	312	313
-72	35	353	356
-67	40	397	400
-62	45	450	450
-57	50	497	496
-52	55	550	544
-47	60	596	590
-42	65	650	641
-37	70	695	686
-32	75	750	737
-27	80	795	783
-22	85	847	833
-17	90	895	881
-12	95	948	933
-7	100	994	980
-2	105	1 049	1 033
3	110	1 090	1 078
8	115	1 143	1 132
13	120	1 185	1 178
18	125	1 218	1 188

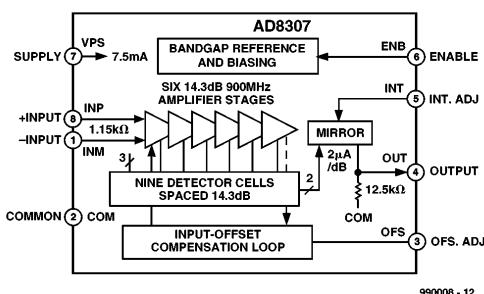
200 MHz, 99 dB μ V: 948 mV
300 MHz, 100 dB μ V: 942 mV

AD8307

Le AD8307 d'Analog Devices repose sur le principe d'une chaîne de redresseurs et fournit en sortie une tension continue proportionnelle au niveau d'entrée.

La plage de fréquences intrinsèque du composant s'étend du continu à quelque 500 MHz. Si l'on n'est pas trop exigeant en ce qui concerne la précision on peut même espérer monter jusqu'à 900 MHz.

La plage de niveaux utile donnée par le fabricant s'étend de -75 à + 17 dBm. Il n'est pas très difficile d'arriver à des erreurs de mesure inférieures à 1 dB. On pourra trouver d'autres détails de fonctionnement ainsi que d'autres applications du AD8307 (en autres, un VU-mètre présentant une dynamique de 120 dB et un wattmètre dont la plage de mesure s'étend de 1 μ W à 1 kW) dans la fiche de caractéristiques que l'on peut d'ailleurs télécharger du site Internet d'Analog Devices à l'adresse suivante : <http://www.analog.com/AD8307>.



frayeurs. La mise en place des 5 composants à montage en surface (CMS), R1, R2, C1, C2 et C4, est le seul point délicat. Il est recommandé de les mettre en place en premier, lorsque la platine repose encore bien à plat sur la surface de travail. On commence par doter l'un des plots auxquels viendra se fixer le composant, d'un fin film de soudure pour ensuite positionner le composant CMS à l'aide d'une pince à l'endroit requis avant de le souder par fusion du film de soudure placé auparavant. Le composant est ainsi fixé de sorte qu'il ne reste plus qu'à souder son autre extrémité sur l'autre plot. On peut, à condition de créer son propre dessin de platine, utiliser, à la place desdits composants CMS, des composants ordinaires pour R1, R2, C1, C2 et C4, en veillant cependant à ce que les pattes soient coupées au plus court. On ne constate pratiquement pas de détérioration des caractéristiques du montage aux fréquences inférieures à 30 MHz (ce qui couvre l'ensemble de la bande des Ondes Courtes).

On pourra également, si l'on se contente de cette plage de 30 MHz, placer le AD8307 dans un support. Cependant, si l'on tient à utiliser au mieux la puissance du démodulateur, il faudra souder IC1 directement sur la platine. Il faudra auparavant (avant de souder IC1 donc) examiner avec soin sa réalisation et vérifier la tension d'alimentation, vu le prix du AD8307. Est-il nécessaire de préciser que le montage devra, vu les faibles niveaux des tensions de mesure HF, de l'ordre de quelques dizaines de μ V, mettre le VU-mètre HF dans un boîtier métallique le protégeant des signaux HF parasites. Seul le circuit de mesure de niveau devra prendre place à l'intérieur du boîtier blindé, la source de parasites qu'est une alimentation n'a rien à y chercher. Il est également important de disposer d'une tension d'alimentation propre de 9 à 15 V. L'implantation, au niveau des points d'injection de la tension d'alimentation et de sortie de la tension de mesure, de condensateurs de transfert n'a rien d'un luxe. À faire donc.

L'ÉTALONNAGE

L'étalonnage est étonnamment simple. Cette opération n'implique pas, impérativement, de disposer, pour la calibration du montage, d'un générateur HF. On peut se contenter d'un générateur BF doté d'un atténuateur calibré ou encore d'un VU-mètre BF ou d'un oscilloscope pris à la sortie du VU-mètre HF à condition qu'il puisse fournir, à une charge de 50 Ω , un signal d'une fréquence de 100 kHz au minimum.

On commence par définir la pente de la courbe de réponse. Pour ce faire on branche à l'entrée du montage un

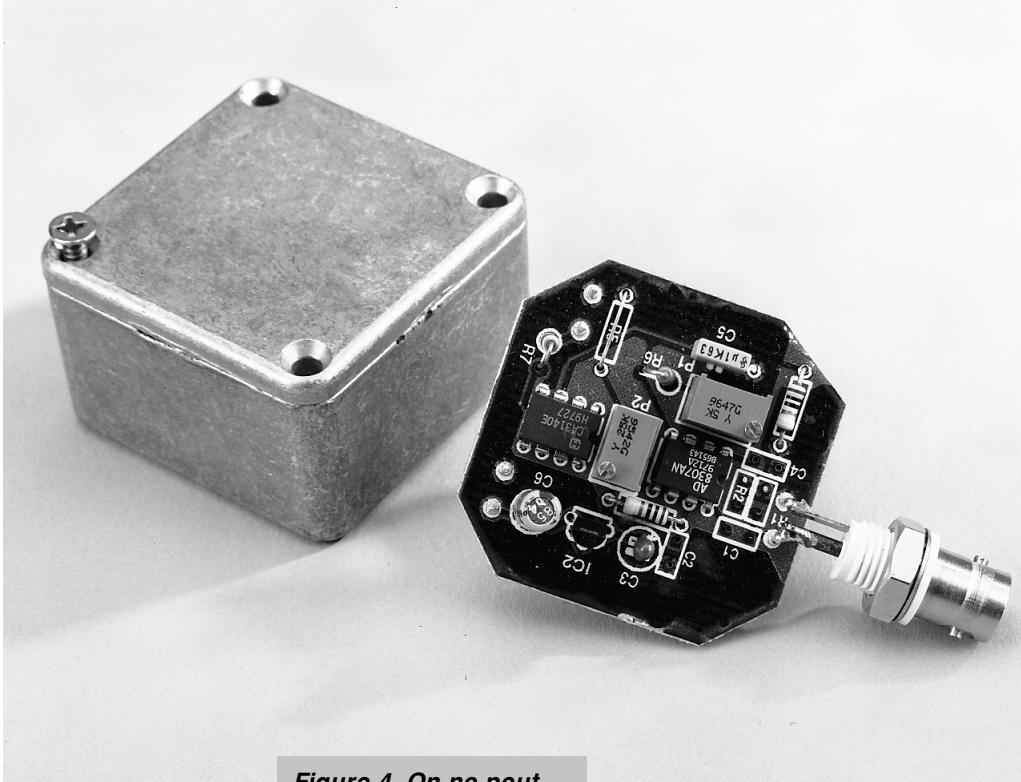


Figure 4. On ne peut plus compact : un VU-mètre HF terminé.

signal sinusoïdal ayant une fréquence de 10 MHz ou encore correspondant à la fréquence maximale que puisse fournir le générateur BF et ce à un niveau de quelque 60 dB μ V (c.à.d. -47 dBm ou 1 mV_{eff}). Ensuite, on rehausse ou abaisse le niveau de 10 dB très exactement et on joue sur P1 de manière à ce que ce rehaussement ou cet abaissement de niveau se traduise, par une variation de 100 mV (ou de toute autre valeur correspondant à un saut de 10 dB) de la tension de sortie disponible sur la broche 6 du tampon. La valeur absolue de la tension de sortie ne présente pas d'intérêt.

Celle-ci ne sera calibrée que lors d'une seconde étape. On applique, pour cela, dans le calibre 60 dB μ V, un signal de niveau parfaitement connu à l'entrée du convertisseur de niveau et on joue sur P2 de façon à obtenir l'affichage la tension de sortie recherchée (600 mV dans le présent exemple) lorsque le niveau du signal d'entrée est de 60 dB μ V. Et voilà l'affaire est réglée. On pourra, si tant est que l'on dispose des moyens requis, relever la courbe de réponse à diverses fréquences de manière à déterminer le domaine de fonctionnement utile du montage.

Si vous ne disposez pas d'un générateur permettant l'étalonnage du circuit, vous pourrez, en désespoir de cause, mettre P1 à la valeur relevée sur le prototype, à savoir 1 383 Ω (mesurée entre le curseur et la masse) et ajuster à 1,627 V la valeur de la tension présente sur la broche 5 de IC1 en espérant que les tolérances du démodulateur restent

faibles par rapport à son homologue monté dans le prototype.

DE QUOI EST CAPABLE LE VU-MÈTRE ?

Le diagramme (figure 3) donne la courbe de réponse à une fréquence de 10 MHz. La plage de mesure s'étend, à une erreur inférieure à 1 dB, de quelque 30 dB μ V à jusqu'à 115 dB μ V, environ, soit quelque 85 dB. L'erreur de mesure reste, sur des plages importantes, inférieure à 0,5 dB. Il est frappant de constater la croissance rapide de l'erreur de mesure dès que l'on sort, d'un côté ou de l'autre, de la plage utile, caractéristique du procédé de conversion utilisé par le AD8307.

Lorsque la fréquence augmente (le générateur de test de l'auteur doté d'un atténuateur bien étage et parfaitement calibré permet des mesures jusqu'à 110 MHz), la courbe de réponse se décale vers le bas. La différence faible est rendue éloquemment par le tableau, la linéarité restant en gros respectée.

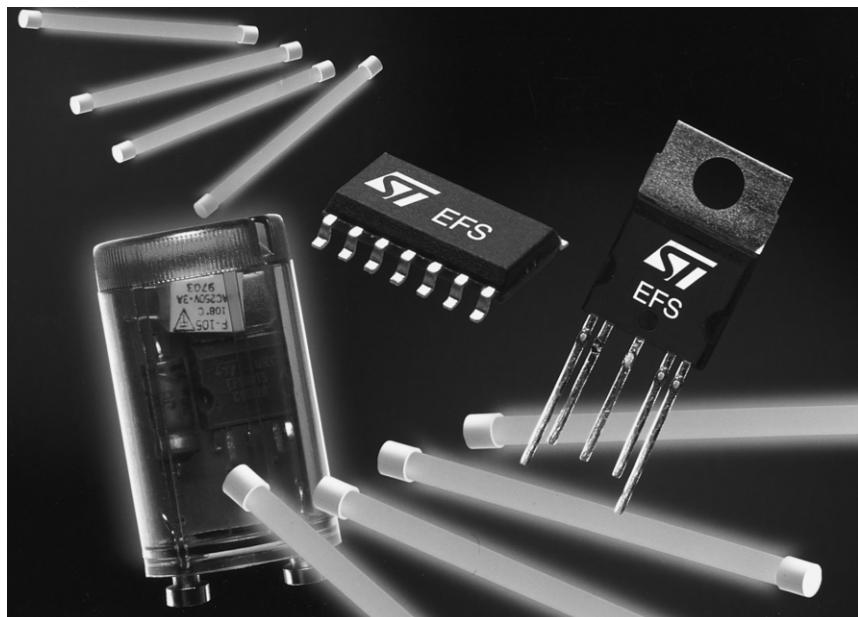
On pourra, si l'on se contente de mesures à l'intérieur d'une plage de fréquences restreinte, tenir compte, lors de l'étalonnage, de ce décalage de niveau dû à la fréquence de sorte que l'on aura, même aux fréquences plus élevées, un affichage précis. Des mesures effectuées sur le montage à des fréquences de 200 et 300 MHz et un niveau fixe de quelque 100 dB μ V, permettent de conclure que cet appareil pourra également être utilisé pour la bande des 2 mètres.

(990008)

starter futé

pour tubes fluorescents

Les starters électroniques de tubes fluorescents offrent certains avantages par rapport aux starters bimétalliques à gaz : leur comportement optimal de mise en marche épargne tout à la fois la lampe et l'énergie lors de l'allumage et ils peuvent détecter une lampe défectueuse. Un nouveau jeu de puces de ST Microelectronics – comportant un circuit d'attaque et un commutateur de puissance permet de réaliser un starter de ce type ne comportant que huit composants.



Un temps d'amorçage optimisé par rapport à la tension alternative appliquée ne supprime pas seulement le désagréable effet de clignotement des starters ordinaires, il prolonge de deux à trois fois la durée de vie d'un tube. La possibilité d'influer sur le délai d'échauffement permet d'utiliser des tubes fluorescents à des températures si basses qu'il faudrait sinon recourir à une lampe à incandescence classique. Les circuits de surveillance internes empêchent en outre les tentatives répétées d'allumage si exaspérantes de tubes fluorescents défectueux et l'incandescence continue de leurs filaments en spirale si avides de courant.

FONCTIONNEMENT D'UN TUBE

FLUORESCENT

Un tube fluorescent se compose d'un tube de verre enduit intérieurement d'une couche fluorescente. Les deux extrémités comportent deux filaments incandescents dont l'échauffement avant l'allumage proprement dit de la lampe émet des électrons dans le gaz

de remplissage. La lampe fluorescente est ensuite amorcée par une impulsion à haute tension. Celle-ci conduit à une décharge gazeuse qui se maintient grâce à l'ionisation causée par les chocs entre les atomes de gaz. Cette décharge gazeuse est principalement génératrice d'ultraviolets qui sont convertis en lumière visible par la couche fluorescente. Selon la composition de celle-ci, on obtient plusieurs nuances de blanc ou même des lampes colorées.

Le circuit de base d'un tube fluorescent se compose du ballast (bobine d'arrêt) de la lampe elle-même et du starter. On s'est servi jusqu'ici dans la plupart des cas de starters bimétalliques à gaz.

La **figure 1** montre dans le détail les différents états lors de l'allumage du tube avec un starter ordinaire. Le ballast et les deux filaments incandescents à l'intérieur du tube ne sont tout d'abord pas alimentés et toute la tension du réseau est appliquée au starter à gaz. À la tension d'amorçage d'environ 100 V, il se produit une décharge lumineuse entre les deux électrodes bimétalliques dans l'ampoule remplie de gaz. Cela

par Gregor Kleine

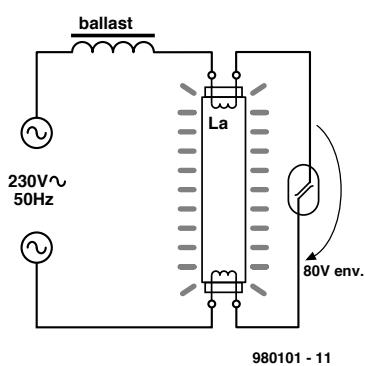
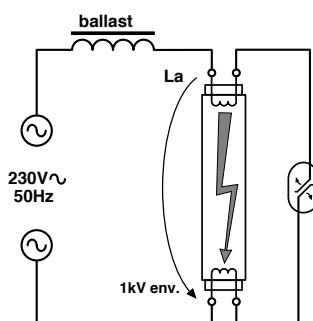
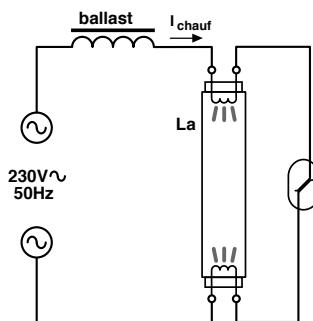
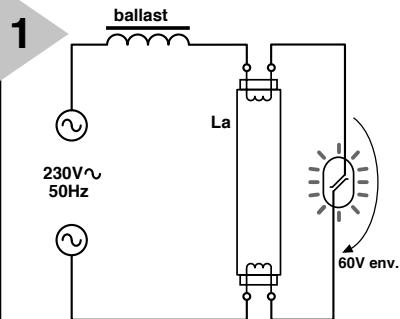


Figure 1. Mise en marche d'un tube fluorescent conventionnel.

fait s'effondrer la tension à environ 60 V. La décharge lumineuse accroît la température des deux languettes bimétalliques qui se replient l'une vers l'autre et entrent en contact après quelques dixièmes de secondes. Le courant élevé qui passe alors par les deux filaments incandescents n'est limité que par le ballast qui agit comme résistance inductive chutrice. Les fila-

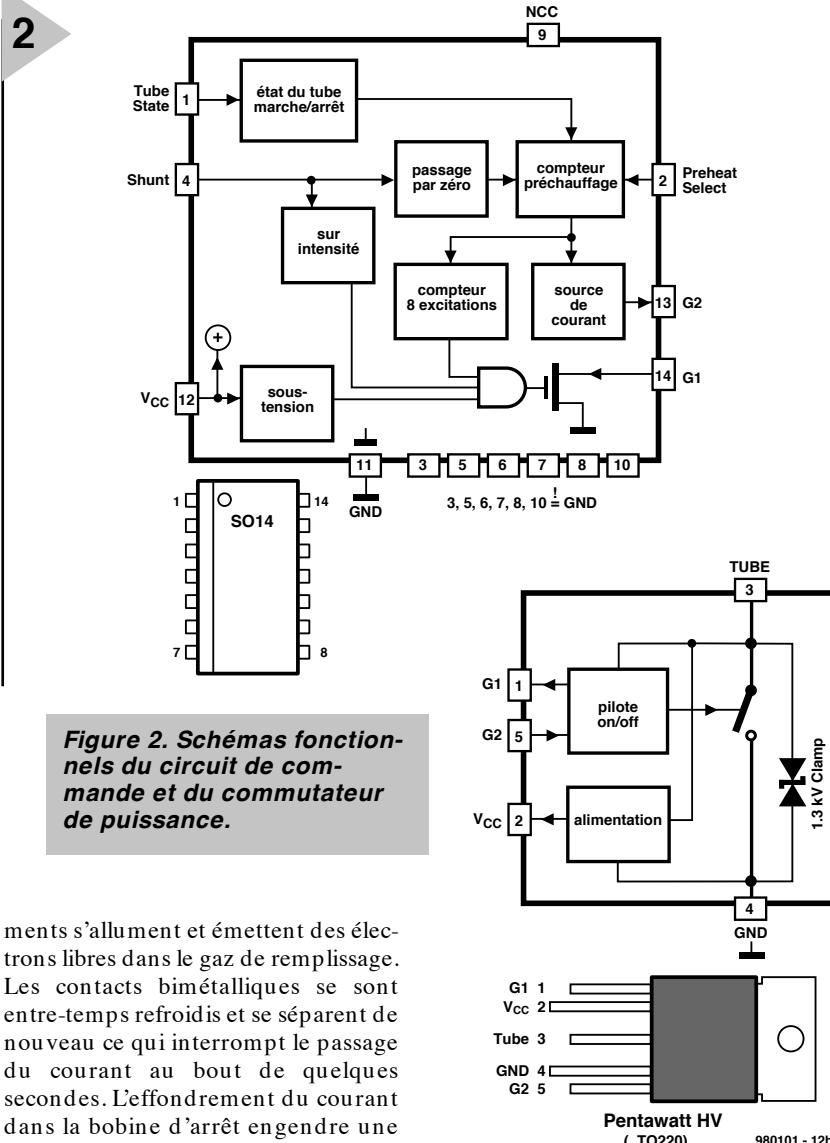


Figure 2. Schémas fonctionnels du circuit de commande et du commutateur de puissance.

ments s'allument et émettent des électrons libres dans le gaz de remplissage. Les contacts bimétalliques se sont entre-temps refroidis et se séparent de nouveau ce qui interrompt le passage du courant au bout de quelques secondes. L'effondrement du courant dans la bobine d'arrêt engendre une impulsion de haute tension tirant son énergie du champ magnétique par auto-induction. La tension de cette impulsion, qui dépasse 1 kV dans les circonstances les plus favorables, amorce une décharge gazeuse dans le tube fluorescent. Comme mentionné plus haut, cela provoque la fluorescence de la couche interne du tube. En fait, l'instant de l'ouverture du circuit par rapport au courant alternatif dans la bobine d'arrêt n'est pas défini avec précision. Si le contact est rompu lorsque le courant est relativement faible, la bobine engendre une tension d'amorçage trop faible pour le tube. Elle ne jette qu'un éclair sans que l'ionisation par chocs puisse s'auto-entretenir durablement dans le gaz de remplissage. Un starter conventionnel fera une nouvelle tentative d'allumage, ce qui prend de nouveau quelques secondes. La répétition de ce tentatives d'allumage provoque un vacillement typique lors de l'allumage d'un tube fluorescent muni d'un starter bimétallique à gaz.

La tension aux bornes du tube fluorescent lorsque celui-ci a été amorcé est limitée par la bobine d'arrêt en série à environ 80 V, ce qui empêche toute

décharge lumineuse dans le starter. Les contacts bimétalliques restent froids et le circuit est ouvert. Ce n'est que si le tube fluorescent s'éteint pour une raison quelconque que l'interruption du passage du courant dans le ballast permet à la tension aux bornes du starter d'atteindre la valeur de celle du réseau, ce qui provoque automatiquement un nouveau cycle d'allumage.

Si le tube fluorescent est défectueux, il peut advenir que le starter tente sans interruption d'amorcer la lampe. Le courant nécessaire pour porter les filaments à incandescence est relativement élevé, ce qui augmente de manière sensible la consommation d'un tube défectueux. L'interruption répétée du courant d'amorçage soumet aussi les contacts du starter à rude épreuve. Si les contacts finissent par se coller définitivement (contacts « soudés »), les filaments du tube fluorescent restent allumés.

Seuls les starters électroniques qui comptent le nombre de tentatives d'allumage pour identifier un tube défectueux offrent une protection contre

3

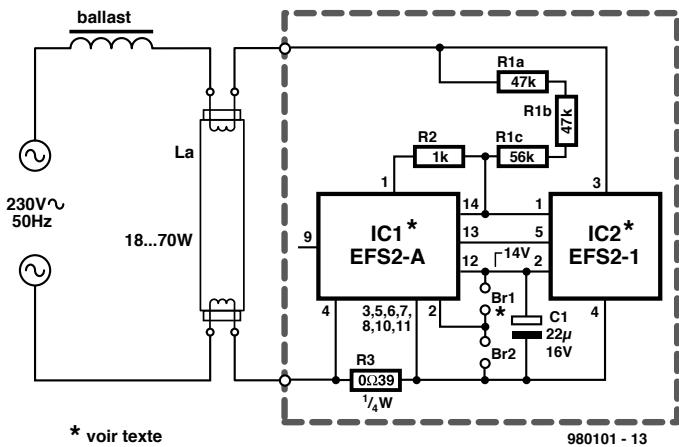


Figure 3. Circuit du starter électronique du tube fluorescent.

4

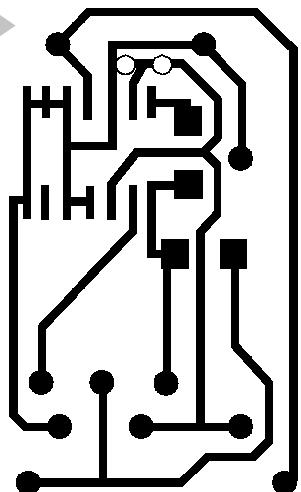


Figure 4. Dessin des pistes de la platine. (200%)

5

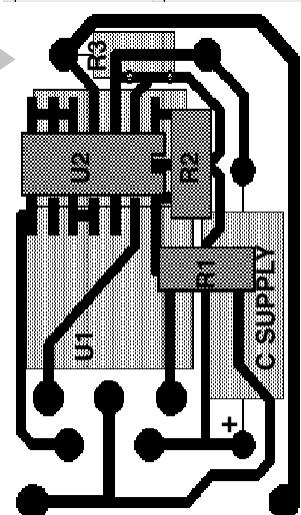


Figure 5. Implantation des composants. (200%)

cette défectuosité si gloutonne en énergie. Ces starters électroniques interrompent le processus si la lampe ne s'allume pas après un certain nombre d'essais. Ils présentent aussi l'avantage de toujours couper le courant à l'instant le plus favorable de la courbe du courant alternatif (courant maximum) et donc de ne pas causer de ratées ni de vacilllements lors de l'allumage contrairement aux starters bimétalliques à gaz ordinaires.

NOUVEAU STARTER À 2 PUCES

Les concepts auxquels on a fait appel jusqu'à présent pour les starters électroniques sont basés en général sur un circuit de commande et un transistor ou thyristor de puissance dont la périphérie comporte un nombre relativement élevé de composants. Quelques uns des circuits discrets les plus anciens n'effectuent souvent qu'une seule tentative d'allumage, ce qui est fréquemment insuffisant si le tube est froid. Il faut donc éteindre et rallumer manuellement.

ST Microelectronics (l'ex SGS Thomson) propose un jeu de deux puces qui ne requièrent que six composants passifs (5 résistances CMS un condensateur électrolytique). Ce jeu de puces se compose d'un cir-

Liste des composants

Résistances :
 R1 = 150 kΩ CMS 1206
 R2 = 1 kΩ CMS 1206
 R3 = 0Ω39/1/4W

Condensateurs :
 C1 = 22 µF/16 V

Semi-conducteurs :
 IC1 = EFS2-A (ST Microelectronics)
 IC2 = EFS2-1 (ST Microelectronics)

Divers :
 boîtier (d'un starter bi-métal défectueux)

cuit de commande et d'un commutateur bidirectionnel de puissance qui s'ouvre lorsque le courant atteint 350 mA et résiste à des pointes de courant de 1 350 V. Cette tension rend conducteur un élément de protection du commutateur de puissance ce qui permet de dériver une partie de l'énergie de la bobine d'arrêt. La **figure 2** reproduit les schémas fonctionnels du circuit de commande et du commutateur de puissance.

Le cœur du **circuit de commande** est constitué par un compteur permettant huit tentatives acceptables. La broche 4 (*Shunt*) du circuit de commande signale toute surintensité au cours du délai d'échauffement, ce qui permet de couper le circuit le cas échéant, et indique aussi les passages par zéro du courant alternatif. Un compteur détermine le délai d'échauffement de la première tentative à partir du nombre de ces passages. Ce délai peut être réglé entre 0,75 s et 1,5 s par la broche 2 (*Pre-heat Select*). Les délais d'échauffement sont fixés à 0,75 s à partir de la seconde tentative d'allumage car les filaments ont déjà été préchauffés. La broche 1 (*State Tube*) permet au circuit de commande de déterminer si le tube fluorescent s'est allumé. La broche 12 (*Vcc*) transmet environ + 14 V au circuit de commande. Cette tension ne sert pas seulement à alimenter le C.I. Si elle est trop basse, le circuit d'attaque est désactivé, exactement comme dans le cas d'une surintensité ou de la limite de huit tentatives d'allumage de la broche 14 (*G1*). G2 (broche 13) fournit une source de courant de commande du circuit d'attaque.

Le **commutateur de puissance** est basé sur un commutateur à semi-conducteur pour courants élevés (GTO = *Gate Turn Off Thyristor*) sur lequel est placé en parallèle un élément de blocage de la haute tension qui court-circuite le commutateur ouvert à environ 1,3 kV pour éviter que le circuit ne soit détruit. Le commutateur est commandé par un bloc d'attaque raccordé aux broches G1 et G2 du circuit de commande. G2 commande l'enclenchement du contact à semi-conducteur alors que G1 provoque la coupure du courant d'amorçage dans le cas des conditions d'erreur mentionnées précédemment. Le circuit de commande provoque toujours l'ouverture du GTO pour un valeur optimale de 350 mA du courant mesuré par l'entremise d'une résistance.

Le commutateur de puissance comporte aussi, comme la commande, une alimentation fournit une tension Vcc de 14 V au circuit de commande.

LE STARTER ÉLECTRONIQUE

La **figure 3** contient le détail du circuit du starter pour tube fluorescent. La

résistance série R1 (150 kΩ) doit être montée sur sa propre platine pour raison de rigidité diélectrique ou sous forme de trois résistances CMS de construction 1206 en série (2,47 kΩ + 56 kΩ), même si la notice d'application ST originale ne prévoit qu'une seule résistance. Ces résistances et R2 détectent la tension du tube qui est d'environ 100 V lorsque le tube est allumé et égale à la tension du réseau lorsqu'il ne l'est pas. La résistance détectrice de courant R3 doit pouvoir supporter par contre une puissance de / de watt et consiste donc en une résistance axiale « ordinaire ». Le condensateur électrolytique C1 lise la tension de fonctionnement Vcc de 14 volts acquise dans la partie de puissance. Les ponts Br1 et Br2 servent à programmer le délai d'échauffement à 0,75 s (Br2) ou 1,5 s (Br1). Il ne faut jamais effectuer les deux liaisons sur la platine sous peine de danger de court-circuit !

Les composants utilisés sont le circuit de commande EFS2-A et le commutateur de puissance EFS2-1. Ce jeu de puces permet d'allumer des tubes fluorescents d'une puissance nominale de 18 à 70 W. Cela devrait couvrir les besoins de la plupart des applications. ST Microelectronics propose même deux jeux de puce supplémentaires pour starter (**tableau 1**). Le jeu de puces EFS3 est prévu pour une température dépassant + 5 degrés Celsius lorsque la puissance dépasse 70 W. Inversement, il ne faut pas que la puissance de la lampe dépasse 70 W lorsque la température descend au-dessous de -20 degrés Celsius.

CONSTRUCTION ET MONTAGE

La **figure 4** reproduit la platine du starter du tube fluorescent. Elle tient dans le boîtier d'un starter à gaz conventionnel qu'on peut récupérer sur un exemplaire défectueux. Le montage (**figure 5**) commence par les composants passifs. Les résistances en format 1206 pour CMS peuvent être facilement montées lorsqu'on les saisit avec des brucelles et qu'on fixe tout d'abord une extrémité par soudage. On peut alors souder correctement l'autre extrémité – sans brucelles – en toute tranquillité. Un perfectionniste soudera encore une fois le contact du CMS fixé initialement avec un petit complément de soudure. Les composants axiaux C1 (attention à la polarité !) et R5 suivent dans cet ordre sur le côté composants. On monte ensuite les deux C.I. du jeu de puces du starter. IC1 est logé dans un boîtier normal SO14 pour composants CMS. Le bord en biais se trouve du côté des broches 1 à 7. La partie de puissance du jeu de puces du starter est logée dans un boîtier Pentawatt (similaire à TO-220) à insertion. Un refroidisseur est superflu.

Le moment est venu de choisir un délai d'échauffement. Les deux ponts apparaissent sur le tracé sous forme de cercles à bords étroits. Il faut éliminer l'un d'entre eux en le grattant avec un couteau aiguisé. Il ne faut garder les deux ponts sous aucun prétexte. Risque de court-circuit !

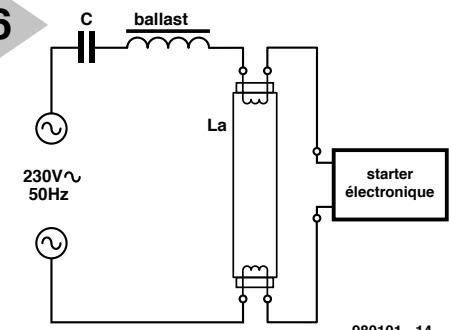
Introduire ensuite la platine équipée de ses composants dans le boîtier du starter à gaz. On peut utiliser les fils de connexion du condensateur de déphasage parallèle au tube à gaz du starter pour le raccordement à la platine. Glisser enfin la chape du boîtier sur le starter et verrouiller de nouveau la plaquette portant les contacts dans la chape. Le nouveau starter électronique est terminé.

LE STARTER AU TRAVAIL

On peut maintenant intégrer le starter dans la lampe. Le tube fluorescent devrait normalement s'allumer lors du premier essai faute de quoi il faut prolonger le délai d'échauffement.

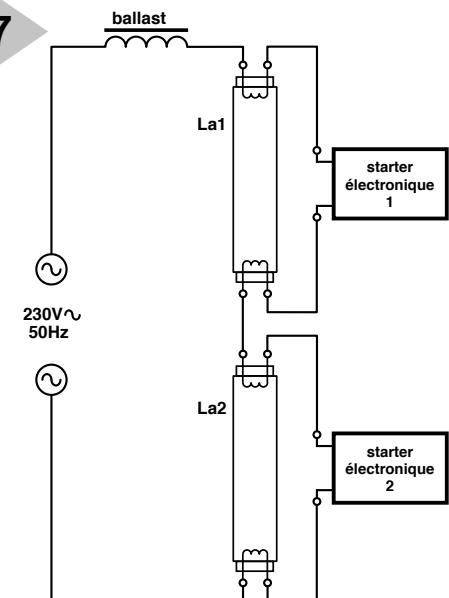
Si cela n'apporte pas le résultat escompté ou s'il n'y a qu'une seule tentative d'allumage et non huit, on pourrait se trouver en présence d'une lampe pourvue d'un condensateur de compensation en série (**figure 6**). Comme la bobine d'arrêt du ballast représente une charge presque exclusivement inductive pour le réseau, il existe des circuits de compensation à condensateur en parallèle ou en série avec le circuit de base de la figure 1. Malheureusement, ce starter électronique n'est que partiellement adéquat pour les lampes compensées en série car il n'effectue qu'une seule tentative d'allumage. En effet, le condensateur en série est chargé à environ 300 V continu après la première tentative. Cette tension fait à tel point « perdre les pédales » au circuit de commande qu'il croit la lampe déjà en fonctionnement. Un tube fluorescent en bon état devrait toutefois « démarrer » au premier essai.

Il existe encore un montage spécial « à deux tubes » ou « Twin Tube Configuration » pour tubes fluorescents. La **figure 7** reproduit ce circuit. On reconnaît ces systèmes d'éclairage à ce qu'ils comportent deux tubes fluorescents de relativement basse puissance et deux starters, mais **un seul** ballast commun. Dans ce cas, il n'est possible d'utiliser le starter électronique que si la résis-



980101 - 14

Figure 6. Circuit à condensateur de compensation-série.



980101 - 15

Figure 7. Montage à deux tubes.

tance R4 de 1 kΩ de chacun des deux starters utilisés est portée à 2 kΩ. Faute de quoi, il ne se produit là aussi qu'une seule tentative d'allumage. Si le remplacement des résistances ne suffit pas, faire pivoter l'un des deux starters électroniques de 180 degrés dans son socle. L'amorçage du montage à deux tubes devrait alors s'effectuer correctement.

(980101)

Jeu de puces starter	EFS1	EFS2	EFS3
<i>Puissance du tube [W]</i>	36 à 58	18 à 70	18 à 125
<i>Température de fonctionnement [°C]</i>	+ 5 à + 75	- 20 à + 75	- 40 à + 85
<i>Circuit de commande</i>	EFS1-A	EFS2-A	EFS3-A
<i>Commutateur de puissance</i>	EFS1-1	EFS2-1	EFS3-1

conductivité-mètre

à capteur de fabrication-maison

Il est intéressant de connaître, lorsque l'on a à juger de la qualité d'une eau, outre son degré d'acidité, également sa conductivité, ce dernier facteur indiquant le degré de minéralisation, c'est-à-dire à sa teneur en calcaire.



Une eau à forte teneur de calcaire ne convient ni aux poissons, ni aux plantes et encore moins à un bon café ou thé. Ceci explique que nombreux possesseurs d'aquarium, d'amateurs d'orchidées, et autres adeptes d'hydroculture utilisent de l'eau distillée voire déminéralisée par cartouches filtrantes, une approche non seulement coûteuse mais encore, pour la seconde solution, très risquée en raison des risques biologiques qu'elle implique. Il est moins cher et plus écologique de récupérer l'eau de pluie et de la filtrer avant de l'utiliser. Malheureusement, la qualité de l'eau de pluie varie énormément, en fonction du degré d'impureté de l'air et de l'état de la surface de récupération, lire le toit. La solution la plus simple pour savoir si l'eau est utilisable pour l'application envisagée est d'en mesurer la conductivité. L'instrument de mesure que nous nous proposons de vous présenter ici mesure la conductivité et l'affiche en mS (micro-Siemens).

Projet : Peter Baer

CONDUCTIVITÉ ET VALEUR DE CONDUCTANCE

De par son principe, la mesure de la valeur de conductance ne diffère pas de celle d'une résistance. On applique une tension constante à l'objet à mesurer et, à partir du courant qui traverse ledit objet on peut en déterminer la résistance ou la conductance. La résistance électrique de même que son inverse, la conductance G , ne dépend, à température constante, que des dimensions géométriques (section perpendiculaire A en mm^2 , longueur l en m) et de la conductivité spécifique (K en $\text{m}/\Omega\cdot\text{mm}^2$) du conducteur électrique :

$$G = K \cdot A / l$$

Cette formule vaut tout aussi bien pour un matériau solide tel qu'un câble ou une piste de cuivre sur une platine que pour un liquide. Le capteur à cellule de mesure propre utilisé dans ce montage est constitué de 2 électrodes d'une superficie de 1 cm^2 positionnées perpendiculairement l'une à l'autre avec un écartement de 1 cm. Ce dimensionnement permet de transformer, sans calcul compliqué la valeur de conduc-

tance mesurée en valeur de conductivité spécifique de l'eau.

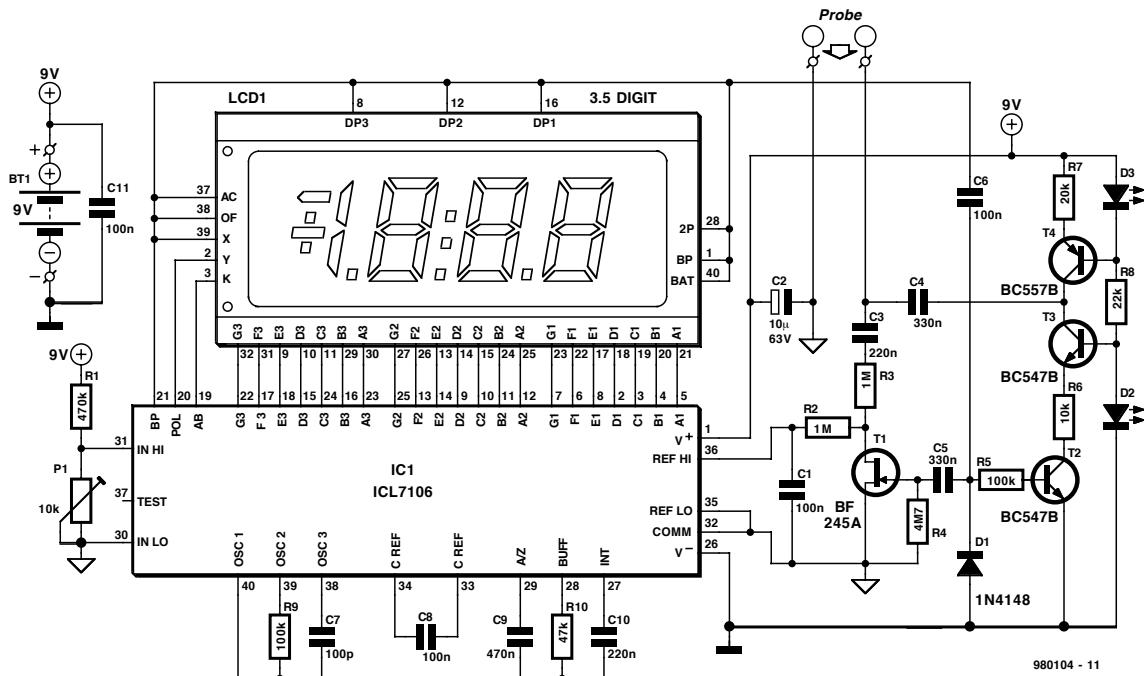
L'eau pure, que l'on trouve dans le commerce sous la dénomination d'eau distillée et que l'on utilise dans les fers à repasser, l'hydroculture ou les batteries de voiture, a une conductivité spécifique de :

$$\gamma \approx 10^{-9} \text{ m/W}\cdot\text{mm}^2 = 10 \text{ mS/cm.}$$

La résistance existante entre les 2 électrodes a ainsi une valeur de $100 \text{ k}\Omega$, la conductivité étant de 10 mS . Une augmentation du degré d'impureté ou de la minéralisation se traduit par une diminution de la résistance relevée entre les 2 plaquettes constituant le capteur. L'eau utilisée pour la culture des orchidées par exemple, ne doit pas dépasser une valeur de conductance de 200 mS . L'eau du robinet présente, en fonction des régions, une conductance pouvant aller jusqu'à 1 mS , celle de l'eau de mer étant même de 100 mS voire plus.

L'ÉLECTRONIQUE DE MESURE

Ainsi, tout ce que l'on demande à l'électronique de mesure est de permettre la



mesure d'une résistance. La recette n'a rien de bien sorcier : on fait appel à une source de courant constant, on intègre le capteur dans un diviseur résistif et on applique la chute de tension aux bornes du capteur à un convertisseur A/N pilotant un affichage. Dans la réalité, les choses ne sont pas aussi simples vu que la mesure de la résistance d'un liquide ne doit pas se faire à l'aide d'un courant continu mais uniquement par le biais d'un courant alternatif. L'utilisation d'un courant continu se traduirait par un phénomène d'électrolyse qui ne manquerait pas, au bout d'un certain temps, d'attaquer les électrodes quitte à les disoudre.

L'électronique dont on retrouve le schéma en **figure 1** fait astucieusement appel, elle, à un courant alternatif rectangulaire fourni par le convertisseur analogique/numérique en vue du pilotage de l'affichage LCD, à savoir la tension dite d'arrière-plan (BP = *Back Plane*) disponible en broche 21 du CAN.

La tension d'arrière-plan commute, par le biais du transistor T2, un drain de courant constant (T3, D2 et R6) combiné à une source de courant constant (T4, D3 et R7). Au rythme de la tension d'arrière-plan, le condensateur C4 se charge et se décharge à un courant de 100 mA (pour cela, le drain écluse en outre les 100 mA de la source vu que celle-ci est active). La cellule de mesure est ainsi traversée par un courant alternatif de ± 100 mA, de sorte que l'on a, aux bornes de la résistance (l'eau), une chute de tension de ± 100 mV/ Ω .

Par le biais de C3, R2 et R3, on dérive la tension de mesure. Le FET T1 force, au rythme de la tension d'arrière-plan, la

tension de mesure à la masse pendant la demi-période négative, se comportant ainsi en un redresseur à pilotage synchrone ne connaissant pas de tension de seuil ou autre non-linéarité.

Il va falloir, générer, à partir de la tension de mesure redressée ainsi obtenue, tension proportionnelle à la résistance, la valeur inverse en vue d'obtenir un affichage en Siemens. L'auteur résout ce problème à l'autre d'une autre astuce électronique par application d'une part de la tension de mesure à l'entrée de tension de référence du circuit intégré du multimètre numérique et d'autre part d'une tension constante à l'entrée de mesure. Dans ces conditions, l'affichage connecté au ICL7106 ne visualise pas, comme d'habitude, U/U_{ref} , mais U_{const}/U_{mes} .

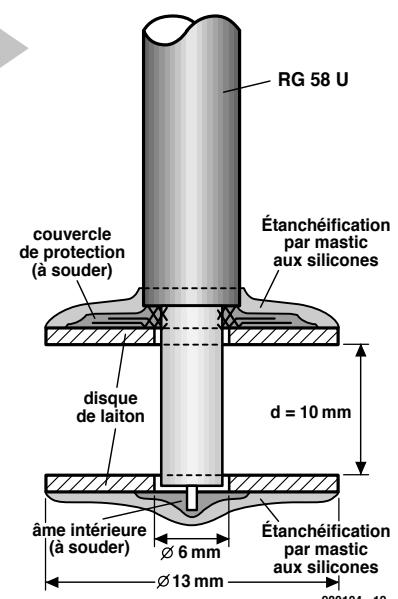
Figure 1. Les particularités du conductivité-mètre sont une utilisation astucieuse de la tension d'arrière-plan et une interversion des entrées de référence et de signal.

L'ajustable pris à l'entrée de mesure utilisée contre nature permet de compenser les tolérances des composants et du capteur.

RÉALISATION DES PLAQUETTES

Il nous faut, pour fabriquer le capteur,

Figure 2. Il suffit, pour réaliser le capteur, d'un morceau de câble coaxial RG58U, de 2 rondelles métalliques et d'une main assurée.



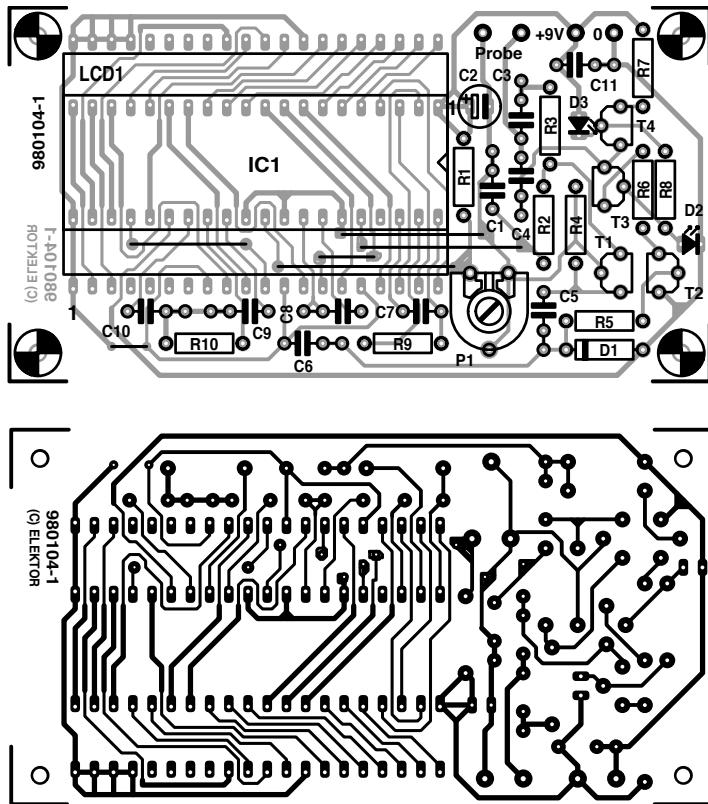


Figure 3. La réalisation de la platine ne doit pas poser de problème.

non pas un portemonnaie bien rempli, mais une paire de plaquettes de laiton rondes ou de autre matériau sur lequel on peut effectuer des soudures, un morceau de câble coaxial du type RG58U (courant) de 15 cm environ et un fer à souder relativement puissant. L'ouverture au centre des mini-disques de 13 mm de diamètre doit elle avoir un diamètre de 6 mm, de sorte que leur surface est de 1 cm² et qu'elles se laissent glisser impeccablement sur le blindage intérieur du câble coaxial. On pourrait éventuellement envisager l'utilisation de rondelles M6. On débarasse le câble coaxial de sa gaine protectrice extérieure sur 15 mm

Figure 4. Voici le prototype du conductivité-mètre.

environ, le blindage tressé étant coupé de manière à laisser une longueur de 5 mm

que l'on « retrousse » ensuite sur la gaine. On enlève ensuite une partie telle de la gaine intérieure que, comme l'illustre le croquis de la **figure 2**, l'écart entre les 2 plateaux soit de 10 mm très exactement. Les disques sont ensuite soudés l'un au blindage, l'autre à l'âme du câble coaxial, les dites surfaces de soudure étant étanchéifiées à l'aide de colle aux silicones ou à l'UHU-Plus. La réalisation de la platine proprement dite dont on retrouve en **figure 3** le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants demande moins de doigté pour

Liste des composants

Résistances :
 R1 = 470 kΩ
 R2,R3 = 1 MΩ
 R4 = 4 MΩ
 R5,R9 = 100 kΩ
 R6 = 10 kΩ
 R7 = 20 kΩ
 R8 = 22 kΩ
 R10 = 47 kΩ
 P1 = ajustable 10 kΩ

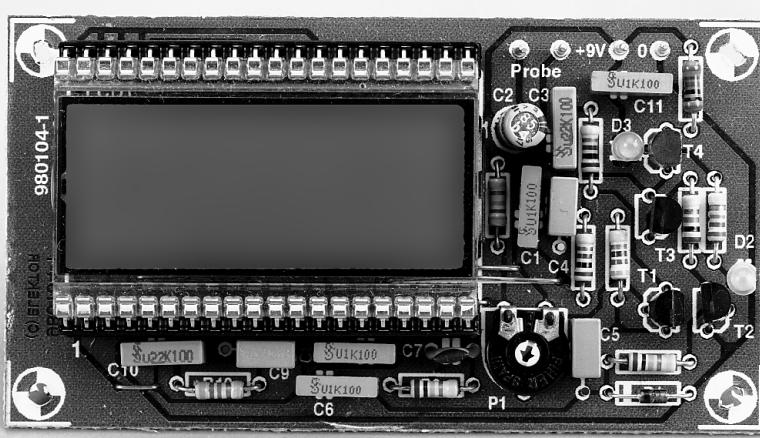
Condensateurs :
 C1,C6,C8,C11 = 100 nF
 C2 = 10 µF/63 V vertical
 C3,C10 = 220 nF
 C4,C5 = 330 nF
 C7 = 100 pF
 C9 = 470 nF

Semi-conducteurs :
 D1 = 1N4148
 D2,D3 = LED verte 3 mm
 T1 = BF245A
 T2,T3 = BC547B
 T4 = BC557B
 IC1 = ICL7106CPL (Maxim)

Divers :
 LCD1 = affichage LCD à 3 chiffres 1/2
 (On trouve souvent IC1 et l'affichage sous forme de set)
 BT1 = pile compacte 9 V + connecteur à pression
 interrupteur unipolaire
 boîtier avec fenêtre pour affichage

la mécanique de précision. Attention au respect des polarités des 3 diodes et du condensateur électrochimique. Le circuit intégré sera soudé directement (mais avec les précautions d'usage) sur la platine de manière à pouvoir monter l'affichage en gigogne. On connectera, pour vérifier le fonctionnement de l'électronique, un potentiomètre ordinaire à l'entrée de mesure (Probe) et on s'assurera que l'affichage indique la valeur de conductivité correspondant approximativement à la résistance (de 10 kΩ à 1 kΩ). Si tout est OK, il restera à placer l'électronique et le capteur dans un boîtier, doté d'une fenêtre pour afficheur, adéquat, connecte le capteur de la façon illustrée par la photo de la **figure 4** et on termine le câblage (ne pas oublier l'interrupteur marche/arrêt !).

Le conductivité-mètre possède une plage de mesure de 50 mS (ce qui correspond à une résistance de la cellule de mesure de 20 kW et à une tension de mesure de 2 V, valeur maximum admise par le ICL7106). C'est là la valeur que doit afficher l'instrument lorsque la cellule de mesure se trouve « au sec ». Vers le haut, la plage de mesure est, en raison des caractéristiques du ICL7106, limitée à 1 999 mS, sachant que l'erreur de base de 5% augmente quelque peu au-delà de 1 000 mS.



électronique en ligne

fiches de caractéristiques

documentation composants

Il est souvent utile, voire indispensable, si

l'on veut développer une réalisation de son

cru, de disposer

d'une description complète du fonctionnement et de la structure des composants

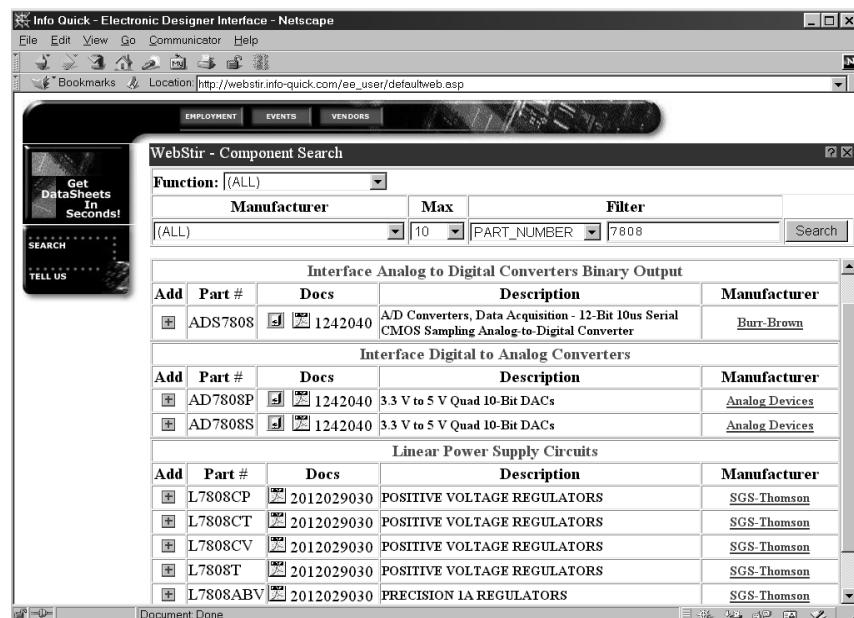
les plus complexes que l'on veut utiliser. Il

existe bien, en réponse (partielle) à cette quête, toutes sortes de recueils de fiches de caractéristiques (*databook*)

sans oublier les quelques CD-ROM proposés par Publitronic, tels que, entre autres, les Datasheet Collection I et II, mais

Internet peut se targuer d'une collection de fiches de caractéristiques encore plus impressionnante.

De nombreux fabricants de composants électroniques proposent actuellement sur leur site Internet une documentation technique très fournie accessible à tout « surfeur ». La plupart de ces fiches de caractéristiques sont proposées en un format dit .PDF que le Reader d'Acrobat permet de lire et d'imprimer. Adobe propose son Reader



gratuitement à l'adresse :

www.adobe.com/supportservice/custsupport/download.html.

Le problème qui se pose souvent est de trouver la fiche de caractéristiques d'un composant donné. Il existe à cet effet des moteurs de recherche (*search engine*) très efficaces. Partminer sis à l'adresse : www.partminer.com/partminer/index.html, en est un bon exemple. On peut, en s'aidant d'un programme auxiliaire à télécharger gratuitement effectuer une recherche par numéro de type ou description de fonction.

Partminer établit des liens vers les sites de fabricants concernés et y entreprend ses recherches.

Il est possible de signaler à Partminer l'existence de nouveaux fabricants pour qu'ils soient intégrés dans le catalogue de recherche.

WebStir, adresse : webstir.infoquick.com/iq-home.html, est un autre moteur de recherche de fiches de caractéristiques. Il fournit également une information étoffée et des possibilités de recherche chez de nombreux fabricants, mais il a l'inconvénient de ne pas être gratuit. Si vous vous contentez de quelques fiches de caractéristiques WebStir peut être intéressant quand même qu'il permet d'essayer le programme gratuitement pendant 30 jours et de télécharger un maximum de 10 fiches de

caractéristiques.

Il existe divers autres sites offrant eux-mêmes des données composants et proposant des liens utiles. C'est ainsi que l'on trouve, sur le serveur de la Penn State University le serveur Component Database auprès du CEDCC (*Center for Electronic Design, Communications and Computing*). Pour l'instant, la base de données comprend principalement des composants de Motorola et de Harris.

Certains fournisseurs de composants proposent actuellement, en tant que service client, les fiches de caractéristiques des composants qu'ils livrent. Un exemple : Conrad qui, à l'adresse : www.conrad.de/index.html, dispose de toute une collection de fiches de caractéristiques; il vous faudra un certain temps avant de mettre la main sur celle que vous recherchez. Conrad dispose bien d'un site anglais, mais ce dernier ne comporte pas encore de fiches de caractéristiques.

Il ne nous faut sans doute pas oublier la société Farnell à l'adresse :

www.farnell.com/france/index.html.

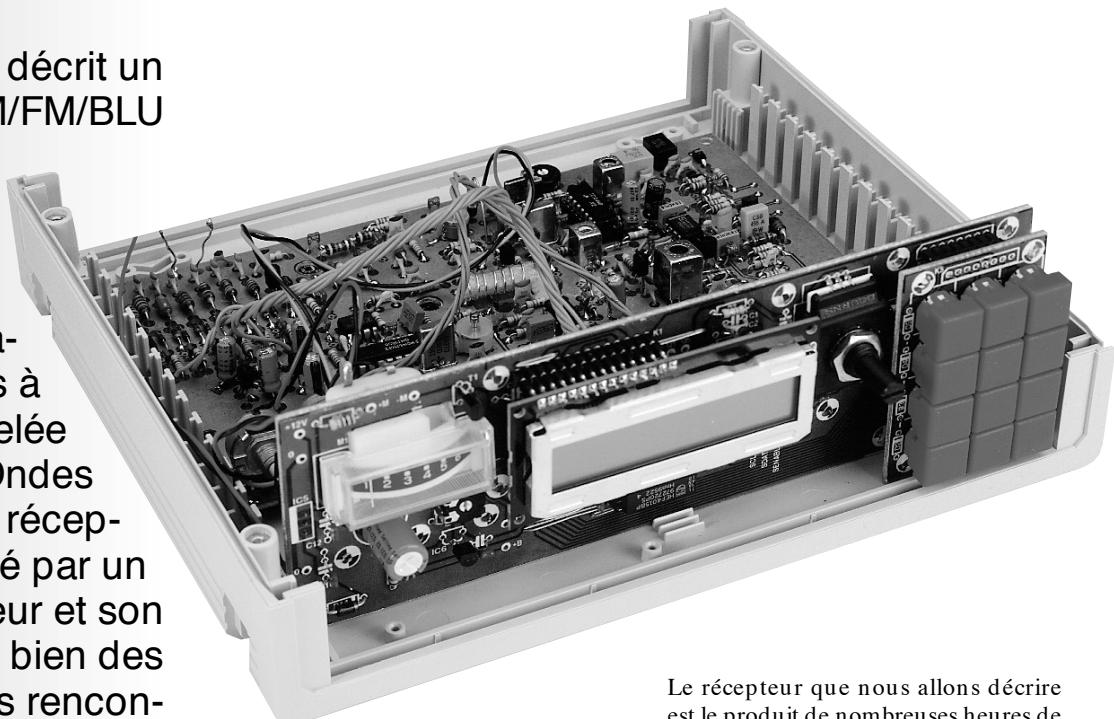
L'information disponible à cet endroit est écrasante, en effet, ce ne sont pas moins de 15 000 composants que l'on peut consulter. Vaut sans doute le détour.

(995005)

récepteur universel

1^{ère} partie : description des circuits

Cet article décrit un récepteur AM/FM/BLU adapté à une plage de fréquences de 0,15 à 32 MHz, qui est généralement (mais à tort) appelée « bande des Ondes Courtes ». Le récepteur est piloté par un microprocesseur et son montage évite bien des pièges habituels rencontrés lors des montages radio.



Le récepteur que nous allons décrire est le produit de nombreuses heures de conception, de tests et de programmation passées par l'auteur, en possession d'une licence de radioamateur aux Pays-Bas. L'accent a été mis pendant la conception sur la reproductibilité, la facilité de montage et le contournement des pièges communément associés au montage d'un équipement radio. Ainsi que beaucoup d'entre vous le savent, les deux pièges les plus communs sont l'enroulement de ses propres bobines et la non-disponibilité d'un équipement de test spécialisé pour l'alignement du récepteur, ou, en fait, pour tout autre montage HF que vous avez l'intention de réaliser. Comment allons-nous résoudre ces problèmes ? Et bien, le présent récepteur n'a qu'un seul inducteur à bobiner soi-même, et l'utilisation de filtres et de transformateurs disponibles dans le commerce pour les sections intermédiaires IF (IF, *Intermediate Frequency* = fréquences intermédiaires) évite le besoin de montages et de réglages complexes. Si vous êtes un monteur avisé avec quelque expérience en technologie radio, le récepteur fonctionnera sur-le-champ, et le minimum de réglages seront nécessaires pour le faire fonctionner à son optimum. La bonne

Specifications principales

- ▶ Récepteur à double conversion superhétérodyne, première fréquence IF à 45 MHz, seconde à 455 kHz
- ▶ Pilotage par microprocesseur du réglage du synthétiseur et des autres fonctions du récepteur
- ▶ Gamme de réglage de 150 kHz à 32 MHz par pas de 1 kHz
- ▶ Sélectivité sélectionnable : 3 kHz (bande étroite) ou 12 kHz (large bande)
- ▶ Préselecteur interne de 6 bandes avec un basculeur automatique de bande
- ▶ Clavier à 12 touches pour l'entrée de la fréquence, la sélection du mode et de la largeur de bande
- ▶ Ecran à cristaux liquides de 16 caractères affichant le mode de réception, la largeur de bande et la bande présélectionnée
- ▶ Mémoire pour 21 fréquences, y compris la largeur de bande et le mode
- ▶ Elimination des parasites > 50 dB
- ▶ Sortie audio d'une puissance d'environ 1 W dans 8 Ω
- ▶ Alimentation de 15 V, max. 400 mA (environ 90 mA sans audio ni rétroéclairage de l'écran à cristaux liquides).

nouvelle est que ces réglages ne nécessitent qu'un S-mètre incorporé, une bonne oreille et peut-être un voltmètre.

LE CONCEPT

Le synoptique fonctionnel du récepteur universel est présenté en **Figure 1**. Il est conçu autour d'un récepteur superhétérodyne à double conversion, à « haute IF », ce qui veut dire que la première fréquence intermédiaire (IF) est largement supérieure à la plus haute fréquence de réception.

Le signal d'antenne passe d'abord par une section de présélection dont l'objectif principal est de réduire le risque d'interférence et de bruits de sélection croisée causés par les signaux très puissants. La mise au point manuelle du

dans le récepteur, mais **d'éliminer** les signaux de plusieurs mégawatts.

Le signal de l'oscillateur local (LO, *Local Oscillator*) du premier mélangeur est fourni par un circuit synthétiseur qui peut être mis au point par paliers de 1 kHz dans la plage de 45,150 MHz à 77,000 MHz. Le synthétiseur est composé des ingrédients habituels : un oscillateur VCO contrôlé par tension (VCO, *Voltage-Controlled Oscillator*), un prédiviseur (*prescaler*), et un filtre en boucle pour la suppression de la fréquence de référence (ici, 1 kHz). Comme beaucoup d'autres sous-circuits du récepteur, le synthétiseur est piloté numériquement par un microprocesseur central.

Le signal de sortie du premier mélangeur

tension AGC mesure la force du signal reçu, il peut aussi être utilisé pour guider le S-mètre.

Le dernier amplificateur 455 kHz pilote deux démodulateurs (pour la réception AM/FM) et un détecteur de produit (pour la réception BLU). L'oscillateur du détecteur de produit peut être légèrement étiré pour permettre la sélection USB/LSB (USB, *Upper Side Band* = bande latérale supérieure / LSB, *Lower Side Band* = bande latérale inférieure). L'outil de commande pertinent s'appelle un oscillateur de battements (BFO, *Beat Frequency Oscillator*). Des interrupteurs analogiques servent à conduire une des sorties du démodulateur/détecteur vers l'entrée de l'amplificateur audio, au moyen d'un filtre

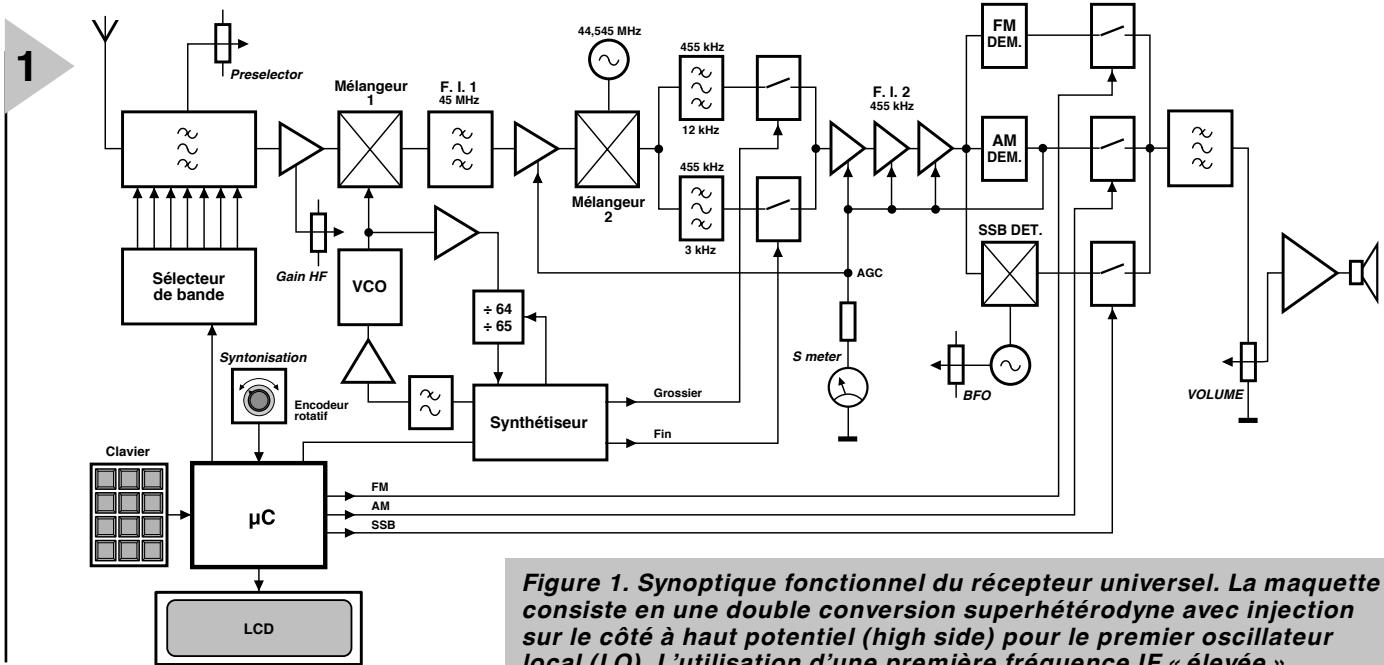


Figure 1. Synoptique fonctionnel du récepteur universel. La maquette consiste en une double conversion superhétérodyne avec injection sur le côté à haut potentiel (high side) pour le premier oscillateur local (LO). L'utilisation d'une première fréquence IF « élevée » (45 MHz) garantit la présence d'un minimum de parasites sur la bande, tout en réduisant le risque d'une percée de la fréquence IF par un signal parasite puissant. Notez que beaucoup de fonctions sont pilotées par un microprocesseur central.

présélecteur permet d'obtenir la meilleure performance. La seconde fonction du présélecteur est de rendre l'entrée du récepteur pratiquement indépendante de l'antenne utilisée : de fait, n'importe quoi depuis une simple antenne télescopique jusqu'à une « antenne directive » (dite *beam* en anglais) complète (avec une impédance de câble de 50 W), ou un simple fil peut être connecté. Ou alors, pour un usage en intérieur, vous pouvez utiliser une petite antenne à boucle magnétique telle que la superbe DJ8IL décrite dans le numéro de septembre 1998 d'*Elektor*. La présélection est suivie d'une section de préamplification avec gain ajustable manuellement. Ici, à nouveau, il faut faire très attention à garder les signaux forts à l'écart de la section suivante, le mélange. Si vous débutez dans la réception des ondes courtes, gardez en mémoire que l'important n'est pas de nettoyer de ses parasites le signal le plus faible possible pour l'envoyer

geur est récupéré à travers un filtre de 45 MHz d'une largeur de bande d'environ 15 kHz. La principale fonction de ce filtre est d'éliminer la fréquence image du second mélangeur, qui se produit à 44,090 MHz (44,545 - 0,455). Le premier signal IF (45 MHz) est abaissé par hétérodyne à 455 kHz, en utilisant le second mélangeur et le second signal de l'oscillateur local, fourni par un oscillateur à quartz opérant à 44,545 MHz. Le mélangeur est suivi de deux filtres passe-bandes, l'un d'une largeur de 3 kHz pour le mode « bande étroite » (BLU), l'autre d'une largeur de 12 kHz pour la réception FM et AM. Le gain de toutes les sections d'amplification IF (45 MHz et 455 kHz) est piloté par un circuit de commande automatique de gain AGC (*Automatic Gain Control*). Parce que la

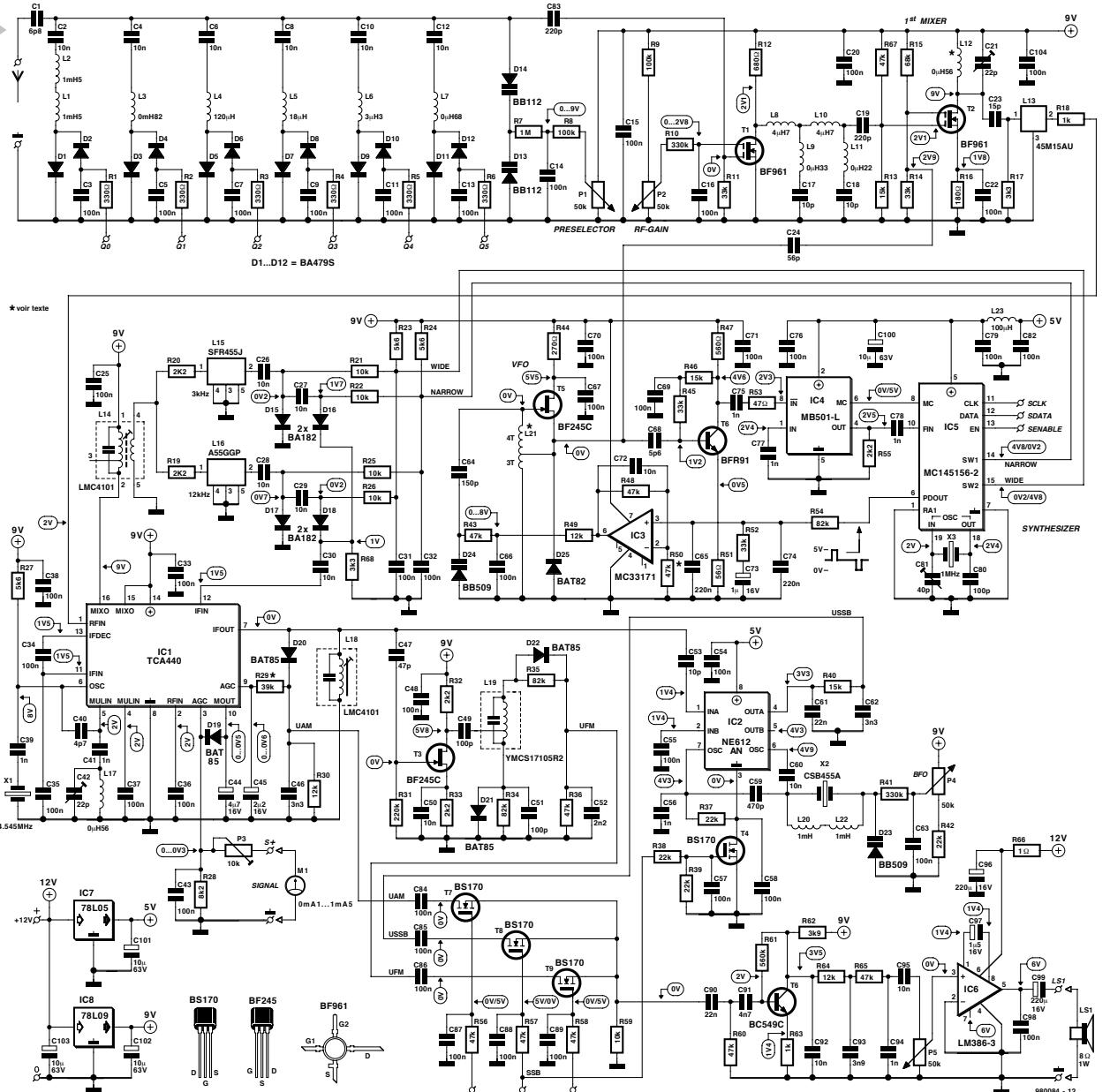
vocal comportant des points d'élimination à 450 Hz et 3,3 kHz.

Le circuit microprocesseur pilote le présélecteur, le synthétiseur, la largeur de bande IF (large/étroite), le mode de sélection (AM/FM/BLU), et l'écran à cristaux liquides LCD (pour *Liquid Crystal Display*). Ses « unités d'entrée » sont un encodeur rotatif pour la mise au point de la réception, et un petit clavier pour entrer directement les fréquences et réaliser quelques autres fonctions telles que la commande de la mémoire canal, la sélection manuelle des largeurs de bandes (3 kHz/12 kHz), etc.

LE CIRCUIT CONCRET

Dessiner un synoptique est une chose, concrétiser les fonctions avec de vrais composants en est une tout autre.

Bien que le schéma du circuit de la



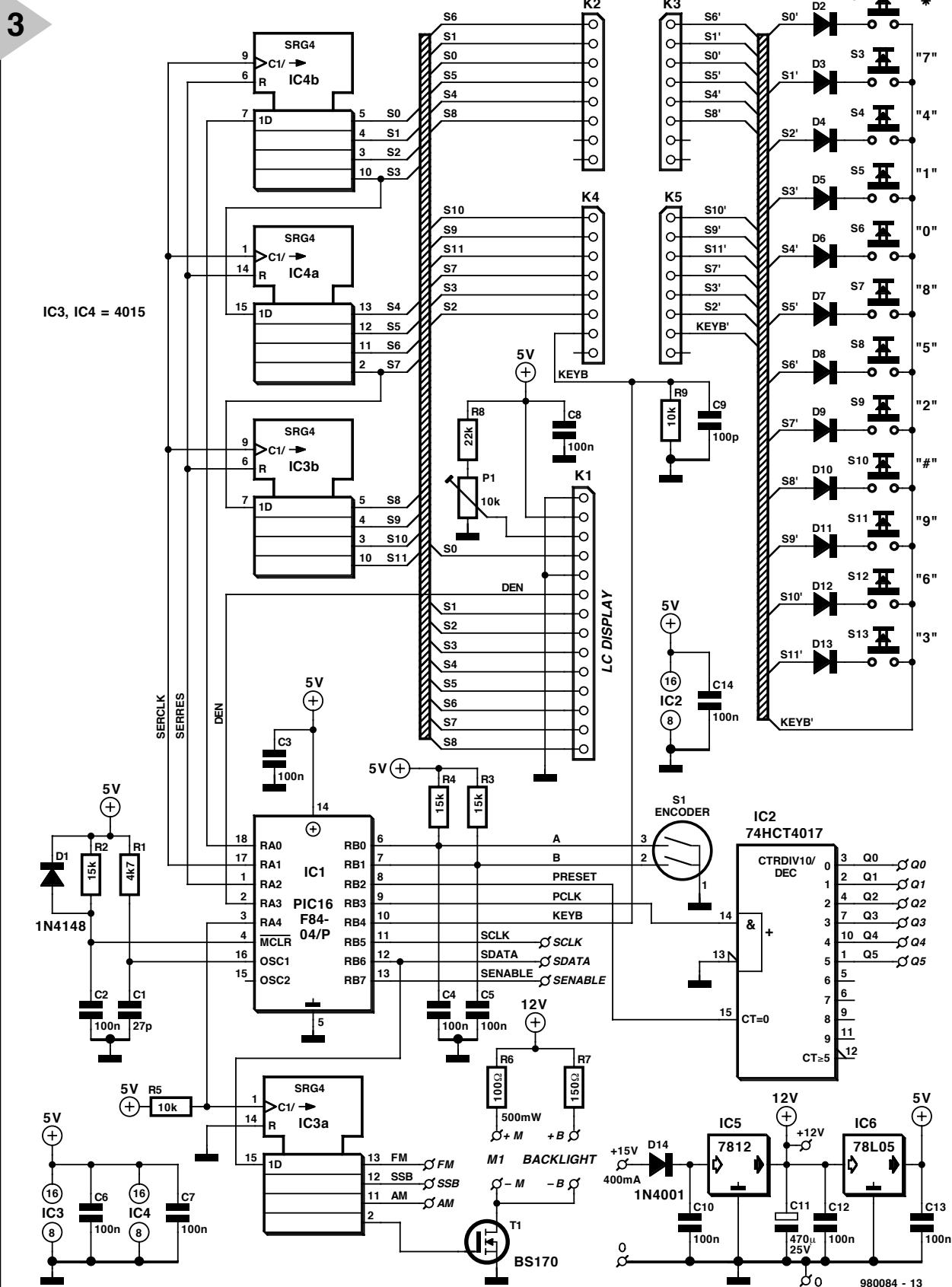
7 dB. Le récepteur décrit utilise un transistor DG MOSFET dans le premier mélangeur. A l'opposé d'un DBM, le MOSFET offre un gain de conversion d'environ 10 dB, et répond bien aux relativement faibles signaux de l'oscillateur local.

La combinaison d'un circuit intégré

synthétiseur de type MC14156-2 (de chez Motorola) et d'un mélangeur diviseur à double module ($\div 128/\div 129$ ou $\div 64/\div 65$) MBL501L (de chez Fujitsu) forme une boucle PLL (PLL, Phase-Locked Loop = à verrouillage de phase)

dont les grandeurs de pas concordent avec la fréquence de référence d'1 kHz dérivée du quartz X3 par un diviseur intégré. Le MC14156-2 est piloté par

Figure 3. Le circuit de commande du microprocesseur est basé sur un contrôleur PIC 16F84. Pour contenir l'interférence interne du récepteur à son minimum, le contrôleur est la plupart du temps « assoupi ».



l'information série fournie par le microprocesseur. Le signal d'erreur en provenance du circuit intégré synthétiseur est filtré par une boucle de filtrage construite autour d'un amplificateur opérationnel de type MC33171 (IC3). Pour minimiser dans le filtre la composante de la fréquence de référence de 1 kHz, la boucle PLL doit permettre un délai relativement long de verrouillage. Dans notre cas, le plus grand changement de fréquence de l'oscillateur local (de 45,150 MHz à 77,000 MHz) prend environ 100 ms. L'utilisation du terminal à terminaison unique « PDO UT » du MC14156-2 simplifie la boucle filtre. Le MC33171 est utilisé ici pour sa capacité à faire osciller la tension de sortie d'un pôle à l'autre (*rail to rail*). Ceci est obligatoire si l'on veut que l'oscillateur VCO, basé sur le transistor FET T5, couvre la gamme de fréquence nécessaire (théoriquement, de 45,15 MHz à 77 MHz) sans « périr » de la basse tension de commande de la diode varicap. Concrètement, l'oscillateur VCO est légèrement surdimensionné, couvrant une gamme de 37 à 85 MHz avec une tension de commande de 0 à 9 V. Le signal de sortie du VCO est couplé par condensateur au premier mélangeur (T2) de même qu'à une section-tampon autour de T6, conçue pour piloter les entrées ECL de la puce diviseur MB501L.

Amplificateurs IF, démodulateurs AM/FM et détecteur BLU

En référence au synoptique, la bonne nouvelle est que tous les sous-circuits entre le premier filtre IF et la sortie du dernier amplificateur IF sont contenus dans un seul circuit intégré, le TCA440. Ce vieil ami fidèle de chez Siemens contient un préampli, un oscillateur, un amplificateur IF et un AGC comportant une gamme dynamique de rien moins que 100 dB (ce qui est indispensable pour l'écoute des Ondes Courtes). Les deux filtres IF à 455 kHz pour les réceptions étroites (Grandes Ondes 3 kHz) et larges (Grandes Ondes 12 kHz) sont connectées en entrée et en sortie des circuits externes du TCA440 par l'intermédiaire de diodes PIN et de signaux de commande émis par le microprocesseur. D'autres filtres que ceux de type Toko présentés ici peuvent être utilisés, pour autant que leur impédance d'entrée atteigne 2,2 W, et que leurs largeurs de bande respectives soient d'environ 3 kHz (bande étroite) et 12 kHz (bande large). Le TCA440 pilote le S-mètre directement à travers sa sortie AGC. Les instruments de mesure de différentes sensibilités sont réglés par l'ajustable P3.

Le signal injecté dans le second mélangeur provient de l'oscillateur du TCA440. Celui-ci ne nécessite qu'un quartz externe et une paire de composants passifs pour fournir un signal

extrêmement régulier de 44,545 MHz. Le détecteur BLU est construit autour du NE612 bien connu (ou du NE602), qui contient un mélangeur équilibré et un oscillateur. Ce dernier est connecté à un filtre céramique de 455 kHz bon marché qui est « tiré » par une diode varicap, D23. La déviation résultante d'environ ± 2 kHz est suffisante pour la réception USB et LSB (bandes latérales supérieures et inférieures) en tournant le potentiomètre de commande de l'oscillateur BFO.

Le démodulateur FM est un détecteur proportionnel classique avec un amplificateur FET en frontal. Le détecteur a été conçu pour fournir assez de sortie même pour la réception d'un signal NBFM (NBFM, *Narrow-Band Frequency Modulation* = modulation de fréquence à bande étroite). La NBFM est couramment utilisée dans la bande CB de 27 MHz (bande des 11 m).

Le démodulateur AM est constitué d'une seule diode, D20, qui fournit aussi le signal de pilotage de l'AGC. Les trois inducteurs réglables de cette portion du circuit sont tous des filtres de 455 kHz, de type Toko du commerce. Ces unités contiennent des condensateurs à réglage interne. D'autres transformateurs à 455 kHz que ceux présentés ici peuvent être utilisés, pour autant que leur taux de transformation primaire-secondaire soit de 20 à 1 (pour les L14 et L18), et que la borne de branchement soit exactement au centre du primaire (pour le L19).

Sections audio

Trois transistors FET BS170 sont utilisés comme interrupteurs analogiques, conduisant les signaux FM/AM et BLU vers le filtre/amplificateur T10. Les signaux de commande aux portes des FET sont, de nouveau, fournis par le circuit microprocesseur. Le filtre de bande audio est conçu pour une voix de qualité radiophonique, c'est-à-dire que les pointes d'élimination sont prévues à 450 Hz et 3,3 kHz pour éliminer la majorité des parasites indésirables, et, dans le cas de la BLU, les stations proches. L'amplificateur audio LM386, enfin, fournit environ 1 watt dans 8 ohms, ce qui est satisfaisant pour un simple haut-parleur externe dans votre chaumière, ou pour une paire d'écouteurs à basse impédance (préférés par les vétérans).

LE MICROCONTRÔLEUR

Le schéma de la section microcontrôleur du récepteur est présenté séparément en **Figure 3**. Ce circuit contient aussi la plupart des composants de l'alimentation électrique.

Le microcontrôleur utilisé est le familier PC16F4 de chez Microchip. Il exécute ici un programme utilisateur d'environ 1 Koctet dans sa mémoire ROM intégrée. Le contrôleur est fourni déjà programmé par les éditeurs.

La mémoire EEPROM intégrée inclut et conserve les fréquences. L'horloge du processeur n'ayant pas besoin d'être particulièrement stable ni précise, la meilleure marché, un réseau R-C (R1-C1), a été utilisée. Le processeur fonctionne à environ 4 MHz, uniquement lorsque le besoin s'en fait sentir, par exemple lorsqu'on appuie sur une touche ou lorsqu'il faut recharger le synthétiseur. Pour éviter au maximum les signaux parasites dans le récepteur, le microcontrôleur PIC sera « assoupi » la plupart du temps !

Trois des quatre registres à décalage de type 4015 élargissent les fonctionnalités d'entrées/sorties du contrôleur PIC en utilisant un registre à calage de 12 bits pour piloter le clavier et l'écran à cristaux liquides. Le clavier n'est pas du type matriciel. Comme on peut le voir sur le schéma, chaque commutateur dispose d'une connexion séparée, pendant que l'autre conduit à une ligne « commune ». Appuyer sur une touche provoque une interruption qui sert à la fois de réveil et de requête de service au processeur « assoupi ». Tourner l'encodeur rotatif génère aussi une interruption matérielle qui tire le processeur du sommeil. L'encodeur utilisé ici est de type Bourns avec 24 tours pour une rotation complète. Il permet à la gamme totale de réglage du récepteur d'être couverte – on continue de tourner jusqu'à l'obtention de la fréquence recherchée, et on ajuste alors avec soin le sélecteur pour une réception optimum. Les broches restantes d'entrée/sortie du contrôleur sont utilisées pour piloter le synthétiseur série (RB5, RB6 et RB7) et le présélecteur, par le biais d'un compteur décimal IC2 (RB2, RB3).

L'alimentation électrique est obtenue d'une manière traditionnelle à partir des régulateurs de tension fixe à trois broches de la série 78 et 78L. Trois tensions sont fournies : 12 V, deux fois 5 V, et 9 V. Les régulateurs fournissant cette dernière et l'une des alimentations de 5 V font partie du circuit principal de réception, comme il a été décrit plus haut (se reporter à la Figure 2). Ils obtiennent leur tension d'entrée du régulateur à 12 V sur la platine du microprocesseur. Les charges les plus élevées sur le pôle de 12 V sont manifestement l'amplificateur audio, l'éclairage du S-mètre et le rétroéclairage de l'écran à cristaux liquides (s'il est utilisé). La tension non stabilisée doit être d'au moins 15 V. Un adaptateur de secteur bon marché peut être utilisé, mais tenez compte du fait que le récepteur peut tirer jusqu'à 450 mA : procurez-vous donc un adaptateur relativement puissant.

(980084-1)

Lassemblage, le réglage et l'utilisation du récepteur seront présentés le mois prochain dans la suite et la conclusion du texte.

Pour peu que nous fermions l'œil un court instant, cela n'empêche pas certains de nous réveiller. Merci Mr Kok, vous avez parfaitement raison. Nos plus plates excuses pour ce « slip of the pen » !

La rédaction

Processeur de copie vidéo

J'ai réalisé le processeur de copie vidéo décrit dans le numéro de novembre 97 en utilisant la platine originale et l'EPLD programmée. Le montage fonctionne mais il est entaché d'une certaine instabilité de fonctionnement. La génération des impulsions M-V-OFF n'est pas constante. Il arrive qu'elles ne soit pas, occasionnellement, présentes, de sorte que les impulsions de codage Macrovision arrivent de temps à autre à la sortie. Le résultat est un AVR déréglé de temps à autre (image claire et sombre). Y-a-t-il une raison: cette instabilité ? Les signaux HVSIN sont stables.

G. Drongen

Ce problème est connu et apparaît sur l'un ou l'autre montage lorsque la tension d'alimentation est limite. La solution à ce problème consiste à prendre, pour T1, un transformateur fournissant une tension légèrement supérieure, voire, à remplacer IC2 par un 4805.

La rédaction

D'autres FET de puissance ?

Je sais que certains de vos lecteurs cherchent des alternatives aux FET de puissance (Power FET) de la fameuse série 2SK/2SJ. Il semblerait qu'il y ait des problèmes pour les trouver et que personne ne connaisse de remplaçant.

Il n'y a pas longtemps, j'ai lu dans un magazine anglais une pub de la société Profusion. Il distribuent des FET de la firme Exicon et, entre autres, des remplaçants-type des types de FET indiqués plus haut. Il semblerait que les types suivants conviennent : ECF10N16 et ECF10P16. Dans leur boîtier TO-3 ils s'accommodeent tous 2 de 8 A et 160 V. Il y a encore d'autres FET (plus puissants encore). Il n'est pas exclu qu'il faille modifier quelque peu la

tension de polarisation pour pouvoir utiliser ces FET en tant que remplaçants directs des 2SK135 et 2SJ50. L'adresse de Profusion est la suivante :

Profusion plc,
Aviation Way, Southend-on-Sea,
Essex SS2404 6UN,
Grande Bretagne
Tél. : (+ 44).1702.543.500
Fax : (+ 44).1702.543.700
E-mail: sales@profusion.co.uk

G. Tent

mesures de temps en VISUAL BASIC

Dans l'article publié dans le numéro de septembre 1998 il existe un petit programme utilisant les instructions PortIn(..) et PortOut(..). Si j'utilise ce programme dans mon Visual BASIC 4.0, ce dernier ne reconnaît pas ces instructions. À quoi cela est-il dû et existe-t-il une solution à ce problème ?

C. Mijnen

Vous n'êtes pas le seul à avoir rencontré ce problème. Après concertation avec l'auteur, il apparaît qu'il faut, pour cela, ajouter un fichier .dll à Visual BASIC. Nous pouvons le fournir, par E-mail, aux intéressés.

La rédaction

Wave-Player

Ce montage, publié en février 99, semble intéresser nombre d'entre nos lecteurs. Il semblerait que l'on propose, pour IC5, un TDA7052 « ordinaire » et non pas le TDA7052A. Cela pose cependant malheureusement un problème sachant que seule la version A dispose d'une entrée de commande pour le réglage de volume et d'une entrée de silencieux (broche 4).

Il nous reste à signaler une petite erreur dans le schéma : la broche 8 de IC5 s'est en effet vu attribuer le numéro 7.

récepteur universel

Un certain nombre de réactions au montage « récepteur universel » publié dans les numéros de janvier et février de cette année, nous donnent à penser que nombreux sont ceux qui désirent réaliser ce montage, se voient donner, pour IC5, un MC145156 au lieu du MC14516-

2. D'après nos informations, il semblerait que la première version ne possède pas de résistances de forçage au niveau haut (pull up) internes pour les entrées du facteur de division de référence. Ceci se traduit par un facteur de division non défini et un risque de non-verrouillage de la PLL. On pourra, pour remédier à cette situation, relier les broches 2 (RA2) et 20 (RA0) de IC5 au + 5 V

La rédaction.

envoyé étant un CR (0D_{HEX}).

Demande de données : l'émission d'un « D » indique au VMN qu'il doit envoyer les données.

R. Lock (auteur)

chargeur CdNi simple

Le schéma de ce montage publié en février 1999 comporte une erreur. La liaison entre la sortie du 78L05 et R3 n'a pas lieu d'exister. Le 78L05 n'a en effet rien à voir avec la tension de charge, qui est le domaine de la tension non régulée fournie par T1. Il faut donc établir une liaison entre la sortie « + » de B1 et la résistance R3. La platine ne comporte pas cette erreur.

G. Huizinga

Nous avons également, comme d'autres lecteurs, relevé cette erreur. Il ne s'agit, heureusement, que d'une erreur de dessin qui n'a pas de conséquence sur ceux qui auront utilisé la platine ou repris son dessin des pistes pour réaliser la leur.

La rédaction.

« Accubench »

J'ai réalisé ce montage publié dans le cahier PC-PLUS et il ne fonctionne pas. Après mûre réflexion il apparaît qu'il existe, entre le schéma et le dessin des pistes, un certain nombre de différences dont je vous adresse la liste. J'aimerai bien savoir qui, du schéma ou du dessin des pistes, a raison de manière à arriver à faire fonctionner ce montage.

D. Echelsheim

Les différences que vous avez constaté tiennent au fait que certaines des portes intégrées dans IC4 ont été interconnectées différemment vu que cela simplifiait le dessin de la platine. Cela n'a pas d'influence sur le fonctionnement du circuit. Plus ennuyeux est le fait que l'auteur a, lors du dessin de sa platine, oublié une piste entre les broches 2 et 8 de IC1, ce qui se traduit par une absence de connexion à la masse de l'extrémité inférieure du condensateur C1. Si vous établissez cette connexion il y a de fortes chances que ce montage fonctionne comme il faut. Toutes nos excuses pour cette erreur.

La rédaction

système de développement pour 68HC11F1, n°252, juin 1999, page 14 et suivantes

L'article comporte l'une ou l'autre imprécision en raison d'une disparité entre le schéma, la liste des composants et le dessin de la platine : les dénominations des embases Jp1 et K3 ont été intervertis sur le schéma et la liste des composants. JP1 de la platine est une embase à 2 contacts pour cavalier que l'on retrouve sous la dénomination de K3 dans le schéma et la liste des composants. K3 de la platine est une embase à 1 rangée de 4 contacts. La R4 de la liste des composants n'est pas un réseau de 8 résistances, mais 8 résistances distinctes numérotées respectivement R4 et R6 à R12.

EDiTS Pro, 1ère partie, n°252, juin 1999, page 32 et suivantes

Le texte de la colonne droite de la page 35 ne correspond pas au schéma de la figure 4. Il faut lire, dans l'ordre, S2, D2 et S1.

chargeur d'accumulateurs au plomb, n°251, mai 1999, page 32 et suivantes

Il manque la diode D9 dans la liste des composants. D9 est une 1N5401. On pourra cependant, si l'on opte d'utiliser le chargeur uniquement pour des courants inférieurs à 1 A, choisir pour D9 une 1N4001 standard.

Dans le tableau 2, la formule de calcul de R6 est fausse. La bonne formule est : $0,45/I [\Omega]$ et cela dans les 2 formules.

Sur le schéma, il ne faut pas tenir compte de la valeur de 0V56 indiquée à proximité du point nodal de R6 et D9.

carte d'évaluation pour 80C166, n°249/250, mars/avril 1999, page 54/53 et suivantes

La liste des composants comporte malheureusement un certain nombre d'erreurs :

IC9 et IC10 doivent être du type HC573.

C1 et C2 doivent être des $10 \mu F/16 V$ tantale.

L'implantation des composants pour SIO1 et SIO2 demande quelques explications additionnelles. En configuration minimale, celle identifiée par le (M), on a besoin de la connexion moniteur c'est-à-dire SIO2 et C11 à C15. Il faudra, si l'on veut également utiliser SIO1, implanter les composants de la liste des composants identifiés par un (SIO1).

La R20 du schéma oubliée dans la liste des composants est un octuple réseau de résistances de $4k\Omega$.

Il n'est pas nécessaire de monter les résistances pull-up R1 à R4 avec les canaux sériels.

Il est possible d'utiliser, comme pile, une pile au lithium. L'option illustrée par la photo, une pile NiCd est correcte, mais vu le niveau faible de la charge fournie par le MAX690, elle finira par se décharger. Il est donc préférable d'opter pour une pile au lithium.

« AccuBench », n°246, décembre 1998, page X-5 et suivantes

Nous avons, entre le schéma et la platine, procédé à

une inversion des portes intégrées dans IC4, mais cela ne porte pas à conséquence pour le fonctionnement du montage. Par contre, plus ennuyeux pour le fonctionnement de cette réalisation, l'absence d'une piste entre les broches 2 et 8 de IC1, l'ADC0804. Il faudra donc mettre en place ladite interconnexion pour que l'une des bornes du condensateur C1 se trouve bien à la masse comme prévu.

mesure de diagramme en oeil, n°249, mars 1999, page X-12 et suivantes

La sensibilité du galvanomètre à bobine mobile de la figure 3 devra se situer entre 100 et 200 mA.

récepteur universel, n°247/248, janvier & février 1999, pages 54/54 et suivantes

Dans la section du préselecteur, la diode varicap D14 ne possède pas de trajet CC. On pourra, pour améliorer le comportement de la varicap, sans pour autant avoir à modifier la platine, remplacer le condensateur C83 (220 pF) par un pont de câblage.

BASIC-buggy n°250, avril 1999, page 60 et suivantes

Il s'est malheureusement glissé une petite erreur dans la liste des composants : K1 et K2 sont des IS471F de Sharp et non pas des IS741F.

Merci Mr. Nasazzi.

HISTOIRE DE L'ELECTRONIQUE (4), avril 1999, page X-14

Monsieur B. Righi, a eu l'amabilité de nous faire savoir, documents à l'appui, que le premier constructeur d'une dynamo ne fut pas, contrairement à ce que disaient nos sources, un certain Italien du nom de Pixli, mais un Français du nom de Pixii d'où le Pixli de notre chronique. Désolé de ce malheureux mix-up.

Elektor cherche des auteurs

La diversité des domaines concernés par l'électronique ne cessant de croître, Elektor est à la recherche d'auteurs pouvant parler à nos lecteurs des diverses facettes de cette matière en permanente évolution qu'est l'électronique. Nous sommes également intéressés par des articles décrivant la mise en application de composants récents, les derniers développements dans le monde de la micro-informatique et des outils de développement. La rédaction se fera un plaisir de répondre aux lettres et E-mail ayant trait à ces sujets.

Adresse Internet de la rédaction

redaction@elektor.presse.fr

sujet : articles.

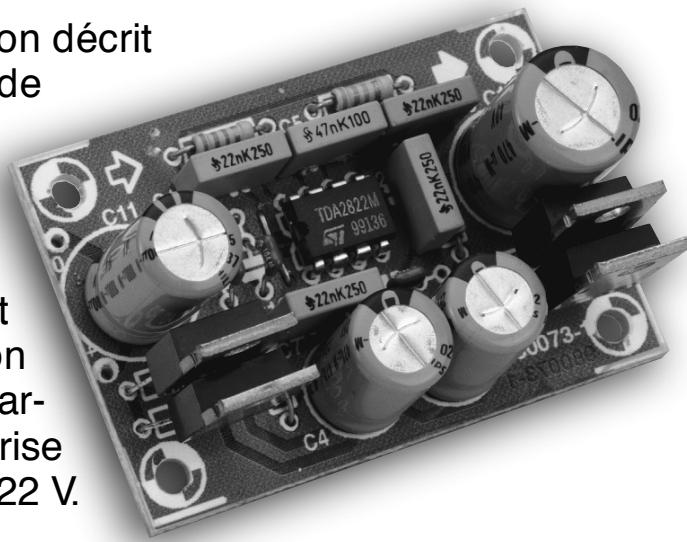
Nous espérons être submergés par votre courrier.
La rédaction

convertisseur rehausseur CC-CC

convertisseur sans transformateur pour chargeur d'accu basse puissance mobile

Le convertisseur élévateur de tension décrit dans cet article ne comporte pas de transformateur et n'utilise qu'un seul circuit intégré associé à quelques composants passifs. Le rendement est, étant donné la simplicité du circuit, excellent; ce dernier ne requiert aucune modification pour toute tension d'entrée comprise entre 6 et 12 V, et, partant, pour une tension de sortie comprise entre 10 et 22 V.

Conception W. Zeiller



L'une des applications les plus courantes des convertisseurs rehausseurs (ou élévateurs) est la recharge d'accus rechargeables à partir d'une batterie 12 V de véhicule comme source d'alimentation. Après tout, pour recharger un accu, il vous faut une tension toujours supérieure à la tension maximale de la batterie lorsque celle-ci est pleinement rechargée. Ainsi, la recharge, à partir de la batterie de voiture, d'un set d'accus CdNi comme celui utilisé, par exemple, dans une radio portative ou un ordinateur portable, nécessite un montage qui rehausse (d'où le *step up*) le 12 V d'entrée jusqu'à, par exemple, à 20 V ou plus, tension qui peut alors être appliquée au circuit de recharge. Jusqu'à tout récemment, il était pratiquement impossible de concevoir un convertisseur élévateur CC-CC sans recourir à un transformateur spécial

utilisant le principe de l'inverseur : la tension d'entrée alimente un oscillateur qui pilote un transformateur élévateur, la haute tension du secondaire étant, ensuite, redressée. De tels circuits sont, typiquement, encombrants et d'un rendement faible, à de rares exceptions près.

Aujourd'hui, la plupart des convertisseurs élévateurs sont des alimentations à découpage fabriquées industriellement (SMPUs = *Switched Mode Power Supply Unit*) basées sur des circuits intégrés spécialisés. Le montage présenté ici est une exception dans la mesure où il utilise un circuit intégré amplificateur audio de faible coût, le TDA2822M.

AUGMENTE LE VOLUME

En observant le schéma **Figure 1** vous remarquerez la simplicité du circuit. En gros, les entrées et sorties des deux

amplificateurs du TDA2822M sont couplées en croix par les condensateurs C2 et C7, réalisant un certain niveau (contrôlé) d'oscillation. Vous obtenez ainsi un double multivibrateur astable agissant comme un oscillateur push-pull/pompe de charge pilotant un classique multiplicateur de tension à diodes. En regard de sa simplicité, le montage fonctionne comme un doubleur de tension avec un rendement raisonnable (en théorie du moins).

À travers leurs condensateurs de sortie (C4 et C9) et les paires de diodes associées (D1-D2 et D3-D4), les amplificateurs IC1a et IC1b contribuent alternativement à produire l'énergie (la charge) stockée dans le condensateur de sortie C10. Cette énergie est disponible pour la charge connectée à la sortie du convertisseur.

Théoriquement, la tension d'entrée est

doublée, mais il y a des facteurs de pertes. Tout d'abord, les transistors de sortie du TDA2822M ne sont pas des composants idéaux et induisent une légère chute de tension. Ajoutez à cela la tension de saturation des diodes et vous comprendrez qu'une tension d'entrée de 12 V produise une tension de sortie de 22 V seulement au lieu des 24 V attendus théoriquement. Malheureusement, la tension de sortie diminue encore un peu lorsque le convertisseur est réellement chargé, mais ce ne sera pas un problème dans la majorité des chargeurs grâce à leur circuit de régulation interne (pour les chargeurs à courant constant ou à tension constante).

L'oscillateur fonctionne à une fréquence d'environ 2 kHz. Cette valeur dépend dans une certaine mesure de la tension d'alimentation réelle et du courant de charge. Les réseaux de Bou-

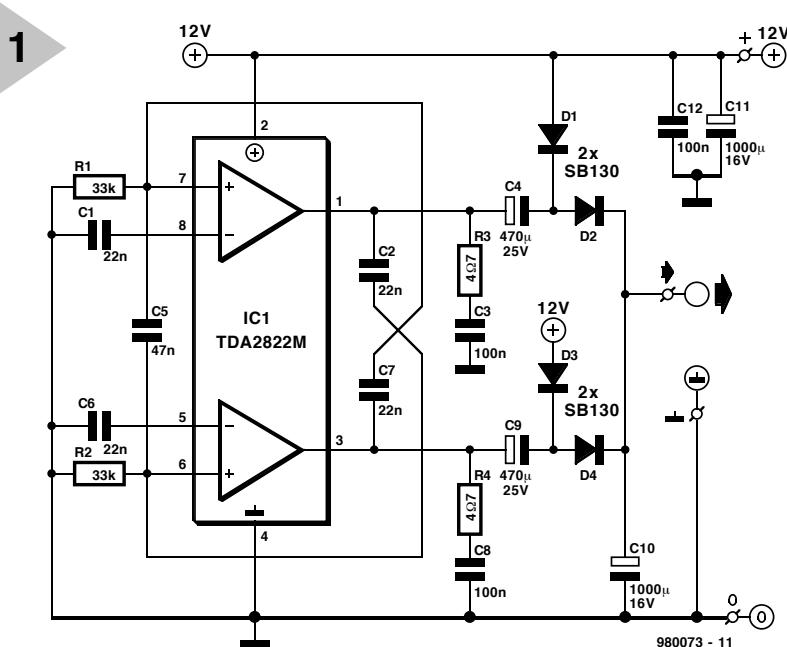


Figure 1. Ce convertisseur élévateur CC-CC sans transformateur est basé sur un circuit intégré amplificateur de puissance audio stéréo, le TDA2822M. Ici, les deux amplificateurs opérationnels sont montés en double multivibrateur astable, couplés en croix et alimentant un traditionnel doubleur de tension à diode-condensateur. La fréquence de commutation est d'environ 2 kHz.

Figure 2. Dessin des pistes de cuivre et implantation des composants du circuit imprimé du convertisseur (le circuit imprimé n'est pas disponible tout fait).

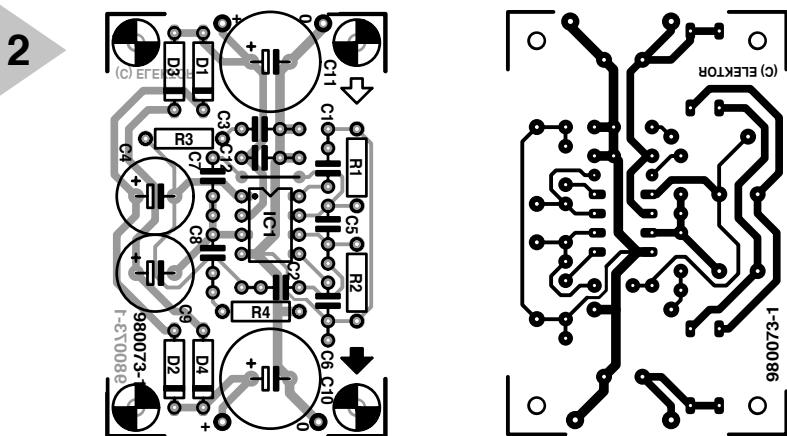
cherot des sorties des amplificateurs, R3-C3 et R4-C8, pourraient surprendre ici car ils sont traditionnellement utilisés dans les amplificateurs audio où ils servent à « redresser » l'impédance des hauts-parleurs. Ici, le rôle principal de ces des diodes.

CONSTRUCTION

Le circuit est facilement construit sur le circuit imprimé dont le dessin des pistes et l'implantation des composants sont représentés en **Figure 2**. La construction devrait être un jeu d'enfant, le circuit étant simple-face et n'utilisant que des composants classiques. Assurez-vous toutefois de monter les composants suivants dans le bon sens : – les condensateurs électrochimiques C4, C9, C10, C11; – les diodes D1, D2, D3 et D4; – le circuit intégré IC1.

Une fois le travail de soudure terminé, inspectez visuellement et corrigez toute erreur évidente avant d'alimenter le montage pour la première fois. En cas de difficulté d'approvisionnement, les diodes SB130 peuvent être remplacées par n'importe quel autre type de diode Schottky de moyenne puissance pouvant supporter un courant d'au moins 1 A. Sur le prototype, la célèbre BYW29 a été également essayée avec de bons résultats.

Assurez-vous, enfin, de n'employer que le TDA2822M à cause de son boîtier 8-broches DIL, c'est la seule version qui puisse être utilisée sur ce circuit imprimé.



PERFORMANCES

Le courant de sortie maximum qui puisse être fourni en régime continu sera approximativement de 300 mA. Le courant consommé à vide par le convertisseur est compris entre 6 et 8 mA. Un prototype du convertisseur fut mis à l'épreuve dans notre laboratoire de conception, avec les résultats suivants :

U_{ent}	I_{ent}	U_{sor}	I_{sor}	Rendement
6 V	0,22 A	10 V	0,1 A	80%
12 V	0,44 A	21,3 V	0,21 A	85%

Pas spectaculaire, mais pas mauvais non plus pour un concept aussi simple!

(980073-1)

Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 22 k Ω

R3, R4 = 4 Ω 7

Condensateurs :

C1, C2, C6, C7 = 22 nF

C3, C8, C12 = 100 nF

C4, C9 = 470 μ F/25 V radial

C5 = 47 nF

C10 = 470 μ F/40 V radial

C11 = 1 000 μ F/16 V radial

Semiconducteurs :

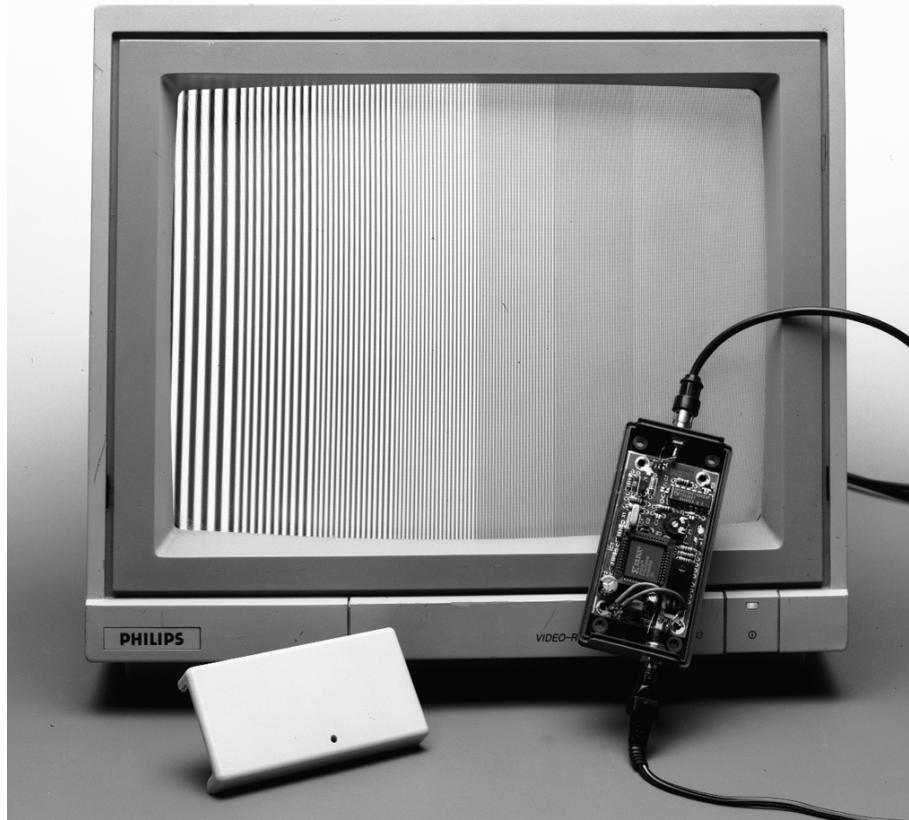
D1 à D4 = SB130, BYR745 ou BYW29

IC1 = TDA2822M (SGS Thomson)

générateur vidéo multiburst

un signal de test avec 2 C.I.

On peut, pour le test de téléviseurs et autres moniteurs vidéo, se contenter, dans la majorité des cas, d'un signal vidéo de test très rudimentaire. Le présent montage, constitué d'un nombre ridicule de composants, génère une série de barres de test (*multiburst*).



Bien que la technologie des téléviseurs ne cesse de s'améliorer et que ces appareils deviennent de moins en moins sujets aux problèmes de toutes sortes, il reste intéressant de disposer d'une petite mire. La réalisation présentée ici, remarquable par sa compacité, permet de tester les fonctions de base d'un moniteur vidéo ou d'un téléviseur. Il ne s'agit donc pas là d'une mire couleur complexe permettant de tester un décodeur qu'il soit PAL, NTSC ou SECAM. L'idée à la base de ce montage est la génération d'une série de barres grises de différentes fréquences (*multiburst*), permettant de tester efficacement et facilement les amplificateurs vidéo, le discriminateur (séparateur de synchro) et les amplificateurs de sorties, et ce, à diverses fréquences. Si l'on

ne tient pas compte de l'alimentation, l'ensemble de l'électronique mise en oeuvre se résume à une paire de circuits intégrés (C.I.) numériques. L'un d'entre eux fait partie des circuits de logique programmable, l'autre est un VCO (*Voltage Controlled Oscillator* = oscillateur commandé en tension) peu coûteux de la famille 74HCT4000. Chacun de ces 2 composants remplit une tâche qui lui est propre, fonction qu'il est facile d'identifier à l'examen du schéma de la **figure 1**. IC1, le XC9536-15-PC44 est un CPLD ISP (*In-System Programmable* = programmable in situ) de Xilinx, composant se laissant, partant, aisément programmer. Ce composant possède 36 macro-cellules comportant un total de 800 portes. Ce circuit intégré est uti-

projet : W. den Hollander

lisé, dans la présente application, pour la génération des signaux de synchronisation (CS), de suppression de faisceau (*blanking*) ainsi que la tension de commande du VCO. Le signal de synchronisation, qui respecte les normes internationales, est disponible sur la broche 7 de IC1. Il est appliqué tel quel, par le biais de la résistance R14, à l'amplificateur de sortie centré sur T1. Le signal de suppression de faisceau sert à bloquer l'oscillateur basé sur IC2 pendant l'impulsion de synchronisation. L'application d'un niveau bas sur la dite broche arrête l'oscillateur, de sorte que l'on ne trouve plus alors de signal à la sortie de IC2.

On a appariation, au cours de la durée de ligne, comme le montre le chronodiagramme de la **figure 2**, sur les sorties D0 à D7, d'une série de 8 impulsions. Celles-ci sont converties, par le biais d'un convertisseur numérique/analogique discret constitué par le condensateur C5 et les résistances R3 à R11, en une tension continue en échelle. On retrouve ce même signal sur la broche VCO_{IN} de IC2 où il sert à piloter le VCO se trouvant dans le dit circuit intégré. Le résultat de cette opération est un signal de sortie modulé en fréquence (*multiburst*) présent sur la broche 4 de IC2. La fréquence centrale du VCO dépend des valeurs attribuées à R12 et C3 et de la résistance représentée par P1. Avec le dimensionnement du schéma, la fréquence s'étend, en 8 pas, de quelque 1 MHz à 10,5 MHz. P1 permet d'ajuster à 1 MHz la fréquence de base. L'amplificateur de sortie basé sur T1 est on ne peut plus simple. Les résistances R15 et R16 définissent le réglage en tension continue. Par le biais des résistances R13, R14 et du condensateur C4 on module la dite tension à l'aide des signaux vidéo et de synchronisation. Le transistor T1 constitue le tampon indispensable assurant une impédance de source de 75 Ω à une amplitude de 1 Vcc.

SURVOL

On retrouve en **figure 3** tous les signaux importants tels que les génèrent réellement le montage. La ligne supérieure représente le signal de synchronisation (sur lequel est déjà superposé le signal de sortie du VCO). On voit clairement sur ce chronodiagramme que l'impulsion de synchronisation constitue la séparation entre 2 lignes d'image. Le signal de blanking (pour

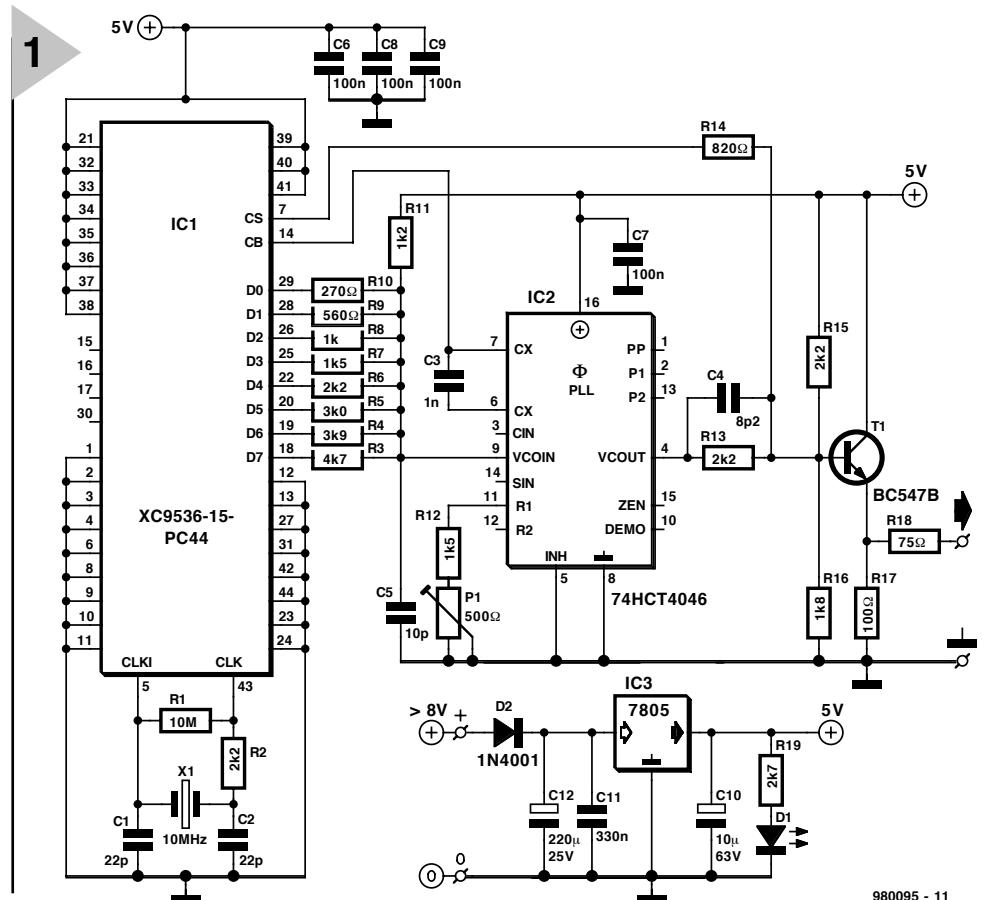


Figure 1. L'électronique de notre générateur vidéo multiburst compact.

rappel = suppression de faisceau) est représenté sur la seconde

ligne et le signal de commande du VCO (la tension en marches d'escalier) sur la troisième. On trouve, pour finir, en ligne 4, le signal de sortie du VCO, celui qui nous intéresse en fait au plus haut point. Cette courbe nous apprend qu'au début de chaque ligne d'image (toutes les 64 µs donc) l'oscillateur est arrêté. (Les irrégularités présentées par les signaux visualisés sur l'écran de l'oscilloscope sont dues au principe d'échantillonnage utilisé par l'oscilloscope en question).

LE RESTE DU CIRCUIT

L'alimentation du circuit du générateur repose sur un configuration standard à base de 7805. La diode D2 élimine tout risque de dommage que pourrait entraîner une inversion de la polarité de la tension d'alimentation appliquée au montage. Le régulateur IC3 régule à 5 V la tension continue appliquée à l'entrée. Dès l'application de la tension d'alimentation la LED D1 s'allume. On pourra utiliser tout adaptateur secteur fournit une tension continue comprise entre 9 et 12 V.

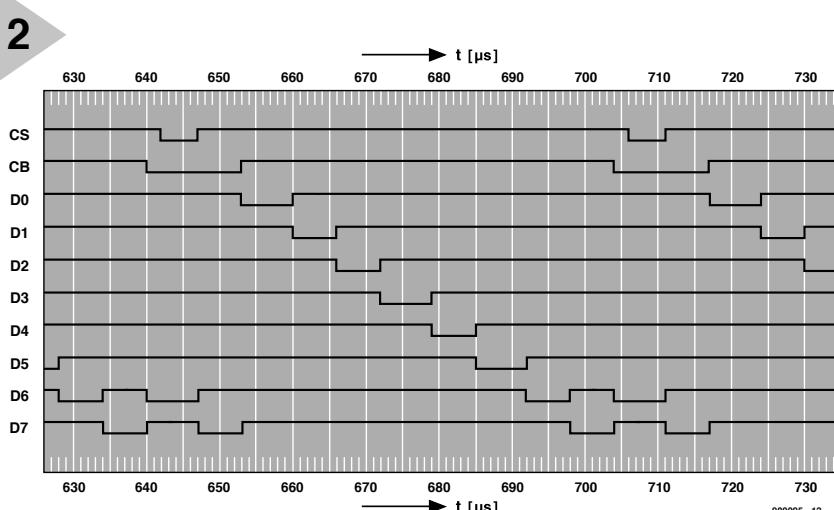


Figure 2. L'IPLD génère un certain nombre de signaux numériques qui constituent en fait la base du signal de test final.

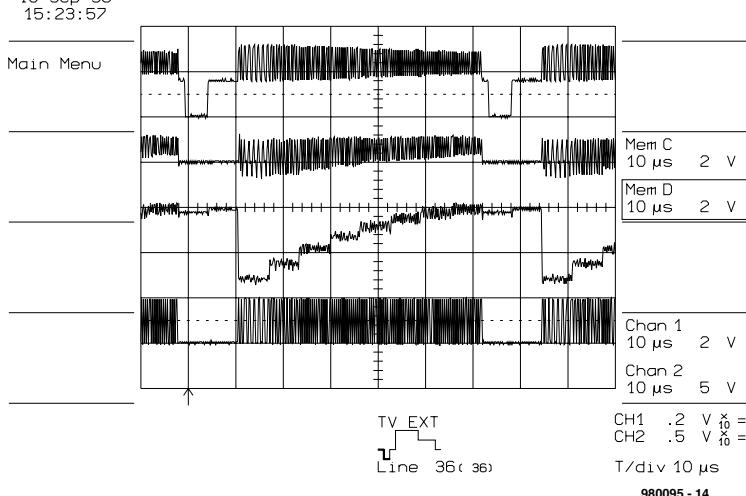


Figure 3. Nous avons, à l'aide d'un oscilloscope numérique, relevé le signal en 4 endroits sur le montage.

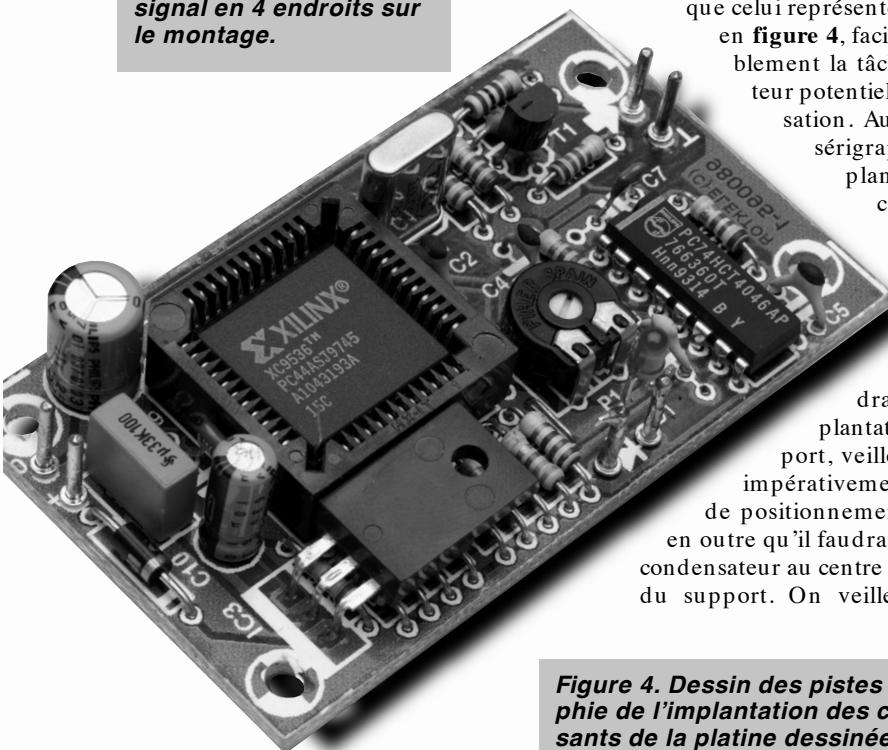
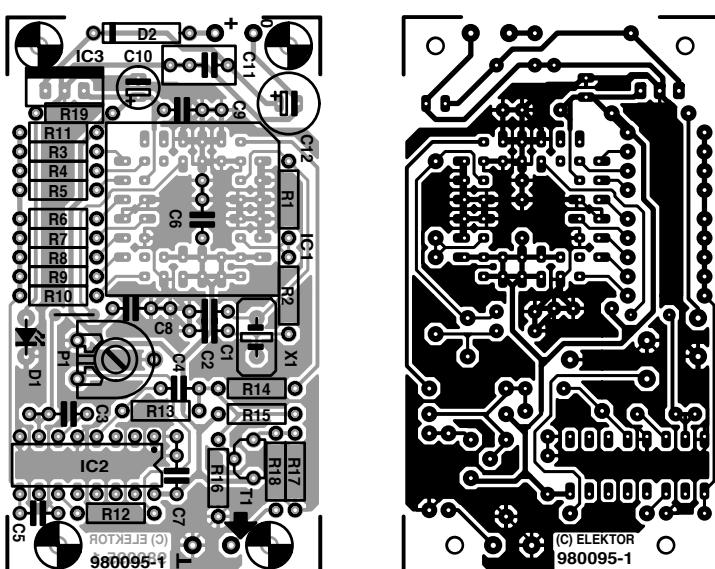


Figure 4. Dessin des pistes et sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée à l'intention de cette réalisation.



oublier le pont de câblage à proximité de R10 et à éviter les excès de soudure lors du soudage des composants.

On pourra, une fois que l'on a terminé la mise en place des composants et que l'on a vérifié la qualité de la réalisation (composants, soudures, polarités, etc...), appliquer la tension d'alimentation. On connecte la sortie du montage à un téléviseur ou à un moniteur vidéo (50 Hz, 625 lignes) et on joue sur P1 de manière à ce que la fréquence la plus faible soit de 1 MHz (on utilisera de préférence un oscilloscope pour vérifier cette valeur). Si l'on avait besoin d'une fréquence différente il suffira de jouer sur les valeurs des résistances R3 à R10... Bien que le signal fourni par le montage ne soit pas sinusoïdal (celui produit par les générateurs multiburst professionnels l'est lui), le résultat est bon, c'est le moins que l'on puisse dire. Il n'y a donc pas le moindre problème à procéder à des mesures à l'aide du signal de test produit par notre générateur.

(980085)

Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 MΩ
R2, R6, R13, R15 = 2 kΩ
R3 = 4 kΩ
R4 = 3 kΩ
R5 = 3 kΩ/3 kΩ 01
R7, R12 = 1 kΩ
R8 = 1 kΩ
R9 = 560 Ω
R10 = 270 Ω
R11 = 1 kΩ 2
R14 = 820 Ω
R16 = 1 kΩ 8
R17 = 100 Ω
R18 = 75 Ω
R19 = 2 kΩ 7
P1 = 500 Ω ajustable

Condensateurs :

C1, C2 = 22 pF
C3 = 1 nF
C4 = 8 pF
C5 = 10 pF
C6 à C9 = 100 nF céramique
C10 = 10 μF/63 V radial
C11 = 330 nF
C12 = 220 μF/25 V, radial

Semi-conducteurs :

D1 = LED rouge à haut rendement
D2 = 1N4001
T1 = BC547B
IC1 = XC9536-15-PC44 Xilinx CPLD
(EPS986520-1)
IC2 = 74HCT4046
IC3 = 7805

Divers :

X1 = quartz 10 MHz

RadioText

réception de pages d'information par baladeur via la FM

Avec l'introduction de RadioText (connu dans d'autres pays sous la dénomination de « Swift ») et du récepteur correspondant, Textman, Sony lance, en association avec des stations d'émission un nouveau service d'information. En fonction des services proposés, le Textman, permet d'examiner des centaines de pages d'information. De nouveaux développements très prometteurs sont en gestation.



Au cours de la dernière décennie, l'introduction du RDS (*Radio Data System*) a donné une nouvelle impulsion à la réception FM. Le canal de données utilisé par le RDS permet au récepteur, entre autres, de trouver des fréquences alternatives lorsque l'auto-radio sort du domaine de la station sur laquelle il est syntonisé. Les automobilistes sont, grâce au RDS, tenus au courant de la situation routière pratiquement en temps réel; ce système permet également de synchroniser la montre de bord du véhicule. L'étroitesse du canal de données n'offre que peu de place pour des services plus « volumineux »

DIGITAL DJ

Digital DJ est une société américaine (à actionnaires américains et japonais) qui a, en 1995, introduit, sous la dénomination de DARC (*DATA Radio Channel*) et à l'intention des récepteurs FM, un service de données spécial. DARC a été développé par les NHK Sience and Technical Research Laboratories de Tokyo et a été accepté comme standard par l'ITU (*International Telecommunications Union*). DARC utilise un

canal de données de 16 Kbps, canal 10 fois plus large que celui utilisé par RDS, vu que ce service repose sur un débit de 1,2 Kbps.

DARC ou Visual Radio a été démarré aux États-Unis pour accompagner les programmes radio de PAD (*Programme Associated Data*). Par le biais de ce service, l'affichage à cristaux liquides d'un récepteur en étant doté, peut afficher des informations concernant le programme telles que nom de l'artiste, succession des morceaux à venir, nom de la station, etc... Il va sans dire que ce service peut également servir à la transmission de publicité, ce qui permet à la station d'émission, d'augmenter ses recettes.

LA TECHNIQUE

La **figure 1** montre le spectre du signal radio d'un émetteur FM. On y découvre, outre les 2 bandes audio et la porteuse auxiliaire de 19 kHz destinée au décodeur stéréo, une seconde porteuse auxiliaire située elle à 57 kHz. De part et d'autre de cette fréquence centrale on trouve un petit canal servant à l'émission de l'information RDS. Le canal de données à fort débit

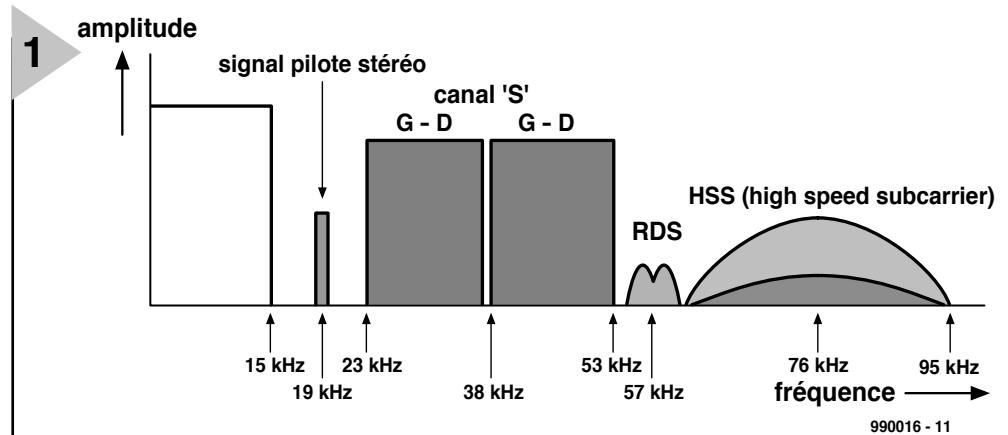
se trouve lui centrée sur une fréquence de 76 kHz. On procède, sur cette porteuse, à une modulation en fréquence (FM) des données avec une excursion de $\pm 5,5$ kHz. La profondeur de modulation est de 10%. Il est éventuellement possible d'augmenter le niveau de la porteuse de 4 à 10% (-20 dB) ceci en vue d'éviter des interférences dues au canal principal. Une fréquence de porteuse de 76 kHz a l'avantage de pouvoir être verrouillée sur la porteuse auxiliaire de 19 kHz présente sur tout récepteur FM stéréo. Comme indiqué plus haut, la bande passante disponible est de 16 Kbps, dont il reste, après mise en oeuvre de la correction d'erreur, 8 Kbps nets. Dans la pratique, cela signifie qu'il est possible d'émettre, par le biais de cette porteuse auxiliaire, 1 000 caractères par seconde.

Les données à moduler sur la porteuse auxiliaire, c'est-à-dire les données reçues côté récepteur, sont produites par un PC sur lequel tourne le programme Workbench de Digital DJ. En règle générale, ce traitement se fait dans la salle de contrôle de la station (la Nozema dans le cas des expérimentations aux Pays-Bas), ce qu'illustre la **figure 2**. Après codage par Workbench, le signal est émis, en conformité avec le protocole USEP, via le réseau micro-ondes, vers les 7 stations de tête du réseau néerlandais. Un encodeur DARC fournit, en phase terminale, les signaux qui alimentent l'émetteur. C'est ce qu'illustre le synoptique de la **figure 3**.

POUR TELETEXT AUSSI
Avec l'introduction de RadioText, la Nozema démarre la distribution de quelque 600 pages d'informations dérivées du système Teletext. Ces pages sont, pour ainsi dire, mises dans un carrousel avec une période de répétition de 2 à 3 minutes. Le récepteur lit la totalité du fichier avant que celle-ci ne puisse être consultée sur l'affichage. Ce système ne connaît plus les attentes inter-pages caractéristique classique de Teletext. Toute l'information émise est stockée dans la mémoire du récepteur.

Grâce à la correction d'erreur, on ne verra pas apparaître de page tronquée ou incomplète, sachant qu'il n'existe que 2 possibilités : il y a réception ou il n'y en a pas.

La résolution de l'écran LCD graphique du Textman de Sony est de 7 lignes de texte comportant un maximum de 21 caractères par ligne. Rien n'interdit d'inclure de l'information graphique (tels que des logos) dans une page. L'information est présentée en Noir&Blanc. Pour le moment, RadioText est l'affaire d'une chaîne de stations bien installée, mais rien n'interdit de penser qu'à l'avenir d'autres



stations s'y mettront. Certaines stations commerciales ont déjà manifesté un intérêt pour RadioText pensant pouvoir fournir des informations bien ciblées sur leur auditoire. Le système a été conçu en vue de pouvoir, ultérieurement, véhiculer des services payants.

Comme cela est actuellement le cas avec MessageWatch (une initiative de Seiko par le biais de laquelle les destinataires reçoivent des informations par l'intermédiaire de leur montre), RadioText peut également servir au paging, un adressage individualisé de chaque récepteur.

Bien que l'on n'en soit pas encore là, on peut fort bien imaginer que l'utilisateur d'un Textman puisse, à terme, découvrir sur son appareil un message à son intention. Pour cela, on attribue, à chaque récepteur,

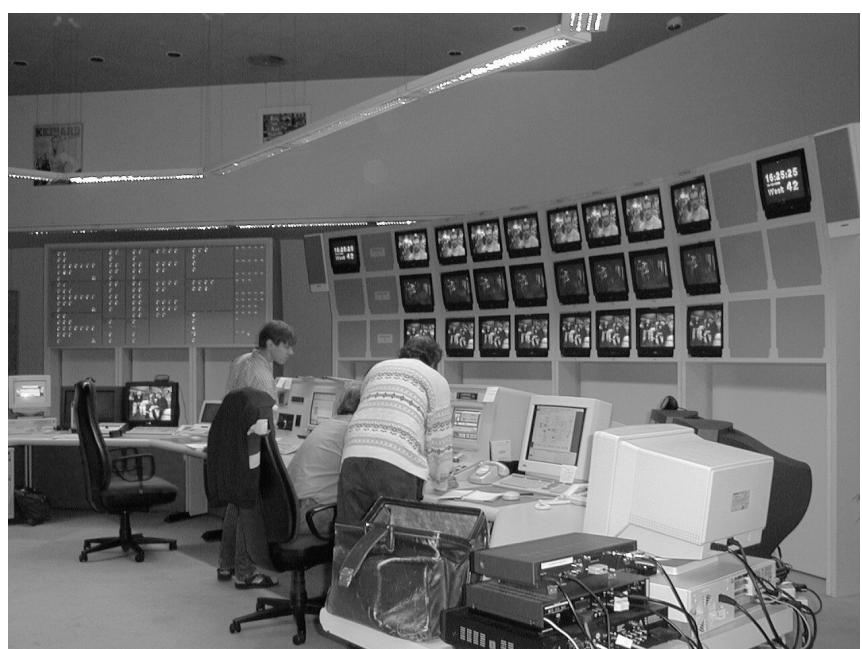
Figure 1. Le spectre d'un signal FM auquel on a ajouté un canal numérique rapide.

un code unique qu'il est possible de visualiser par le biais d'un menu déroulant. Si l'on transmet ce code au fournisseur de services ce dernier pourra envoyer un message individualisé. Il est possible, via certains codes, de bloquer l'accès à certaines fonctions.

TEXTMAN SRF-DR2000

Le premier récepteur RadioText vient de faire son apparition sur le marché : il s'agit du SRF-DR2000 de Sony. Il n'y a pas encore d'autre matériel de ce type sur le marché vu que le set de puces qui joue un rôle crucial dans le système est un développement exclusif de Sony. Il est prévu de doter d'autres appareils, tels que lecteurs de CD portables, auto-radios et tuners, de ces mêmes fonctions leur ouvrant

Figure 2. C'est dans la présente salle de contrôle que l'information textuelle est mise en forme avant sa distribution par le biais des stations de Radio 3. Le centre nerveux du système est un PC sur lequel tourne Workbench de Digital DJ.



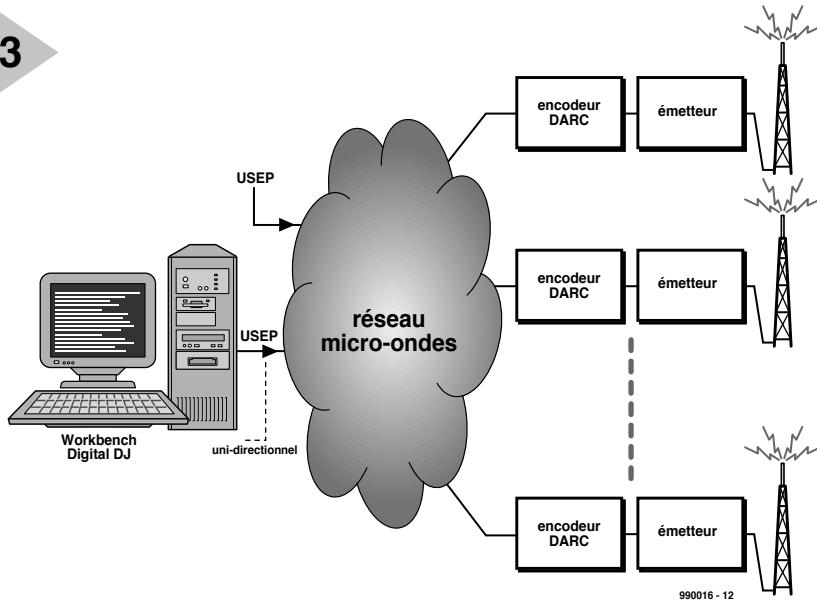


Figure 3. Synoptique du système assurant la distribution de RadioText par le réseau de stations d'émission.

ainsi la porte sur d'autres services d'information. Le SRF-DR2000 est utilisable partout en Europe. Il est possible, par le biais de son menu, de le configurer pour une utilisation aux États-Unis.

Nouvelles possibilités
On pourrait fort bien imaginer, en s'aidant d'un réémetteur local de faible puissance d'utiliser le système dans un supermarché

pour informer ses clients des affaires les plus récentes, voire dans un parc d'attraction de donner aux visiteurs une idée sur la longueur des files d'attente pour chacune des attractions... Une affaire d'imagination...

Figure 4. Le Textman de Sony est déjà disponible dans les magasins d'audio les mieux achalandés, à un prix se situant aux alentours des 1 000 FF.

NEXTFM®

Nous connaissons en France un système similaire en cours de développement par la société AZTEC

(990016)

Textman est un produit de Sony. DARC est un système de Digital DJ. Pour en savoir plus à son sujet : <http://www.digitaldj.com>.



RADIOMEDIA, NextFM®. Il ne s'agit pas là de l'émission d'informations textuelles, mais d'informations audio sous la forme de 3 canaux additionnels de qualité AM. Ceci est permis par l'utilisation d'un procédé de compression de la parole. NextFM®, utilise le même standard DARC que RadioText. NetFM® permet à toute station radio traiquant en FM de disposer de son propre canal DARC/SWIFT pour diffuser 3 programmes d'information audio qui peuvent être au choix, des informations boursières, des informations additionnelles concernant le morceau en cours d'émission, et toute autre information parlée (il ne s'agit donc pas de texte... vous l'aurez compris). Le succès éventuel de NextFM® dépend bien évidemment de sa compatibilité avec le système de transmission en FM au niveau mondial. Notons la compatibilité parfaite de NextFM® avec RDS (Europe) et RBDS et MBS (USA). Le sujet nous paraît mériter plus que ce court paragraphe et il n'est pas exclu que nous y revenions dans un prochain numéro. Pour ceux d'entre vous qui ne pourraient pas attendre, notons l'existence du site Internet d'AZTEC RADIOME-DIA sis à l'adresse suivante : <http://www.aztec.fr>.

MB501L

Circuits intégrés
Fonction spécifique, prédiviseur

MB501L
Prédiviseur modulo 2

Fabricant

Fujitsu
Internet : www.fujitsu.com



Description produit

Le MB501L de Fujitsu est un prédiviseur modulo 2 utilisé dans un synthétiseur de fréquence pour réaliser une PLL (Phase Locked Loop = boucle à verrouillage de phase). Il divise la fréquence d'entrée par le modulo de 64/65 ou 128/129. Le niveau de sortie est de 1,6 V crête à crête en niveau ECL.

Caractéristiques techniques :

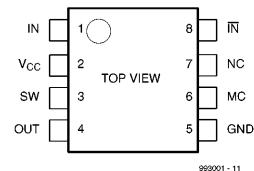
- Fréquence de travail élevée, fonctionnement à faible consommation
1,0 GHz à 150 mW typ. (MB501)
1,1 GHz à 50 mW typ. (MB501L)
- Fonction « averse » d'impulsion
- Plage de température de service étendue $T_A = -40$ à $+85^\circ\text{C}$
- Amplitude de sortie stable $V_{\text{out}} = 1.6 \text{ V}_{\text{cc}}$
- Constitue, avec le circuit de synthèse PLL, MB870001A de Fujitsu, un synthétiseur PLL complet
- Boîtier plastique à 8 broches DIL ou FP (Flat Package) pour gain de place

ELEKTOR

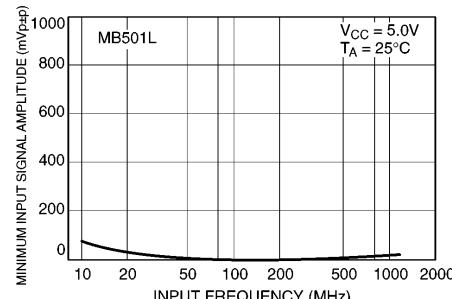
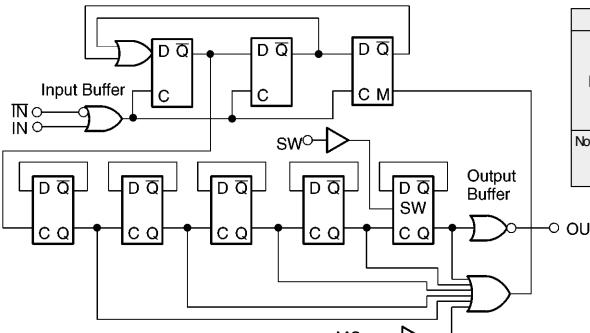
INFO CARTE 1 / 9 9

Exemple d'application

Récepteur universel
Eletor, janvier et février 1999



Brochage

Amplitude du signal d'entrée
par rapport à la fréquence d'entrée

Synoptique

	SW	MC	Rap. de division
MB501/501L	H	H	1/64
	H	L	1/65
	L	H	1/128
	L	L	1/129

Note: SW: H = Vcc, L = open
MC: H = 2.0 V to Vcc
L = GND to 0.8 V

993001 - 12

AD8307

Circuits intégrés
Analogique

AD8307

Amplificateur logarithmique 92 dB faible coût de CC à 500 MHz

Fabricant



Analog Devices, One Technology Way,
P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, USA
Internet : www.analog.com

Caractéristiques techniques :

- Amplificateur logarithmique multi-étage complet
- Plage de dynamique de 92 dB : -75 à +17 dB
Jusqu'à -90 dBm par réseau d'adaptation
- Alimentation asymétrique de 2,7 V minimum à 7,5 mA typique
- Fonctionnement de CC à 500 MHz, linéarité de ± 1 dB
- Pente de 25 mV/dB, interception de -84 dBm
- Échelle très stable sur plage de température
- Trajet de signal à couplage CC différentiel total
- Temps de mise en service de 100 ns, courant de veille de 150 mA

Applications

- Conversion de niveau de signal vers son équivalent en décibel
- Mesure de la puissance d'une antenne d'émetteur
- Indicateur de niveau de signal pour récepteur (RSSI)
- Traitements de signaux radar et sonar à faible coût
- Analysateur de spectre et de réseau (jusqu'à 120 dB)
- Détermination de niveau de signal jusqu'à 20 Hz
- Mode CA décibel vrai pour multimètres

Exemple d'application

VU-mètre HF, Eletor janvier 1999

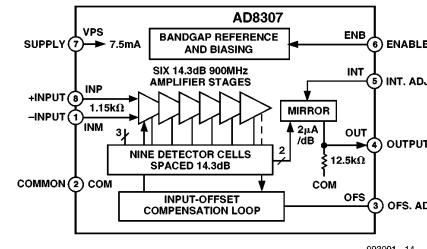
Description du produit (extrait)

Le AD8307 est le premier amplificateur logarithmique proposé dans un boîtier à 8 broches. Il s'agit d'un amplificateur logarithmique monolithique 500 MHz à démodulation utilisant la technique de compression progressive (détecteur successif), permettant une plage de dynamique de 92 dB à un respect de la loi de conversion de ± 3 dB et de 88 dB si on limite le facteur d'erreur à ± 1 dB et ce à toutes les fréquences inférieures ou

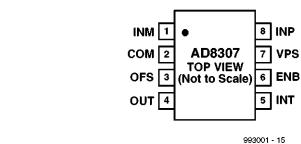
ELEKTOR

INFO CARTE 1 / 9 9

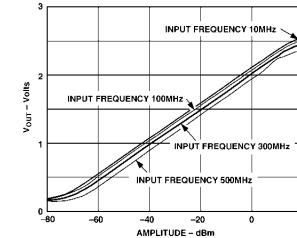
égalées à 100 MHz. Il est extrêmement stable et facile à mettre en oeuvre, se contentant de très peu de composants externes. Il se contente d'une alimentation asymétrique de 2,7 à 5,5 V sous 7,5 mA, ce qui correspond à une consommation inédite de 22,5 mW à 3 V. Une borne de commande à réaction rapide compatible CMOS permet d'inhiber le AD8307 de sorte que la consommation tombe à moins de 150 mA.



Synoptique fonctionnel



Brochage



Vout en fonction du niveau d'entrée à diverses fréquences

Caractéristiques du AD8307 ($V_S = +5$ V, $T_A = 25$ °C, $R_L \geq 1$ MΩ, sauf mention contraire)				
Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max
CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES				
Plage d'entrée (erreur ± 1 dB)	exprimé en dBm sur 50 Ω	-72		16
Conformité logarithmique	$f \leq 100$ MHz, 80 dB central		$\pm 0,3$	1
	$f \leq 500$ MHz, 75 dB central		$\pm 0,5$	
Pente logarithmique	non ajustée ¹	23	25	27
en fonction de température		23		27
Interception logarithmique	amplitude sinusoïdale; non ajustée ²		20	μV
	puissance sinusoïdale équivalente dans 50 Ω	-87	-84	-77
en fonction de température		-88		-76
Densité de bruit spectral d'entrée	Entrées court-circuitées		1,5	nV/√Hz
Plancher de bruit en service	$R_{SOURCE} = 50$ Ω/2		-78	
Résistance de sortie	broche 4 à la masse	10	12,5	15
Capacitance de charge interne			3,5	pF
Temps de réponse	petits signaux, 10%-90%: 0 mV-100 mV, $C_L = 2$ pF		400	ns
	signaux forts, 10%-90%: 0 V-2,4 V, $C_L = 2$ pF		500	ns
Fréquence supérieure de service ³			500	MHz
Fréquence inférieure de service	Input AC-coupled		10	Hz
CELLULE D'AMPLIFICATEUR				
Bande passante de cellule	-3 dB		900	MHz
Gain de cellule			14,3	dB
CARACTÉRISTIQUES D'ENTRÉE				
Tension CC en mode commun	Entrée couplée en CA		3,2	V
Plage en mode commun	L'une ou l'autre entrée (petits signaux)	-0,3	1,6	$V_S - 1$
Tension d'offset de l'entrée OC ⁴	$R_{SOURCE} \leq 50$ Ω	50	500	μV
	Dérive		0,8	mV/°C
Résistance de l'entrée incrémentiale	Mode différentiel		1,1	kΩ
Capacitance d'entrée	L'une ou l'autre broche à la masse		1,4	pF
Courant de polarisation	L'une ou l'autre entrée	10	25	mA
INTERFACES DE PUISSANCE				
Tension d'alimentation		2,7	5,5	V
Courant de service	$V_{ENB} \geq 2$ V	8	10	mA
Composant inhibé	$V_{ENB} \leq 1$ V	150	750	μA

NOTES

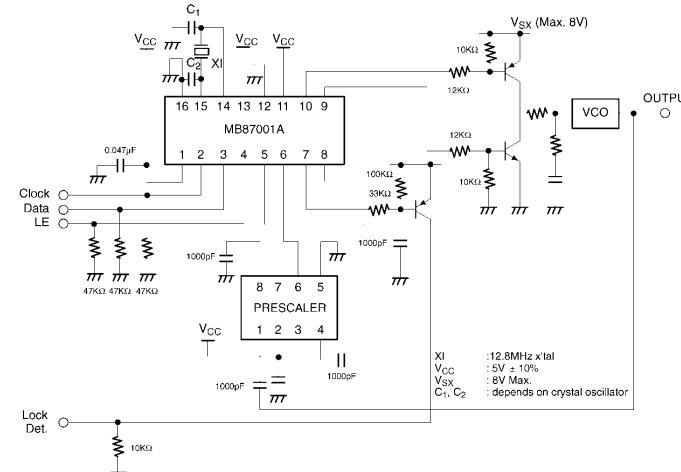
1 Peut être ajusté vers le bas par l'adjonction d'une résistance de shunt entre la Sortie et la Masse.
Une résistance de 50 kΩ ramène à 20 mV/dB la pente nominale.

2 Peut être ajusté dans un sens ou dans l'autre par application d'une tension à la broche 5, avec un facteur d'échelle de 8 dB/V.

3 Cf. application pour fonctionnement à 900 MHz.

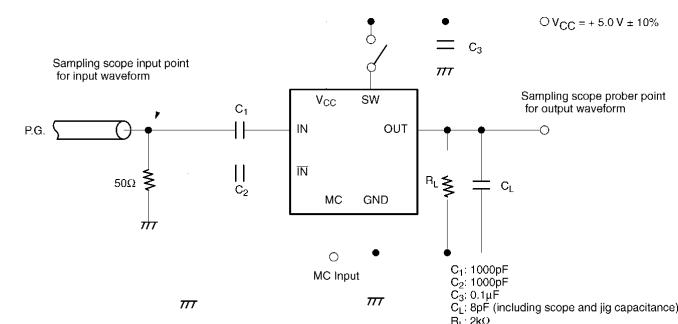
4 Est normalement automatiquement mis à zéro par la boucle de correction d'offset interne. Peut être annulée manuellement par application d'une tension entre la broche 3 et la masse; cf. applications
Caractéristiques sujettes à modification sans notice préalable.

Conditions de service recommandées				
Paramètre	Symbole	Valeur		
		Min	Typ	Max
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,5	5,0	5,5
Courant de sortie	I_O		1,2	
Température ambiante	T_A	-40		+ 85
Capacitance de charge	C_L			12 pF



An example of application of MB501/501L/503/504/504L with PLL synthesizer IC MB87001A 993001 - 17

Exemple d'application typique



Circuit de test