électronique
RADIO PLANS
MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS
NUMÉRO 561 AOUT 1994

GENERATEUR BF AUDIO AVEC TONE-BURST

MILLIWATTMETRE 0-40 dBm 50 MHz-1 GHz

COMPTEUR-FREQUENCEMETRE 0-1 GHZ

ALIMENTATION D'ESSAI THT

FILTRES REJECTEURS ULTRA-SELECTIFS

T 2438 - 561 - 24,00 F

BELGIQUE : 155 FB - LUXEMBOURG : 155 FL - SUISSE : 6,30 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : $ Can. 5,50 - ANTILLES - GU. 28,80 F

L'UNIVERS ELECTRONIQUE

METEO

DF-1013 : LE BAROGRAPHE de Selectronic

Documentation détaillée sur simple demande

Ce nouvel appareil, sans concurrence sur le marché, est géré par un puissant micro-contrôleur et regroupe : un baromètre de précision sur afficheur LCD avec indication de la tendance, une imprimante graphique pour sortie de la courbe journalière de variation de pression, plus de nombreuses fonctionnalités intelligentes.

Le BAROGRAPHE *(en kit complet avec boîtier)* **111.8170** *1.256,32 F HT* **1.490,00 F TTC**

Le BAROGRAPHE *(monté et testé)* **111.8430** *1.644,18 F HT* **1.950,00 F TTC**

MICRO CONTRÔLEUR

"PICO"-ordinateur tournant sous BASIC

Micro-système RISC à µC PIC pré-programmé.- Facile à programmer en BASIC - Minuscule (25 x 50 mm !) et économique.

Décrit dans ELEKTOR 191 du 05/94

Le BASIC-Stamp intègre : *Interpréteur PBASIC résident + EEPROM 256x8 bits, Horloge, Régulation, Clip de connexion sur pile 9V.*

BASIC-Stamp PARALLAX

DOCUMENTATION DETAILLEE SUR LE BASIC STAMP ET SES ACCESSOIRES SUR SIMPLE DEMANDE

OFFRE SPECIALE DE LANCEMENT :
BASIC-Stamp + PROGRAMMING PACKAGE
111.1335 *843,17 F HT* **1.000,00 F TTC**

Le BASIC-Stamp 111.1370 *269,81 F HT* **320,00 F TTC**

Et pour programmer votre BASIC-Stamp à partir de votre PC, il vous faut :

Le BASIC-Stamp Programming Package 111.1605 *670,32 F HT* **795,00 F TTC**

(incluant le logiciel d'édition sur PC, un cordon de liaison, le manuel d'utilisation et des notes d'applications - en anglais)

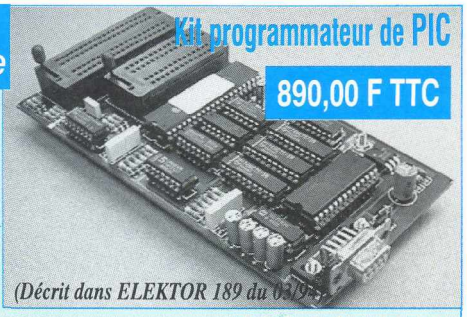
Programmez vous-même

vos micro-contrôleurs RISC de MICROCHIP PIC 16C -52, -55, -56, -57, 71, -84, et 71C42 / Versions EPROM ou OTP

Le kit complet avec supports ZIF spéciaux *(sans alim., ni boîtier)*

Kit programmateur de PIC

890,00 F TTC



(Décrit dans ELEKTOR 189 du 03/95)

111.8060 *750,42 F HT* **890,00 F TTC**

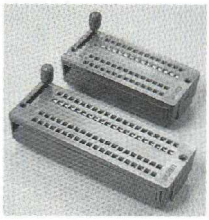
AUDIO - VIDEO

TELECOMMANDE ■ UNIVERSELLE ■

PROGRAMMABLE

La télécommande 112.3455
~~350,00FTTC~~
SUPER PROMO *125,63 F HT* **149,00F TTC**

CONNECTIQUE



SUPPORTS A FORCE D'INSERTION NULLE

WISHER

Qualité professionnelle. Compatibles avec les nouvelles générations de micro-contrôleurs, PAL, etc...

0,3" (7,62 mm) et 0,6" (15,24 mm) d'écartement - Contacts dorés : 10 mΩ / 3A max.

Le support ZIF 28 broches
111.8062 *63,24 F HT* **75,00 F TTC**

Le support ZIF 40 broches
111.8064 *75,89 F HT* **90,00 F TTC**

POUR L'AUTOMOBILE

Selon un rapport officiel récent, 80% des véhicules ont les pneus mal (sous) gonflés...

POUR VOTRE SECURITE (et celle des vôtres...)

ACCUTIRE
Manomètre numérique pour pneus

FINI, LES PNEUS MAL GONFLES....
Pour vérifier la pression de vos pneus... facilement...et avec précision !

Appliquez l'embout sur la valve...lisez ! Pour des pneus mieux gonflés...donc économie d'usure, de carburant, une meilleure tenue de route, sécurité accrue...!

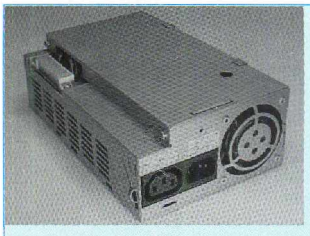
- *Gamme de mesure : 0,3 à 7 bar*
- *Résolution : 0,05 bar*
- *Extinction automatique*
- *Construction robuste*
- *Pile au lithium incorporée*
- *Plusieurs années d'autonomie...*

Et à un prix qui laisse rêveur :

ACCUTIRE 111.7480 *83,47 F HT* **99,00 F TTC**

Ayez le toujours sous la main dans votre boîte à gants.

ALIMENTATION



BLOC ALIM A DECOUPAGE *DELTA*

Pour PC, CB, etc... - Compacte et ventilée.

- *Entrée :* - 110 à 220 V_{AC}
- *Sorties :* +5V @ 6A / -5V @ 0,3A
  +12V @ 2A / -12V @ 0,3A

(Sorties pré-chargées sur connecteur au pas de 3,96 mm)

Dimensions : 205 x 130 x 70 mm - Poids : 1270 g

Matériel neuf et garanti.

Même pas le prix du ventilateur...!

L'alimentation : 111.4167 *84,32 F HT* **100,00 F TTC**

CAPTEURS DE PRESSION

Fournis avec fiche technique

MPX-2200

Ces capteurs sont calibrés et compensés en température. Gamme de pression : 0 à 2 bars - Linéarité : ± 0,25 %FSS - Tension d'alimentation : 10 V / 6 mA. 2 versions disponibles : ***AP :*** pression absolue, ***DP :*** pression différentielle

MPX-2200 AP *(absolu)*
111.4343 *105,40 F HT* **125,00 F TTC**

MPX-2200 DP *(différentiel)*
111.4456 *112,14 F HT* **133,00 F TTC**

MPX-700 DP

Capteur de pression différentielle permettant de mesurer une pression de 0 à 7 bars - Linéarité : ± 0,5 %FSS - Tension d'alimentation : 3 V / 6 mA.

MPX-700 DP *(différentiel)*
111.5266 *96,12 F HT* **114,00 F TTC**

ABSOLU

DIFFERENTIEL

Selectronic
L'UNIVERS ELECTRONIQUE

CONDITIONS GENERALES DE VENTE : *Voir publicités annexes*

sommaire

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F
Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en Chef :
Claude DUCROS
Marketing/Ventes :
Jean-Louis PARBOT
Tél. : 44.84.84.55.
Création maquette :
Rachid MARAI
Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.
Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.
Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.85
C.C.P. PARIS 37 93 60
Directeur commercial : Jean-Pierre REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT
Tél. : 44.84.85.16
Voir notre tarif «spécial abonnement».
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,80 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

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

Ce numéro a été tiré à 37 500 exemplaires
Dépôt légal août 94 - éditeur 1751
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transports-Presse
Mise en page : J.-L. C.
Photogravure : CJC 75011 PARIS
Photo de couverture : E. Malemanche.

Numéro 561 - Août 1994

ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

11 RÉCEPTEUR LARGE BANDE 0-900 MHz : CARTES FI ET MICROCONTRÔLEUR

REALISATION

5 PASSERELLE INTER BUS I2C
21 ALIMENTATION THT D'EXPÉRIMENTATION
23 COMPTEUR UNIVERSEL AVEC ADAPTATEUR FRÉQUENCEMÈTRE 1 GHz
35 MILLIWATTMÈTRE 50 MHz - 1GHz, 0 à + 40 dBM
49 ADAPTATEUR D'ENTRÉE POUR ADC10
63 GÉNÉRATEUR AUDIO AVEC OPTION SALVES
76 ALIMENTATION NUMÉRIQUE DIDACTIQUE 0-24 V ; 1,5 A

TECHNIQUE

69 SYNTHÈSE DE FILTRES REJECTEURS ET PASSE-BANDES ULTRA-SÉLECTIFS

CIRCUITS D'APPLICATION

41 LES MODULES ÉMETTEURS ET RÉCEPTEURS AUREL
53 DÉVELOPPEMENT AVEC LES FPGA XILINX

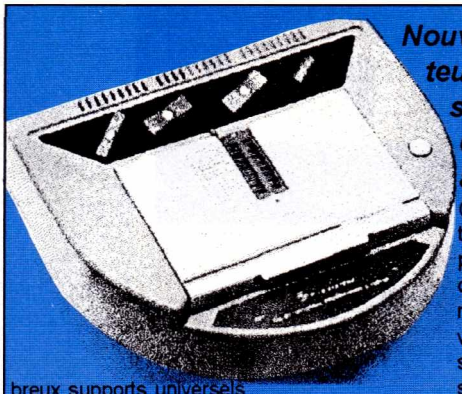
COMMUNICATIONS

46 LE NAB 94 À LAS VEGAS

INFOS

59 LES NOUVEAUX IGBT HITACHI
62 CARTES D'ACQUISITION DE DONNÉES POUR PC ENTIÈREMENT CONFIGURABLES SOFT

Ont participé à ce numéro : J. Alary, P. de Carvalho, F. et G. de Dieuleveult, C. Djabian, G. Girolami, P. Gueulle, G. Guihéneuf, P. Morin, P. Oguic, Ch. Pannel.



Nouveau - Programmateur & Testeur Universel ALL07 & ALL07PC de HILO. Promotion: à partir de 3.950ht!!

Ce programmateur qui fonctionne sur la porte parallèle, répond parfaitement aux besoins de la duplication et à la programmation des composants très diversifiés. Livré de base avec un support DIP universel, des nombreux supports universels sont en option - ex PLCC44, PLCC68, 8 Eproms. Il possède la capacité de gérer jusqu'à 256 broches. Le fruit de sept années de développement par une équipe de 24 techniciens, vous bénéficiez d'une vaste gamme de composants au menu, mais aussi d'un offre de suivie par mise à jour complète à un prix très avantageux (150f ttc actuellement) Alimentation: 90-256v alternatif incorporée. Dimensions: 285 prof x 245 x 60mm. L'ensemble comprend: ALL07 module principale, le module DIP 40 universel, une carte parallèle d'imprimante, un câble DB25 1M, l'ensemble de disquettes & manuel. **Prix 4600ht.** Existe aussi le modèle ALL07PC - identique, mais avec interface PC dédié (fournie) & alimenté par le PC. **Prix 3 950ht**

Hilo - Emulateurs CPU.

Boîtier de base	3.487ht
Module 8031/C31, 8344,80c51fa,8032	1.445ht
Module 8051/c51/52/c52	2.790ht
Module Signetics 80c550	3.487ht

existe d'autres modules Signetics 80c552/c652/c528/c752

Lecteurs de codes à barres.

- en stylo (otique HP) connectable sur la prise clavier. Reconnaissance automatique des codes. 1200ttc.

PROGRAMMATEURS D'EPROMS haute vitesse HILO

Pour EPROMS 16K à 2Mb		Pour EPROMS 16K à 8Mb	
EPP01: 1 EPROM	1.050 F HT	SEP81: 1 eprom + orig:	1.435 F HT
EPP04: 4 EPROMs	1.375 F HT	SEP84: 4 eprom + orig:	1.850 F HT
EPP08: 8 EPROMs	2.400 F HT	SEP88: 8 eprom + orig:	2.900 F HT

Solution économique - Carte programmateur 2716 - 27512 648ht

EFFACEUR D'EPROMS

Avec temporisateur et interrupteur de sécurité:	12 eproms	**640 ht**
	60 eproms	**1040 ht**
EMULATEUR D'EPROMS (2 x 512 Ko):		**1 920 ht**

CONFIGURATIONS MINI TOUR

Systèmes mini-tour avec 4Mo de mémoire, 1 lecteur 1,44Mo, 2 séries, 1//, moniteur couleur 14" SVGA couleur 1024x768 pitch 0,28, 1 carte SVGA Cyrrus VLB 1024x768 1 Mo, carte I/O en VLB. Les prix sont TTC.

	Disque 240M	Disque 340M	Disque 452M
80486 S40 40Mhz cache 256k	**6 368 F**	**6 666 F**	**6 775 F**
80486 DX - 40Mhz cache 256 k	**7 917 F**	**8 215 F**	**8 324 F**
80486 DX - 266Mhz cache 256k	**8 626 F**	**8 924 F**	**9 032 F**

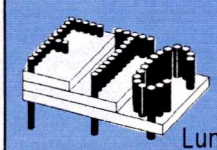
TRANSPORTABLE COULEUR pour applications industrielles et multimédia

Un vrai système portatif couleur qui garde les avantages du PC de bureau mais équipé d'un écran Sony Trinitron couleur 9", et livrable pratiquement en toute configuration jusqu'à 486dx2 66. Exemple: avec 486dx40 256k cache, 4M, disque 210 Mo, lecteur 1,44M, I/O et vidéo en Vesa Local bus. **Prix 16 900ttc**

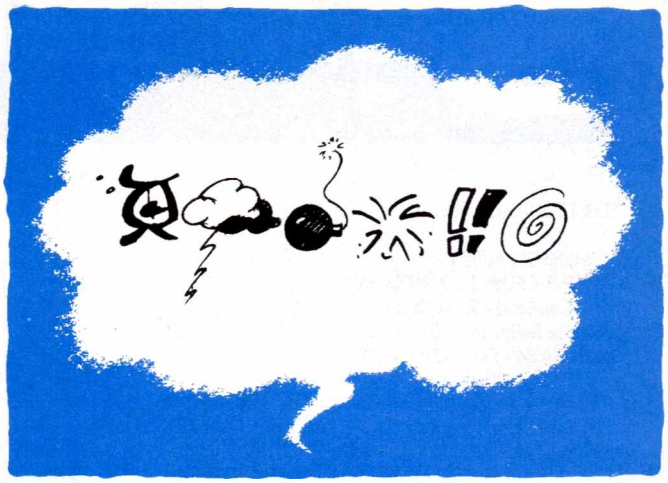
Nous transformons votre ordinateur en 386 ou 486

386 SX-40	468ttc	486DX2-66 256k cache VLB	2 799ttc
386 DX-40 128K cache	723ttc	486DX2 66SLC VLB IBM	2 750ttc
486 SLC-33	578 ttc	Pentium 66 256k cache + 3 PCI LB + 8M RAM	
486 SX-40 256k cache VLB	1 178 ttc	+ I/O	10 660 ttc
486 DX-40 256K cache VLB	2 090ttc	Echange du processeur 486dx33 contre un	
486 DX2 50 256k cache VLB	2 161ttc	486dx2-66	1 500ttc

Transformation de votre ancien système PC 286 en 386 ou 486 dans notre atélier ou sur site (main d'oeuvre & transport non compris). N'investissez pas dans un nouveau PC, il suffit de changer la carte mère... Consultez nous pour obtenir un dévis précis.



Future Technologie Compagnie
27390 St Pierre de Cernières.
Tél: 32 45 96 55 Fax: 32 45 58 38
Lundi à Vendredi 9h30 - 13h00/ 14h00-18h00



... si vous avez tout essayé... connectez-vous sur le

3615 ERP

Le serveur minitel d'Electronique Radio Plans

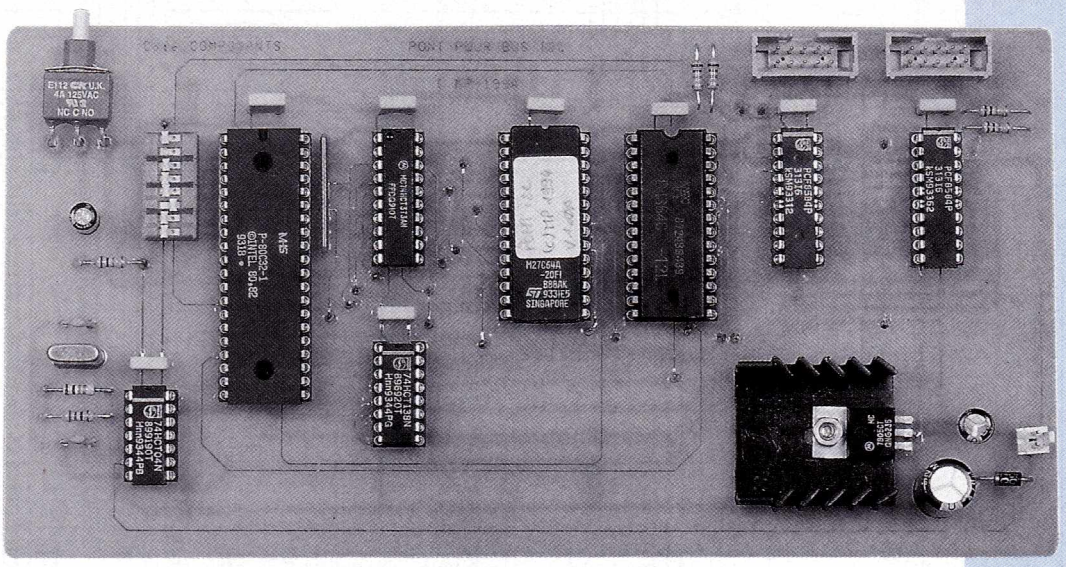
Vous pourrez :

- **télécharger** les fichiers free-ware du B.B.S. Philips : assembleurs, fichiers pour I2C, RC5, fichiers d'application pour micro-contrôleurs de la famille 8051 (C51, 52, C552, C751, 752...) et également tous les fichiers de la revue et notamment ceux du mois en cours

NOUVEAU **et maintenant les fichiers des circuits imprimés en EPS**

- **trouver** les composants «introuvables» en consultant notre carnet d'adresses
- **consulter et proposer** vos petites annonces pour vendre ou acheter tout matériel électronique
- **rechercher** un article déjà paru dans la liste des sommaires des numéros précédents
- **dialoguer** grâce à la messagerie et ouvrir votre boîte aux lettres personnelle pour recevoir vos réponses
- **vous abonner** à E.R.P. au moyen de votre carte bancaire ou par chèque et recevoir ainsi 12 numéros et le cadeau d'abonnement

PASSERELLE POUR BUS I2C



Le bus I2C n'est pas extensible à souhait et c'est bien dommage. Qui n'a pas espéré un jour pouvoir connecter 32 circuits d'entrées/sorties (comme par exemple le PCF8574) sur un bus unique. Mais le nombre d'adresses disponibles vous limitera vite. Aussi avons-nous pensé qu'une passerelle permettant de joindre deux bus distincts serait très utile. L'intérêt de la passerelle est de permettre d'utiliser plusieurs fois la même adresse sur des tronçons de bus I2C isolés les uns des autres. De cette façon il n'y a pas de conflit d'adressage, tout en ayant la possibilité de connecter bien plus de sous-ensembles élémentaires.

L'utilisation de la passerelle que nous vous proposons de réaliser ne sera pas totalement transparente pour vos logiciels. La passerelle est en quelque sorte une «fenêtre bidirectionnelle» qui permet aux bus connectés de voir de l'autre coté.
Il ne vous sera pas possible de prendre directement le contrôle de l'autre bus. C'est la passerelle qui en prendra le contrôle sur vos ordres.
Il vous faudra donc écrire vos programmes en adressant uniquement la passerelle.
La «vision» obtenue est possible au travers d'une adresse unique, l'adresse affectée à la passerelle elle-même. Il vous faudra l'adresser et lui demander de transmettre vos commandes sur l'autre bus.
Selon la commande demandée, vous obtiendrez les résultats issus de l'autre bus à l'adresse de la passerelle. Nous reviendrons sur le mode de fonctionnement un peu plus loin dans cet article. Abordons maintenant le schéma électronique.

Schéma

Le schéma de la passerelle pour bus I2C est visible en **figure 1**. Les bus I2C arrivent sur les connecteurs JP1 et JP2 pour être raccordés à des circuits bien connus des lecteurs de ERP, à savoir des PCD8584. Le PCD8584 est un circuit spécialisé qui intègre en son sein toute la logique nécessaire pour interfacer un microprocesseur ou un microcontrôleur à un bus I2C. Pour notre application nous utiliserons un microcontrôleur INTEL 80C32.
Nous aurions pu intégrer dans le programme du microcontrôleur des routines déjà présentées à maintes reprises dans la revue pour contrôler directement les bus I2C par les ports du microcontrôleur IC3. Malheureusement, dans ce cas de figure, nous ne pourrions pas connecter ensembles des bus en mode «multi-master». C'est pourquoi nous avons retenu de confier le contrôle des bus à de bien sympathiques PCD8584 qui se chargeront des difficultés à notre place.

Le bus d'adresse issu du microcontrôleur IC3 est demultiplexé grâce au latch IC1. Le décodage des adresses de sélection des différents boîtiers est confié à IC4. Notez que la RAM IC5 et l'EPROM IC2 sont actives aux mêmes adresses, mais pas dans le même espace vu par le microcontrôleur. L'EPROM sera visible dans l'espace PROGRAMME grâce à l'activation des sorties du boîtier U2 par le signal -PSEN, tandis que la RAM et les PCD8584 ne seront visibles que dans l'espace DATA du microcontrôleur. U4 est donc contrôlé par le signal -PSEN pour réaliser la discrimination de l'espace demandé par le microcontrôleur.
Les PCD8584 seront exploités via les interruptions, ce qui ne pose aucun problème puisque le microcontrôleur dispose de deux entrées d'interruption. Cette topologie n'est pas indispensable car les PCD8584 figent le bus I2C auquel ils sont raccordés, lorsqu'ils en prennent le contrôle. Les questions de temps ne sont donc pas un problème. Néanmoins le programme de la

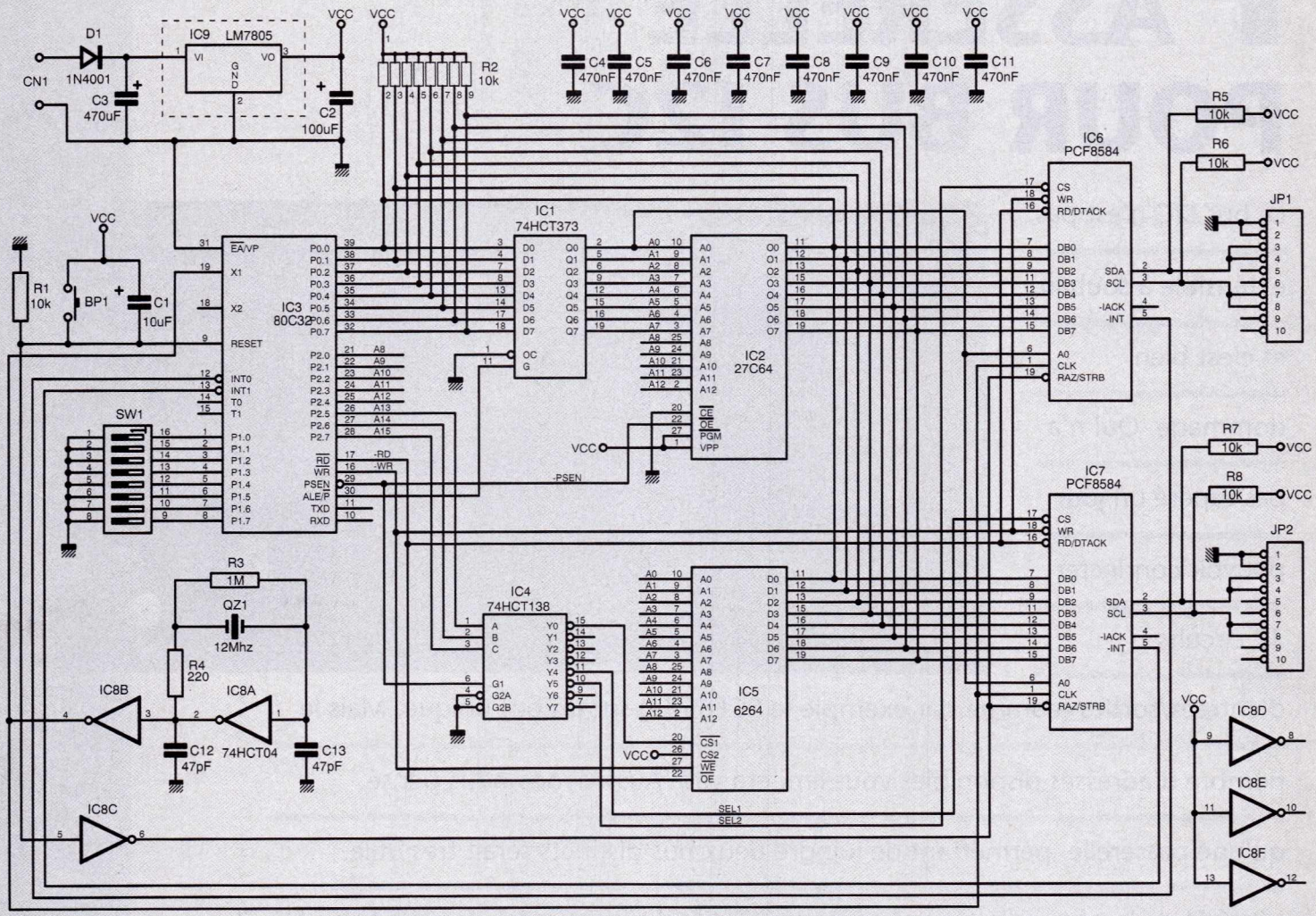
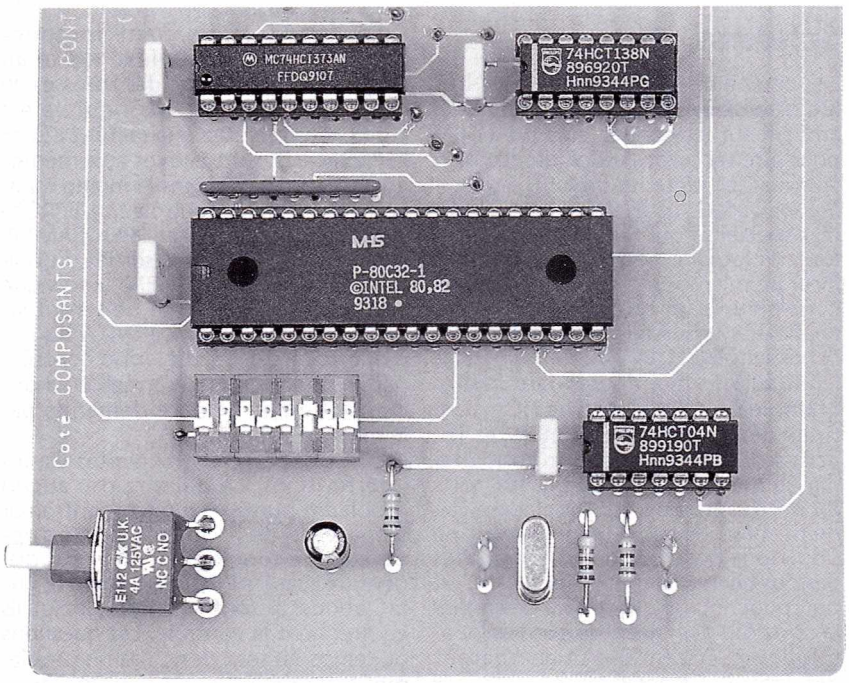


Figure 1 : schéma de la passerelle I2C.

passerelle utilisera les interruptions plutôt que la méthode du polling. La boucle principale du programme est alors réduite à sa plus simple expression.

Le port P0 du microcontrôleur est relié à des micro-interrupteurs (SW1) qui vous permettront de configurer l'adresse à laquelle la passerelle répondra sur les bus I2C. Le bit 0 de l'adresse étant le bit R/W, il n'est pas utile. Le programme se charge de décaler l'octet lu sur le port P0 pour ensuite configurer les PCD8584. De cette façon l'adresse indiquée sur SW1 est l'adresse effective à laquelle répondra la passerelle.



Le problème de l'horloge est résolu très simplement grâce aux portes IC8A et IC8B.

Vous noterez que l'horloge est fournie à l'entrée X1 du microcontrôleur. Cette disposition est requise pour les circuits de technologie CMOS. Vous ne pourrez pas utiliser des microcontrôleurs de technologie NMOS ou HMOS, comme par exemple le 8052H. Pour ces circuits l'entrée utilisée pour l'horloge est l'entrée X2.

Cette différence est liée à la topologie des circuits CMOS qui leur permet de bloquer leur horloge en mode POWER DOWN.

La fréquence de l'horloge a été fixée à 12MHz pour permettre l'utilisation des PCD8584 à leur vitesse de prédilection, tout en laissant le microcontrôleur travailler rapidement. D'autres combinaisons sont possibles, mais elles ralentiraient l'exécution du programme du microcontrôleur.

Le circuit de remise à zéro du microcontrôleur est très simple. Le signal RESET sera aussi utilisé pour remettre à zéro les PCD8584. La porte IC8C permet d'inverser le signal RESET du microcontrôleur pour commander correctement IC6 et IC7.

L'alimentation de l'ensemble est

confiée à un régulateur LM7805, on ne peut plus classique. Nous ne nous étendrons donc pas sur le sujet.

RÉALISATION

Le circuit imprimé de la passerelle pour bus I2C est réalisé en double face. Les vues du circuit imprimé sont reproduites aux **figures 2** et **3**. La vue d'implantation associée est donnée en **figure 4**. Vous noterez que les trous métallisés ne sont pas indispensables. Avec un peu d'agilité vous pourrez souder les pastilles nécessaires du coté composants, à condition de monter les circuits sur supports.
Choisissez des supports de type tulipe sinon vous ne pourrez pas souder coté composants. Les composants étant alignés dans le même sens, le risque d'inversion est minime. Soyez tout de même vigilant, car il est toujours désagréable de voir un circuit partir en fumée, même si son coût n'est pas très important.
La connectique pour se raccorder aux bus I2C sera fonction de ce que vous utilisez habituellement. L'auteur ayant pris l'habitude d'utiliser du câble plat 10 points, l'implantation est prévue pour des connecteurs de la série HE10. Il vous faudra sûrement réaliser des câbles d'adaptation, mais vu le nombre des connexions nécessaires, ce n'est pas bien méchant.

Le programme

Le programme à implanter dans l'EPROM ne pouvant être publié dans ces pages vous trouverez en **figure 5** le listing du fichier correspondant au format Hexadécimal INTEL. Si la saisie ne vous tente pas, ce qui est parfaitement compréhensible, vous pourrez vous procurer le fichier grâce au téléchargement sur le 3615 ERP (ou bien en envoyant à la rédaction une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe affranchie pour le retour).

UTILISATION DE LA PASSERELLE

Comme nous l'avons déjà indiqué, la passerelle répond à une adresse unique sur les deux bus I2C auxquels elle est raccordée. Cette adresse est configurable grâce aux micro-interrupteurs du bloc SW1. Les interrupteurs en position ON imposent un niveau 0 sur le bit correspondant du port P0 du microcontrôleur. Le mot binaire ainsi formé correspond à l'adresse à laquelle la passerelle répondra. La position des micro-interrupteurs n'est lu qu'une fois, lors de l'initialisation du microcontrôleur.
La passerelle n'accepte qu'une seule commande dont le format est dévoilé en **figure 6**.
La lecture des résultats (s'il y a lieu) peut être enchaînée immédiatement après envoi de la commande à la passerelle. Il n'est pas nécessaire de prévoir de temps d'attente. C'est le

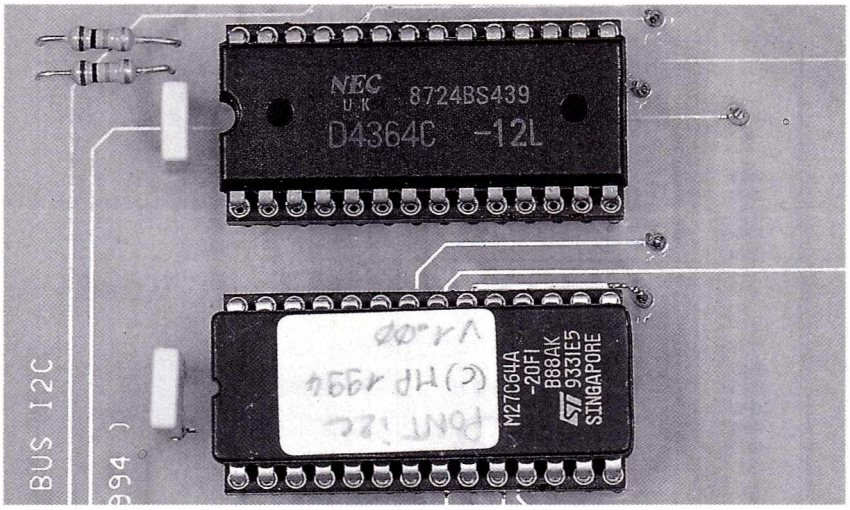
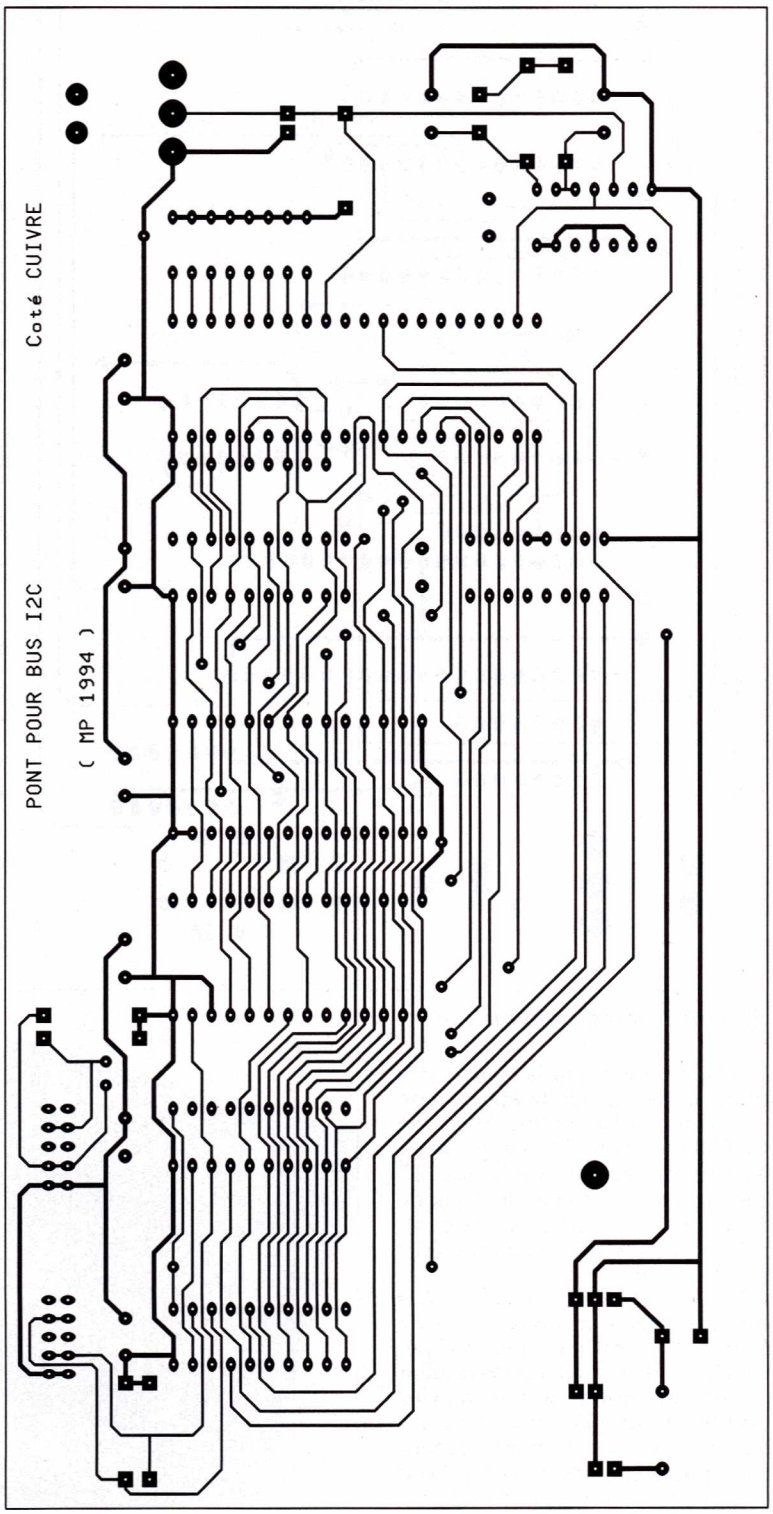


Figure 2 : CI coté cuivre.



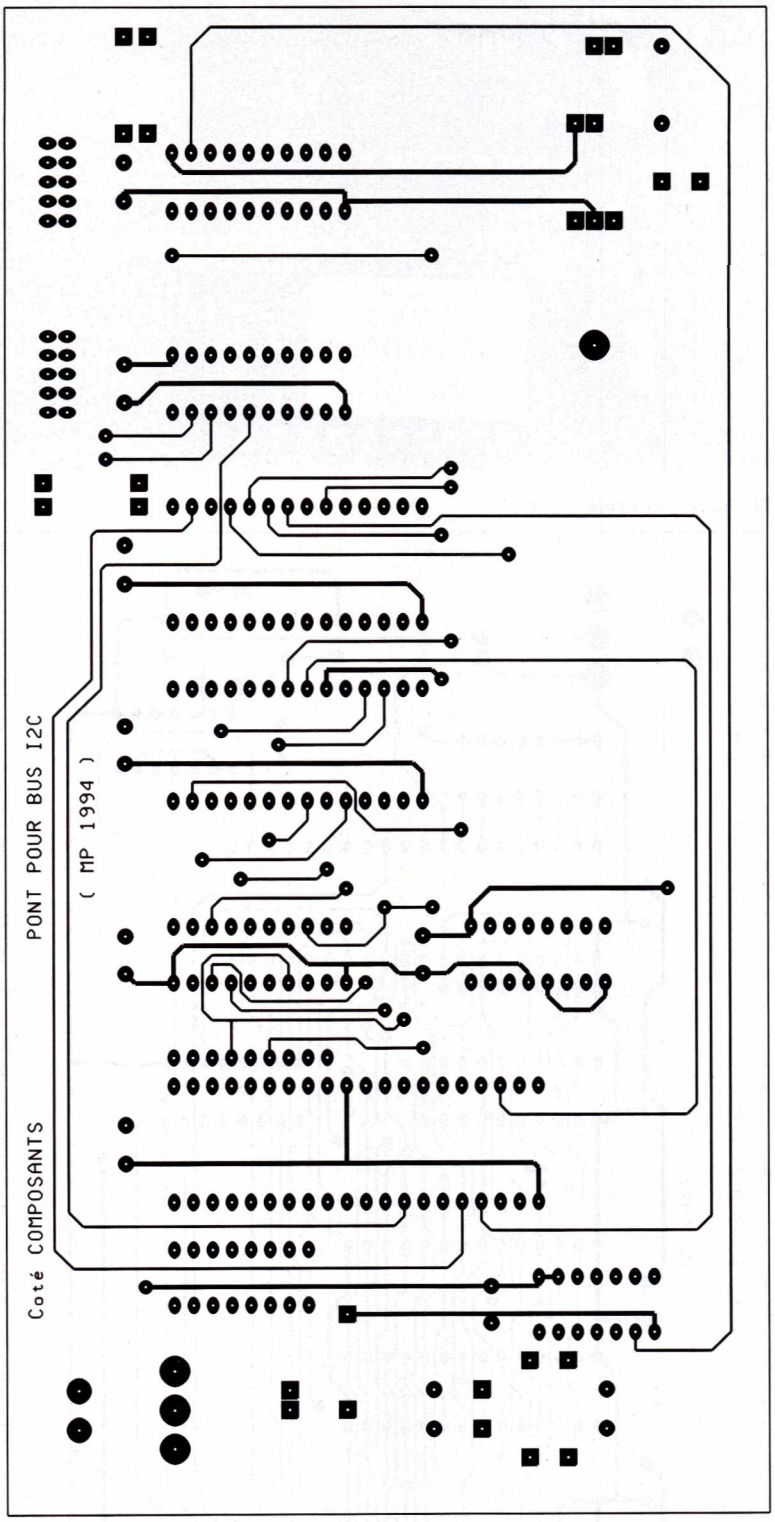
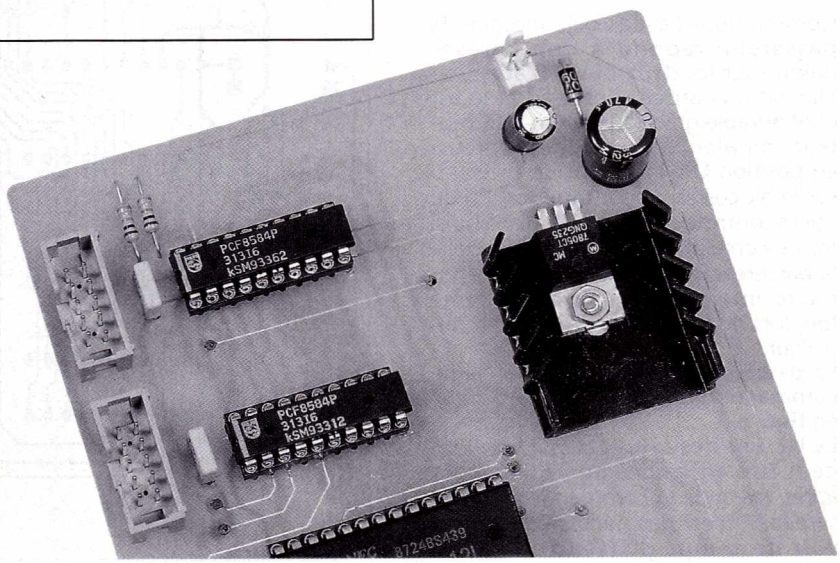


Figure 3 : le coté composants.

PCD8584 qui bloquera la lecture des résultats, le temps que la commande soit terminée sur l'autre bus. Pour cela le PCD8584 maintiendra la ligne SCL à 0 dès qu'il sera adressé via le bus I2C d'où est venue la commande. La ligne SCL restera à 0 le temps que la commande en cours soit terminée (sur l'autre bus, répétons-nous).
Ce mode de fonctionnement entraîne un blocage chaîné des bus en cas de problème. Ce n'est pas vraiment gênant car c'est de toute façon le résultat que vous obtiendriez si vous n'aviez qu'un bus unique. Qui plus est, tant qu'aucune commande n'est demandée à la passerelle, les deux bus sont indépendants. Le blocage n'interviendra qui si vous passez une commande sur l'autre bus. Et tout comme pour un bus unique, la situation se débloquera d'elle-même dès que le bus bloquant aura libéré les lignes SDA et SCL.
La passerelle est prévue pour se connecter en mode «multi-masters» sur les bus I2C. Si vous demandez une commande pour un bus cible qui est déjà occupé (mode «busy»), la passerelle attendra tout simplement que le bus concerné redevienne libre. Pendant ce temps là, le bus utilisé pour initier la commande sera lui aussi en mode occupé («busy»).
Lorsque vous demandez une nouvelle commande à la passerelle vous perdez automatiquement le résultat d'une éventuelle commande antérieure, même si la nouvelle commande est invalide. Ceci ne concerne que le canal via lequel vous initiez la commande. Les résultats contenus dans le buffer de l'autre canal ne seront pas affectés. Il faudra donc veiller à lire les résultats avant de demander une nouvelle commande. Si vous interrogez la passerelle pour lire le résultat d'une commande, vous devez connaître précisément le nombre d'octets à lire.
Si vous demandez à lire plus d'octets que de disponibles dans la réponse, vous obtiendrez la valeur 0 pour tous les octets supplémentaires. Par exemple après la mise sous tension, si vous demandez une lecture du buffer de la passerelle vous obtiendrez des 0. Si, à la suite d'une commande, le résultat est invalide vous récupérerez des octets nuls (valeur 0) à la place des octets souhaités. La passerelle ne vous indiquera pas que le résultat est invalide. Cela pose un petit problème. Si les octets du résultat de la commande sont tous à 0 vous n'aurez aucun moyen de faire la distinction avec le résultat d'une commande invalide.
Pour résoudre ce conflit il faudrait ajouter une nouvelle commande pour obliger la passerelle à indiquer la validité des données lues en tant que résultat. Mais dans ce cas où placer dans le buffer le résultat de cette nouvelle commande ? Pour bien faire, il faudrait que le résultat de cette nouvelle commande soit le prochain octet fourni sur le bus initiateur de la commande. Par ailleurs, il ne faudrait pas perdre le ré-



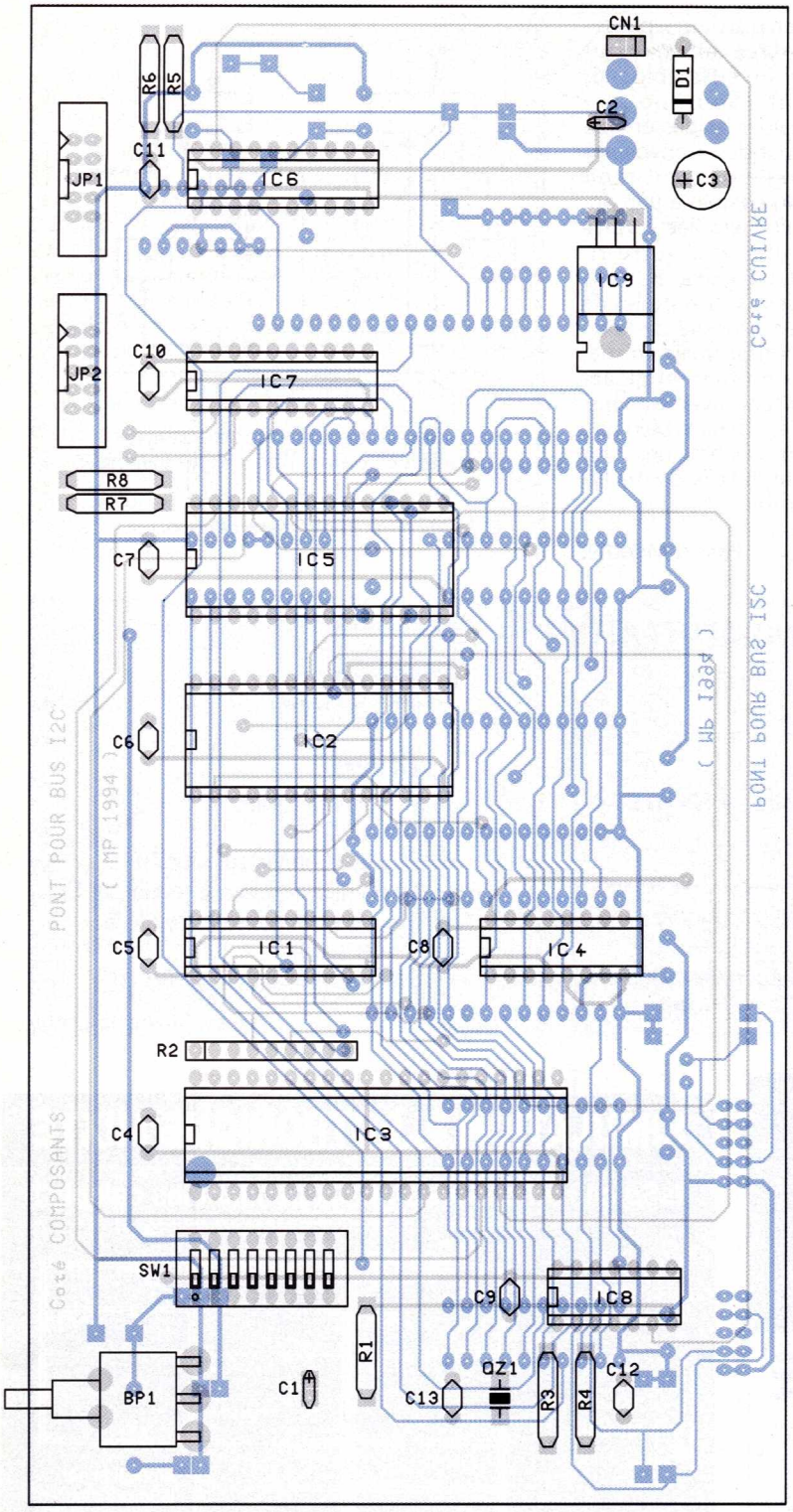


Figure 4 : l'implantation.

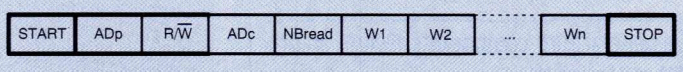
sultat de la commande précédante, sinon vous ne pourriez pas interroger la passerelle à tout moment. Il faudrait alors prévoir une manipulation des buffers relativement compliquée. Le résultat d'une commande de validité devrait être incorporé dans le buffer des résultats selon le schéma «Last In, First Out». A l'inverse le résultat d'une commande normale devrait être incorporée dans le buffer selon le schéma «First In, First Out».

Cela nécessite une gestion des buffers relativement élaborée. Pour cette raison l'auteur n'a pas implémenté ce type de commande dans le logiciel de la passerelle. Mais si le coeur vous en dit vous aurez tout loisir de retoucher aux sources qui vous seront fournis. La **figure 7** indique de quelle façon les données transitent dans les buffers de la passerelle.

Rien ne vous empêche de

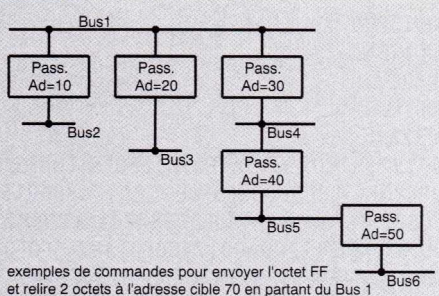
```
:020000000124D9
:02000300017E7C
:01000B0032C2
:0200130001D01A
:01001B0032B2
:1000230032758780758 13A7F0151E80F51E80F518E
:10003300E80F51E8E59003F5F090C0017480F015E6
:1000430082E5F0F0058274A0F01582741CF005823D
:1000530074C9F0712290A0017480F01582E5F0F06C
:10006300058274A0F01582741CF0058274C9F071C6
:1000730022D2AAD2A8D2AFB2B480FCC0E0C082C060
:100083008390C001E020E2051582E08037E020E79D
:10009300FC1582E0058220E0277F0131227F025197
:1000A300E878017903710D7F03510E4011F5395141
:1000B3000E400BF53890A00178037902315980048 2
:1000C3007F023141D083D082D0E0C20032C0E0C091
:1000D30082C08390A001E020E2051582E08037E032
:1000E30020E7FC1582E0058220E0277F0331227F91
:1000F3000451E878037901710D7F01510E4011F528
:1001030039510E400BF53890C00178017904315 90B
:1001130080047F043141D083D082D0E0C20132E039
:1001230020E51220E21720E41220E7F31582E00510
:100133008231FA80EA1582E005822251E822E0202A
:10014300E7FC20E309510E1582F0058280F0510E81
:100153001582F0058222E8FF51B1404BE030E0FC0C
:10016300E53954FE1582F0058274CDF0E020E7FCFA
:1001730020E33020E1E651B14009510E1582F0052C
:100183008280E9E538601CE9FF744DF0E5394401EC
:100193001582F00582E020E7FC20E3071582E005E5
:1001A30082802974CBF022E538604BE9FFE030E030
:1001B300FCE53944011582F0058274CDF0E020E7B7
:1001C300FC20E3DF20E1E61582E00582E020E7FC86
:1001D300E53814600B1582E0058231FA153880EC9E
:1001E30074C8F01582E00582E020E7FC74CBF015BB
:1001F30082E0058231FA22517A500122C082C08303
:100203005130A3F05155D083D0822251B1500374A1
:100213000022C082C0835130E0C0E0E582B4000216
:1002230015831582D0E05155D083D08222BF0107B8
:10023300853083853 18222BF020785328385338 2ED
:1002430022BF03078534838535822285368385372C
:100253008222BF01078583308582312 2BF02078551
:10026300833285823322BF03078583348582352217
:1002730085833685823722C0E0BF0109E530B407A4
:1002830029E531801FBF0209E532B40F1DE5338034
:1002930013BF0309E534B41711E5358007E536B418
:1002A3001F08E537B4FF03D38001C3D0E022C0E0C9
:1002B300BF0109E530B40029E531801FBF0209E51C
:1002C30032B4081DE5338013BF0309E534B41011BC
:1002D300E5358007E536B41808E537B40003D38065
:1002E30001C3D0E022BF01077530007531 0022BF82
:1002F3000207753208753300 22BF03077534107582
:10030300350022753618753700 22E9FF51E8E8FFFA
:10031300510E400AC0E0E9FFD0E031FA80F02278C4
:100323000A79FFD9FED8FA2250617373657 2656C3E
:100333006C6520706F7572204275732049324320BB
:10034300284329204D6F72696E2050617363616C7D
:10035300204D6169203139393420526576203A20A5
:05036300312E303000D6
:00000001FF
```

Figure 5 : le Dump.



ADp = adresse de la passerelle (bit R/W = 0 pour indiquer écriture d'une commande)
ADc = adresse Cible, sur l'autre bus I2C
NBread = nombre d'octets à lire sur le bus Cible après écriture des données
W1 à Wn = octets à écriture sur le bus Cible (optionnels)

Figure 6 : format de commande.



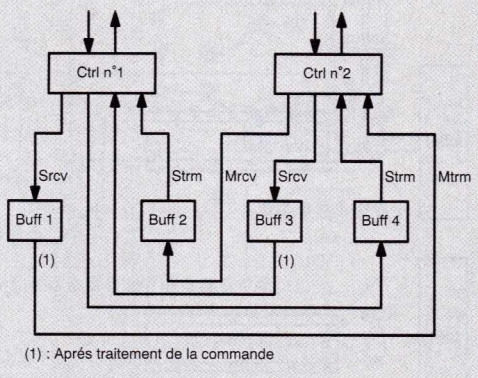
exemples de commandes pour envoyer l'octet FF et relire 2 octets à l'adresse cible 70 en partant du Bus 1

déstination	Commande
Bus 2	10 70 02 FF
Bus 3	20 70 02 FF
Bus 4	30 70 02 FF
Bus 5	30 40 02 70 02 FF
Bus 6	30 40 02 50 02 70 02 FF

Figure 7

connecter plusieurs passerelles entres elles, pour constituer un ensemble plus important. Vous pouvez même chaîner les passerelles. Les commandes à envoyer à la passerelle devront tenir compte du chemin à parcourir. La limite sera liée à votre imagination et à votre rigueur. La **figure 8** vous donne quelques exemples de ce qu'il est possible de faire. Vous voici désormais en mesure de constituer un gigantesque réseau avec des bus I2C, tout en sachant bien que plus il y aura de maillons, plus il vous sera difficile de maîtriser l'ensemble.

Pascal MORIN.



(1) : Aprés traitement de la commande

Srcv = Slave receiver, Strm = Slave transmitter
Trcv = Master receiver, Ttrm = Master transmitter

Figure 8 : exemples d'exploitation.

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1,R5,R6,R7,R8 : 10kΩ 1/4W
R2 : réseau résistif en boitier SIL, 8x10kΩ
R3 : 1MΩ 1/4W
R4 : 220Ω 1/4W

Condensateurs :

C1 : 10µF / 16V sorties radiales
C2 : 100µF / 16V sorties radiales
C3 : 470µF / 25V sorties radiales
C4,C5,C6,C7,C8,C9,C10,
C11 : 470nF
C12,C13 : 47pF

Circuits intégrés :

IC1 : 74HCT373
IC2 : EPROM 27C64, 200ns
IC3 : Microcontrôleur 80C32
IC4 : 74HCT138
IC5 : RAM 6264, 200ns
IC6,IC7 : PCD8584
IC8 : 74HCT04
IC9 : LM7805

Divers :

Y1 : Quartz 12MHz
D1 : 1N4001
JP1,JP2 : Connecteur série HE10, 10 cts mâles , droits, à souder sur CI
BP1 : Bouton poussoir, coudé, à souder sur CI
SW1 : 8 micro-interrupteurs en boitier DIL

EURO-COMPOSANTS

4, Route Nationale - BP 13 - 08110 BLAGNY
Tél. : 24.27.93.42 Fax : 24.27.93.50
Magasin ouvert du lundi au vendredi de 9h à 12h et de 14h à 18h.
Le samedi de 9h à 12h

CATALOGUE 1994/95

CATALOGUE 1994/95

6000 références 1300 photos ou schémas !

Nouveautés : Livres, kits ELV, composants japonais, haut-parleurs, jeux de lumière, alarmes, etc.

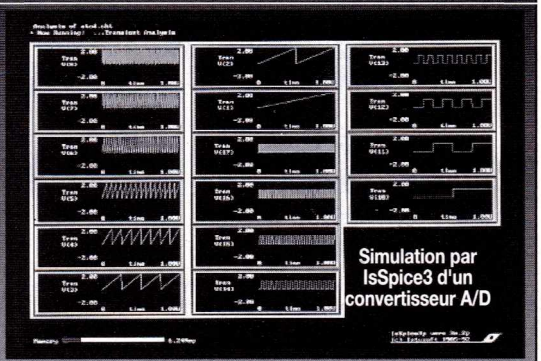
Je désire recevoir le catalogue général Euro-composants 1994/95 au prix de 35 F (50 F pour les DOM-TOM et l'étranger).
Ci-joint mon règlement en chèque ou timbres.
NOM : ..... Prénom : .....
Adresse : .....
.....
Code postal : ..... Ville : .....
.....

ERP 08/94

SIMULATION ÉLECTRONIQUE MIXTE

IsSpice3 affiche les signaux pendant les calculs !

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



Simulation par IsSpice3 d'un convertisseur A/D

ENVIRONNEMENT INTÉGRÉ - UTILISATION AISÉE

Les progiciels ICAPS pour PC ou MAC permettent de dessiner un circuit mixte analogique/digital et d'évaluer ses performances avant de le construire réellement. Un ensemble ICAP est composé de quatre modules principaux :

- **SPICENET**, outil dédié à la saisie de schémas.
- **PRESPICE**, qui comprend, entre autres, des bibliothèques de composants très complètes.
- **ISSPICE**, noyau de calcul SPICE, effectue des analyses AC, DC, transitoire, time, noise, pole-zero,... La nouvelle version IsSpice3, basée sur le SPICE 3E.2 de Berkeley, permet en plus d'évaluer des expressions booléennes et des multipôles définis par une simple équation.
- **INTUSCOPE**, oscilloscope logiciel, affiche, manipule et effectue des opérations sur les courbes obtenues aux différents nœuds après simulation.

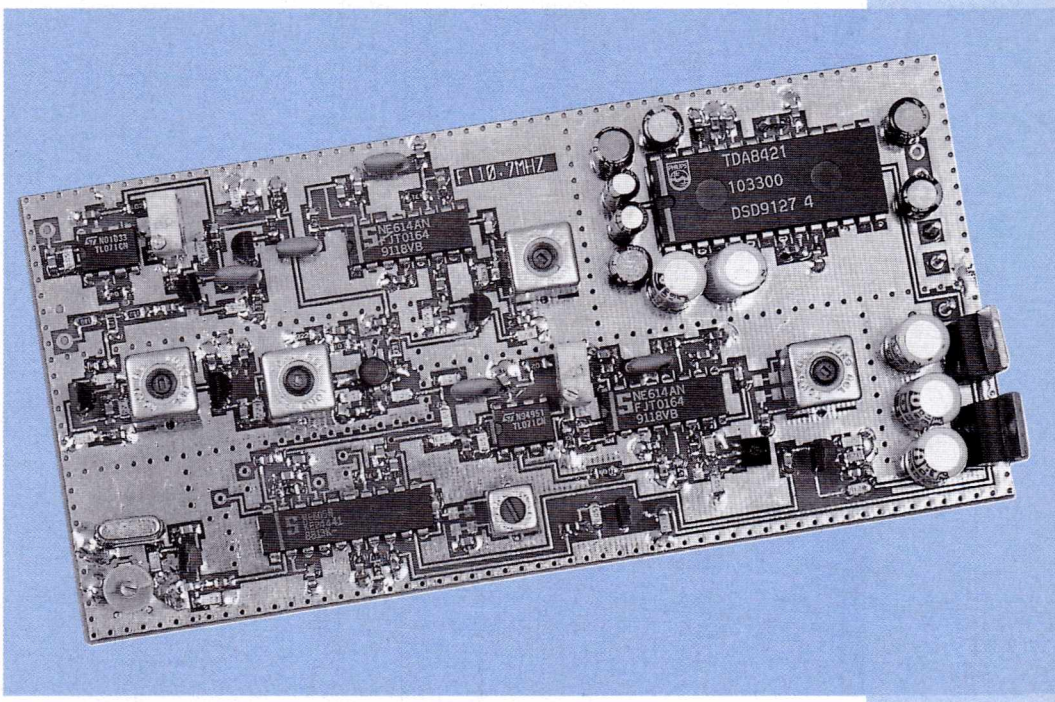
Il existe plusieurs versions ICAPS, à partir de 9800 F H.T.
ICAP est un produit de la société INTUSOFT.

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

EXCEM

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

RÉCEPTEUR LARGE BANDE : PLATINES FI ET MICROCONTRÔLEUR



Dans le précédent numéro nous avons abordé les deux sous-ensembles les plus complexes du récepteur large bande. Les fréquences en jeu réclament bien sûr une attention toute particulière. Dans ce numéro nous allons compléter cette description en abordant les sous-ensembles les plus simples : platine FI 10,7MHz et platine microcontrôleur.

On notera que cette platine FI à 10,7MHz pourra être considérée comme d'usage général. C'est-à-dire qu'elle peut parfaitement être dissociée du récepteur large bande et participer à la conception d'un récepteur spécialisé dans une bande de fréquence quelconque.

Nous allons donc successivement découvrir la platine FI, les deux platines de commande,microcontrôleur et affichage, puis nous nous intéresserons au programme de gestion et finalement nous aborderons les problèmes d'intégration des différents modules.
Les problèmes d'intégration ne doivent être ni négligés ni sous-estimés car un montage sur table, sans précautions n'a aucune chance de fonctionner correctement : les intermodulations, inévitables entre les différents oscillateurs saturent les étages amplificateurs et réduisent considérablement la sensibilité.
Il vous semble probablement que nous insistons lourdement sur ce point. C'est vrai, non seulement nous insistons mais nous persévérons. Si l'occasion se présente et que vous vous trouviez en présence d'un générateur HF synthétisé ou d'un analyseur de spectre, vous serez évidemment surpris par son poids.
Ayez la curiosité de l'ouvrir et vous constaterez que tous les étages : oscillateurs locaux,mélangeurs ,amplis, sont parfaitement blindés et parfois doublement. En fait tous les compartiments sont fraisés.
Ceci explique le poids bien sûr mais aussi le soin apporté au blindage. Vous remarquerez que dans notre cas il ne s'agit que de compartiments rapportés et que ce type de blindage est évidemment nettement moins efficace. Par ailleurs dans le cas des appareils de mesure, chaque compartiment reçoit son alimentation via un bypass. Restons-en là pour le moment et abordons le cas plus concret de notre platine FI à 10,7MHz.

Platine amplification, filtrage FI et démodulation

Le schéma de la platine FI est représenté à la **figure 1**. Grâce à la définition des entrées/sorties voyons le rôle de ce sous-ensemble.
Le signal à la fréquence intermédiaire est reçu sur la borne B8. Les signaux audio sont disponibles sur les broches B1 et B2. Une tension de CAG pour le premier étage est disponible sur la broche B3. Finalement les lignes I2C

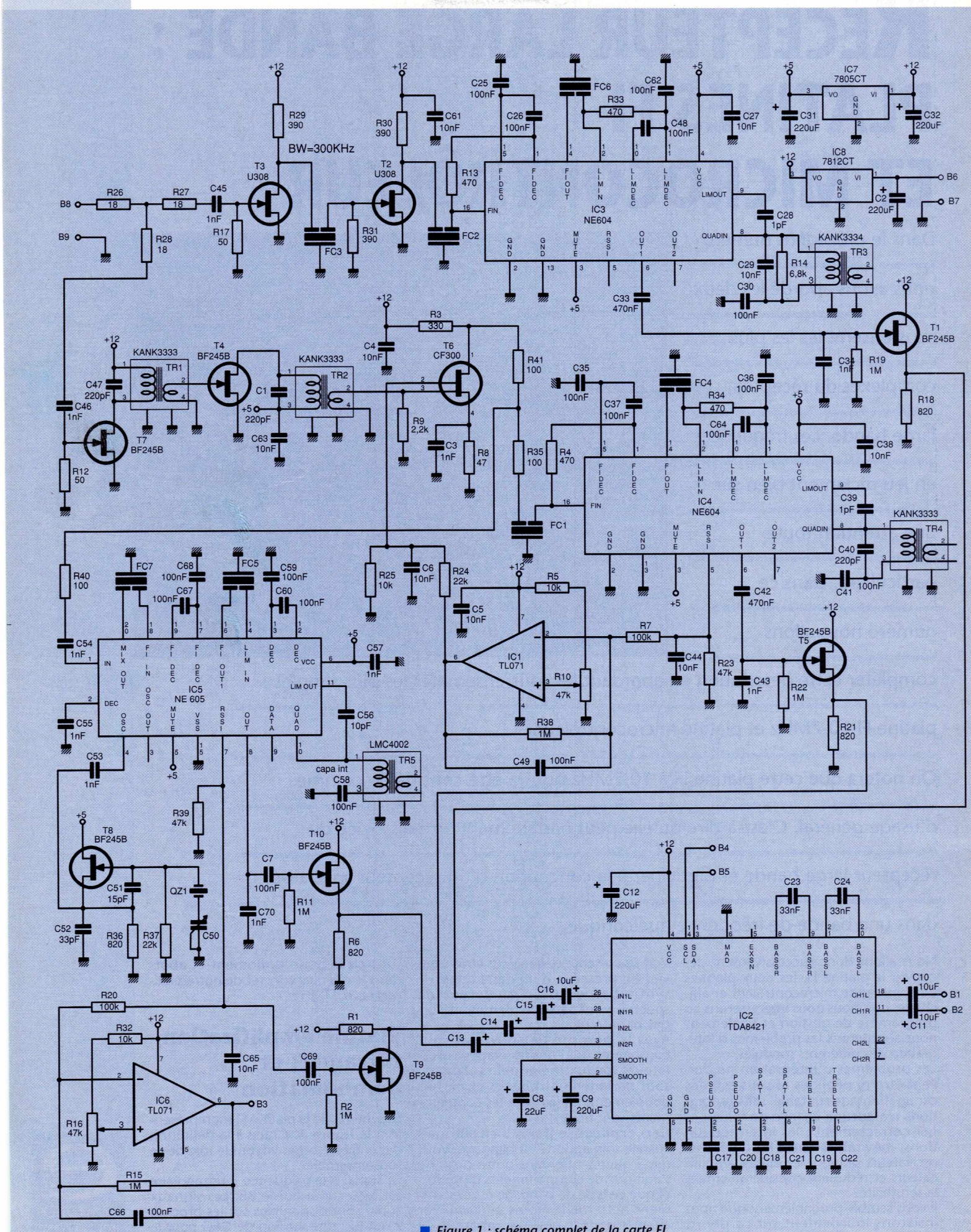


Figure 1 : schéma complet de la carte FI.

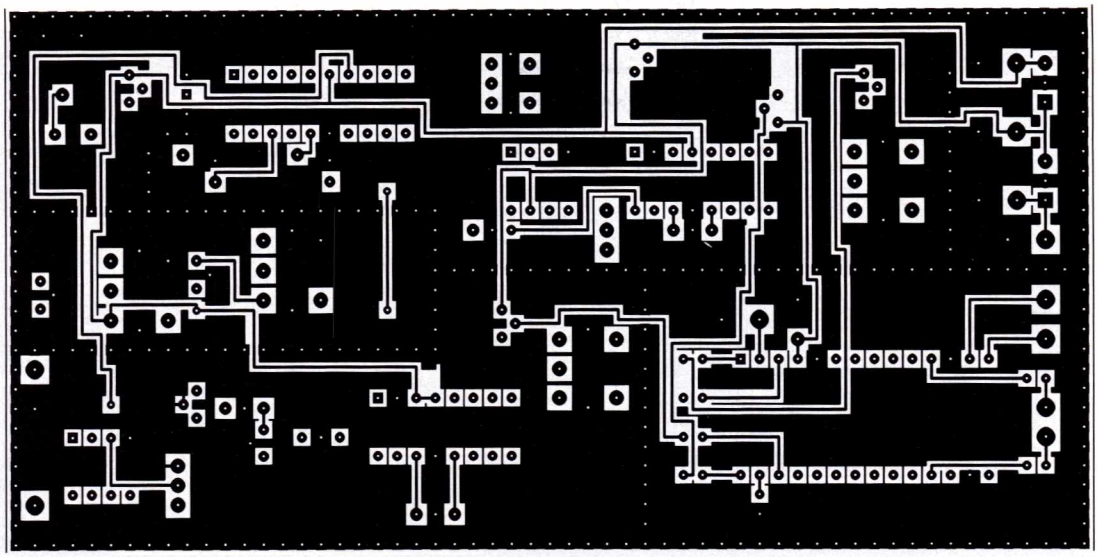
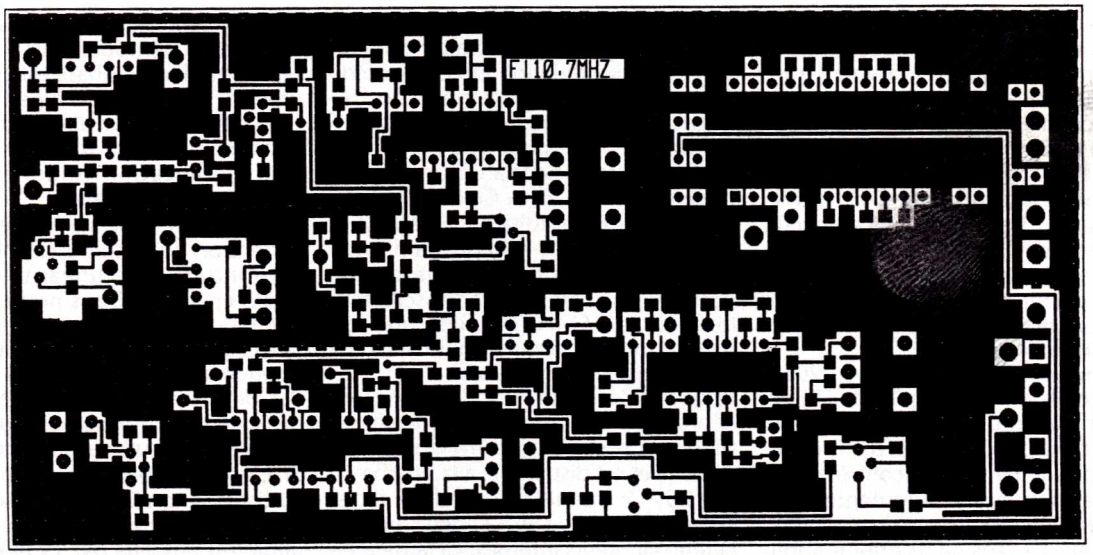


Figure 2 : coté cuivre.

Figure 3 : coté composants FI.



SDA et SCL, B4 et B5, sont envoyées vers un circuit de traitement et de sélection audio.
Comme nous l'avons vu au cours de la description du synoptique, la platine FI 10,7MHz se décompose en trois chaines d'amplification distinctes correspondant à trois largeurs de bande différentes.
Nous allons donc passer en revue chacune de ces trois chaines d'amplification filtrage et détection.
Le signal FI est premièrement divisé en 2 ,un premier embranchement vers une FI large, environ 300kHz, et le second vers une FI étroite, environ 30kHz.

FI large.

La chaine d'amplification dite large est la plus simple. On trouve en cascade amplificateurs et filtres céramiques : T3, FC3, T2 et FC2. De l'entrée jusqu'à la broche 16 du circuit IC3 le gain vaut environ : 120/B. Ce gain s'explique par le diviseur de puissance en tête, -6dB, et les pertes d'insertion des deux filtres FC2 et FC3.
Les transistors à effet de champ donnent un gain probablement un peu plus faible que ce que donneraient des transistors bipolaires. Nous avons opté finalement pour des U308 mais d'autres types peuvent convenir 1308, 3310, U310 etc...
Pour ces étages nous avons VGS = 0 et donc ID = IDSS.
Avant un remplacement on s'assurera que IDSS x 390Ω soit compris entre 2 et 6V. La largeur de bande est, bien entendu, déterminée par les filtres céramiques FC2, FC3 et FC6. Dans notre concept nous avons opté pour des filtres 10,7MHz dans des largeurs comprises entre 150 et 500kHz. Le circuit IC3 amplifie le signal qui traverse deux amplificateurs limiteurs et un filtre céramique externe FC6. Le démodulateur est du type à quadrature et le déphasage est classiquement confié à un réseau RLC externe TR3, R14, C28 et C29.
Ce circuit démodule donc les signaux modulés en fréquence qui occupent une bande inférieure ou égale à 300kHz. La sortie démodulée est disponible à la broche 6 et cette sortie est à haute impédance. L'impédance de sortie d'environ 50kΩ et le condensateur C34 constitue un filtre passe-bas qui désaccentue les signaux. Pour ne pas atténuer l'effet de ce filtre on place ensuite un buffer ayant une forte impédance d'entrée -étage T1-. Ce signal BF est finalement envoyé au circuit de traitement BF IC2.

FI semi-large

La circuiterie de cette deuxième chaine de traitement est un peu plus complexe que la première,elle constitue en outre un préfiltrage pour la FI étroite. A des filtres à quartz plus ou moins spéciaux et plus ou moins disponibles, nous avons préféré une solution peut être un peu rétro mais qui a fait ses preuves et ne pose pas de problème : étages à transistors et à transformateurs.
Tous les composants TOKO utilisés dans ce récepteur sont des composants connus et largement répandus. Les résultats sont un peu éloignés de ceux escomptés, les transformateurs TOKO n'ayant pas tout à fait le facteur de surtension prévu.
La largeur de bande mesurée est donc supérieure. Les deux premiers étages amplificateurs et filtres sont chacun constitués d'un transistor à effet de champ et d'un transformateur : T7, TR1 d'une part et T4, TR2 d'autre part.
A cette cascade succède un étage à gain commandé, déjà validé dans une précédente réalisation. L'impédance de sortie de cet étage vaut environ 300Ω, à ce point on place un diviseur de puissance R41, R40 et R35.
La première branche R35 constitue la voie semi-large et la seconde est envoyée vers la voie étroite que nous traiterons ultérieurement. En sortie de R35 on place un filtre céramique FC1 de valeur la plus étroite 180 ou 150kHz centré sur 10,7MHz et le signal est envoyé, comme pour la voie large, à un NE 604/614.

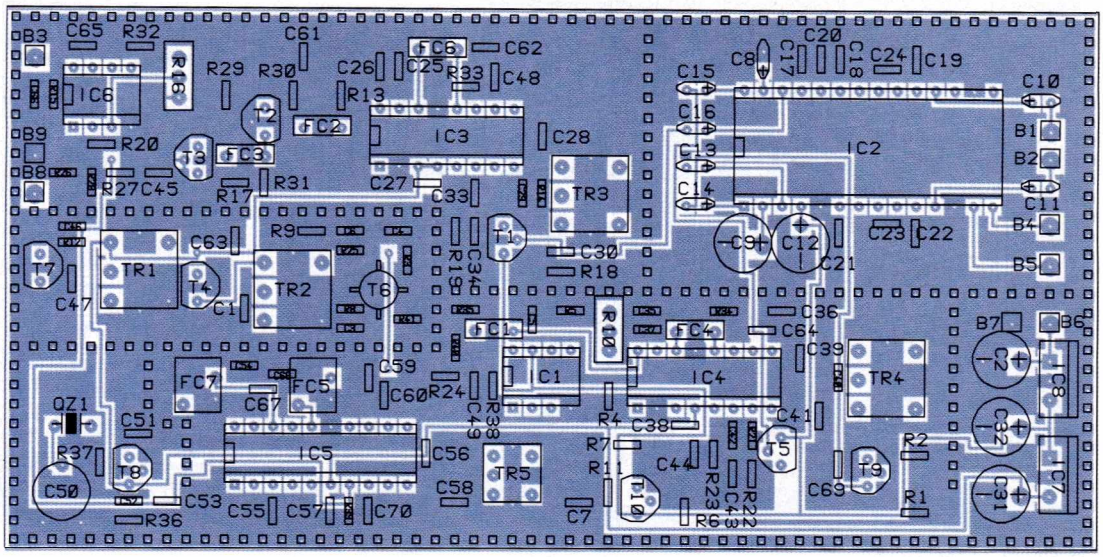


Figure 4

Le filtre FC4 sera du même type que FC1. La démodulation s'effectue de la même manière que sur la voie large, détecteur à quadrature.
Seul le cœfficient de surtension du circuit C41, C40 et TR4 change et est adapté à la largeur de bande. Le signal audio est désaccentué par C43, traverse le buffer T5 et est envoyé au circuit de traitement audio. La sortie RSSI, broche 5 du IC4 est filtrée et amplifiée par IC1. La tension de sortie de IC1 est la tension de controle de l'étage à gain commandé T6 : CF 300.
Plus le niveau d'entrée est élevé, plus la tension de la deuxième grille du FET CF 300 diminue et plus son gain diminue. Inversement plus le niveau d'entrée diminue plus la tension de contrôle augmente et plus le gain augmente. Ceci constitue bien un système de régulation de niveau. La tension continue appliquée à l'entrée positive de l'amplificateur IC1 détermine le seuil de CAG.

FI étroite.

La deuxième branche du diviseur de puissance R41, R42, R43, c'est à dire R42 est directement envoyée vers les étages à faible largeur. Dans ce cas il n'est plus question de traiter directement la démodulation et l'on procède à un nouveau changement de fréquence. La fréquence de travail est suffisamment basse pour que l'on puisse confier ce traitement à un circuit intégré type NE 605/615. Ce circuit est un condensé des circuits NE 602/612 et NE 604/614 . Pour échapper à d'éventuels problèmes de bruit de phase, nous avons préféré isoler l'oscillateur local à 10,245MHz et utilisé une fois de plus un oscillateur autour de T8 qui donne entière satisfaction.
Le signal d'oscillateur local est envoyé à la broche 4 de IC5. La fréquence intermédiaire résultant du mélange vaut 455kHz et est disponible à la broche 20 de IC5. Ce signal traverse deux filtres céramiques FC7 et FC5 et deux amplificateurs-limiteurs internes. La largeur de bande est fonction du type de filtre pour FC7 et FC5. Pour les filtres centrés sur 455kHz, on trouve assez facilement des filtres très étroits et plus difficilement des filtres un peu plus larges. Sur le serveur ERP nous pourrons vous donner quelques bonnes adresses si vous éprouvez quelques difficultés.

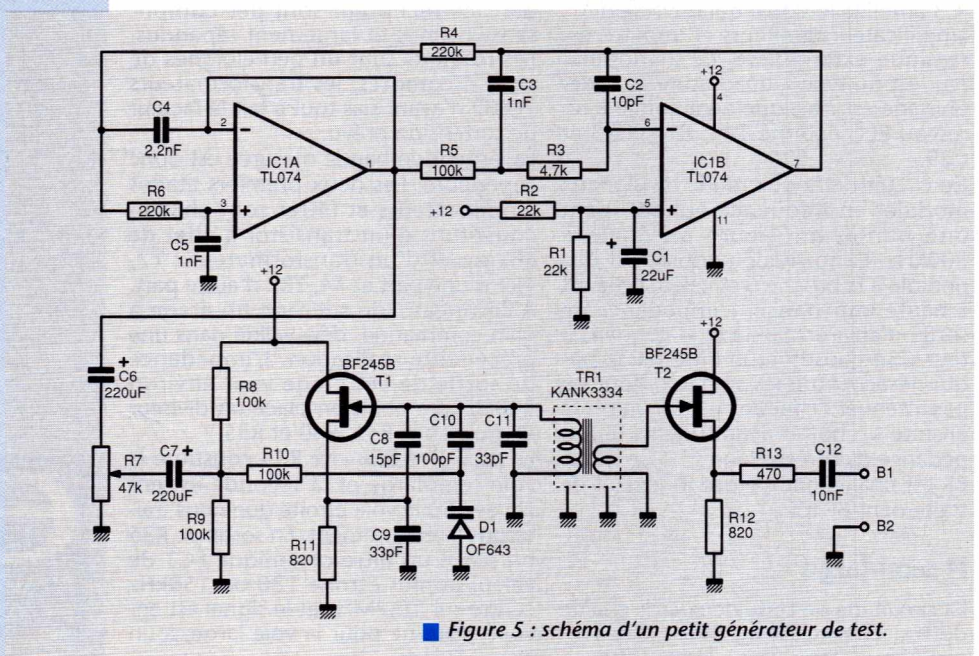
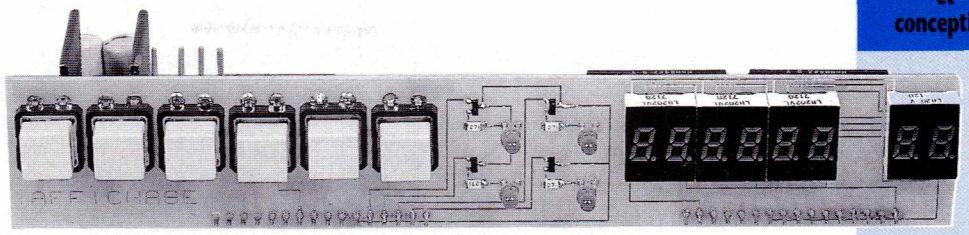


Figure 5 : schéma d'un petit générateur de test.

Pour la démodulation, on a toujours affaire à un démodulateur à quadrature. La rotation de phase est assurée par une self Toko TR5 du type LMC 4002 et le condensateur d'accord est interne. C57 ne devra pas être implanté sauf modification volontaire : autre self, autre condensateur.
Une résistance agit sur le coefficient de surtension du circuit oscillant donc sur l'amplitude et la linéarité du signal audio en sortie. Dans notre cas, cette résistance est omise.
Si le signal incident est modulé en fréquence la sortie audio est à la broche 8. Comme précédemment le signal est désaccentué, traverse un buffer et est envoyé au circuit de traitement audio.
Si le signal est modulé en amplitude, la sortie RSSI non filtrée est assimilée à un démodulateur d'amplitude. Le signal audio est amplifié par T9 et envoyé lui aussi au processeur audio IC2. Finalement une tension de CAG est élaborée à partir du signal RSSI filtré. Cette tension est destinée au tout premier étage du récepteur. Nous en terminerons par quelques mots à propos du processeur audio. Le circuit IC2 du type TDA 8421 est un processeur audio haut de gamme.
Il est en principe prévu pour travailler en mode stéréo que nous n'utiliserons pas. Des effets pseudo-stéréo ou spatial peuvent être activés, il se charge en outre du contrôle grave, aigu, volume, balance. Dans cette application nous n'utiliserons qu'une partie de ses capacités : commutation des sources, volume et tonalité. Pour mémoire,signalons la présence de deux régulateurs 7812 et 7805 implanté sur chacune des cartes.

Réalisation pratique

La carte FI est la carte ayant la surface la plus importante mais c'est aussi la carte la plus simple tant sur la réalisation que le réglage. Comme toutes les autres il s'agit d'un circuit double face dont les tracés des pistes coté composants et coté soudure sont respectivement donnés aux **figures 2** et **3**. L'implantation des composants est donné à la **figure 4**.
Les résistances autour des filtres ne doi-



vent pas être implantées en principe. Leur présence ne se justifie que si l'on utilise des filtres ayant une impédance E/S inférieure à 1,5kΩ, ce qui n'est pas le cas en général à 455kHz. L'empreinte a été dessinée sur le circuit uniquement «au cas où» ! L'équipement de la carte est assez long, surtout avec les composants CMS où il faut procéder composant après composant. Pour les circuits traditionnels : circuits intégrés, transistors, transfos TOKO et condensateurs chimiques, l'opération est beaucoup plus rapide. A notre avis les supports de CI sont inutiles, éventuellement IC2 peut être mis sur support tulipe.

Mise sous tension.

Il n'y a aucun risque à la mise sous tension, le premier régulateur protège même la circuiterie vis à vis d'une inversion de polarité. Notre prototype consomme exactement 100mA sous 15V. Il est bon de s'assurer de la présence des différentes tensions d'alimentation aux différents points. Cette manipulation est facile et peut éviter une importante perte de temps par la suite.

Contrôle et réglage de la carte FI 10,7MHz.

Pour le réglage il est bon de disposer d'un générateur 10,7MHz au moins modulable en fréquence. Si vous ne disposez pas d'un tel outil, il faut impérativement le fabriquer. Pour cela vous pouvez vous inspirer largement du schéma de la **figure 5**.
Ce schéma est simple, à faible coût et efficace. Nous avons réalisé ce générateur très rapidement pour éviter de déplacer «sur le terrain» un générateur HF lourd et encombrant.
Bien sûr les performances du générateur de la figure 5 sont pour le moins rustiques et non comparables à celles d'un générateur de laboratoire. Malgré tout il est très utile et très pratique

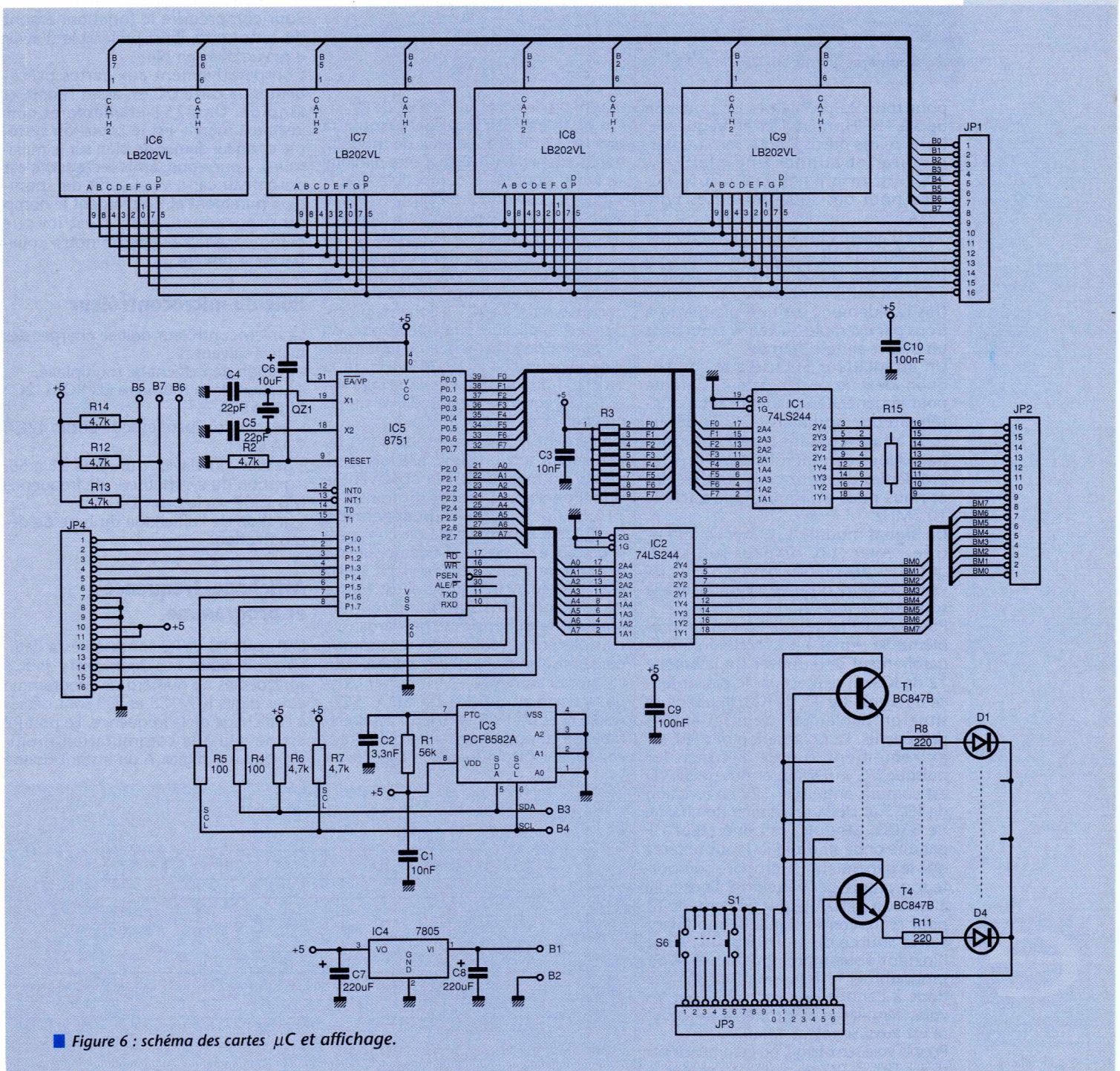


Figure 6 : schéma des cartes µC et affichage.

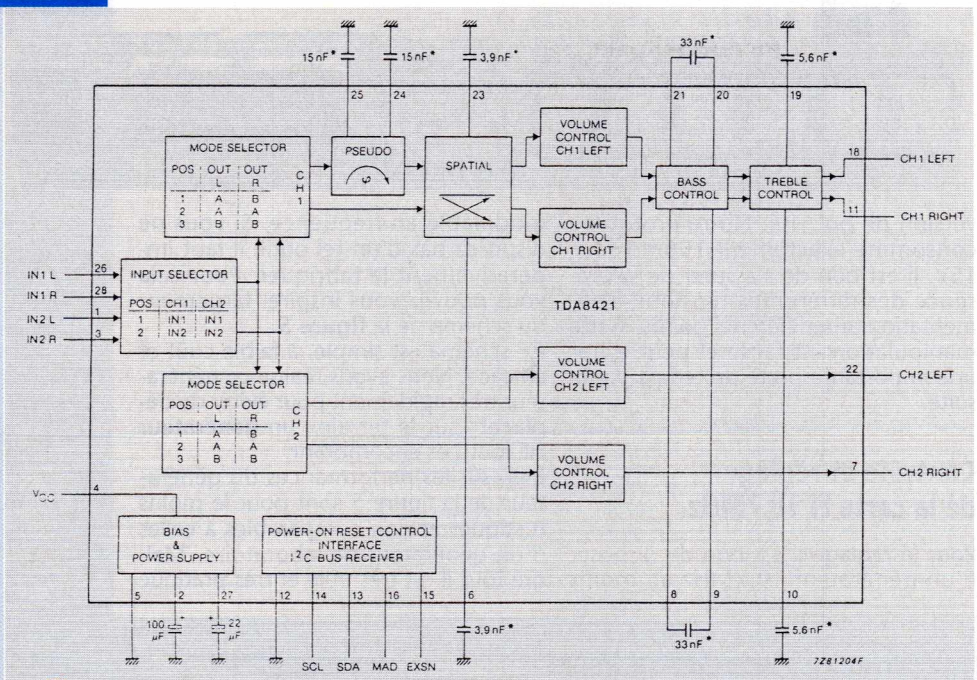


Figure 7 : synoptique interne du TDA 8421.

pour tous les problèmes de porteuse de 5 à 15MHz modulées en fréquence. Dans ce cas précis il nous sert à tester, mesurer et aligner une platine à 10,7MHz mais il nous a été aussi très utile pour des sous-porteuses type TVSAT.
Voilà d'ailleurs un sujet qui mériterait peut-être un développement un peu plus poussé. Un géné HF vous tente ? Ce petit outil peut donc être réalisé très rapidement sur une plaquette à trous par exemple ou «en volant» dans un boitier en tole étamée.
Un atténuateur 50Ω sera le compagnon idéal de ce générateur. Comme pour le générateur, la fabrication d'atténuateurs modulaires 3,6,10dB est tout à fait envisageable à moindre frais. Nous considérons donc que les problèmes de métrologie sont résolus et nous nous attaquons à la carte FI 10,7MHz.
Un signal modulé est envoyé à l'entrée. Avec un niveau suffisant, quelques mV ou dizaines de mV, le niveau peut être observé à l'entrée et à la sortie de chaque étage.
Pour la voie large il n'y a pas de problème, le signal à 10,7MHz doit obligatoirement se retrouver sur la broche 12 de IC3. Si ce n'est pas le cas, absence de signal sur 12 de IC3, la panne se situe probablement dans les étages précédents. La polarisation des FET est extrêmement simple à contrôler puisque VG = 0,VS=0 et que seule VD est compris entre 0 et 12V en fonction de IDSS et de la résistance de charge de 390Ω. Modulez le générateur HF par une onde sinusoïdale, vous noterez que le générateur HF proposé comporte son propre générateur BF sinusoïdal à environ 1kHz. Régler finalement T3 pour récuperer le signal BF modulant sur la source du transistor T1. Pour l'instant vous n'êtes pas sensé avoir programmer le TDA 8421, on s'arrête donc à l'entrée de ce circuit. Pour les voies semi-large et étroite, la procédure est aussi simple.
Pour la voie semi-large, on commence par régler TR1 et TR2 de manière à obtenir le maximum de signal aux bornes de R9.
On piste ensuite le signal jusqu'à la broche 12 de IC4. Le taux de modulation du générateur HF doit être diminué -volume- pour rester compatible avec la largeur du canal. TR4 est ajusté en visualisant la tension BF présente sur la source de T5. En agissant sur le niveau HF du générateur on peut voir la tension de CAG évoluer. R10 est positionnée de manière à avoir environ 1,6V à l'entrée non inverseuse de IC1. La même procédure est applicable à la voie étroite, on s'assurera de la présence de la tension d'oscillateur local à 10,245MHz sur la broche 4 du NE 605. On visualisera ensuite la fréquence intermédiaire sur les broches 18 et 14 du NE 605.
Finalement le taux de modulation du générateur sera une nouvelle fois diminué et on règlera TR5 en observant le signal de sortie : source du transistor T10. Si l'on dispose d'un générateur modulable en amplitude on contatera la présence du signal AM démodulé sur le drain de T9. La platine FI 10,7MHz est maintenant terminée, il est temps de la placer dans son boitier en tole étamée de dimensions standards. On complètera la réalisation mécanique par la mise en place d'une embase subclic pour l'entrée 10,7MHz et par 6 bypass pour alimentation SDA, SCL, Audio G et D et sortie CAG. Il est préférable de compartimenter les différentes voies mais surtout bien confiner l'oscillateur local à 10,245MHz. Il est inutile que cette fréquence se ballade sur les différentes lignes et crée des produits d'intermodulation indésirables avec la fréquence utile à 10,7MHz dans les voies large et semi large.
Pour des mesures à l'oscilloscope, cette fréquence peut être extrèmement gènante car très proche de la FI à 10,7MHz. Sa présence peut entrainer de fausses interprétations des mesures.
A ce stade votre calvaire est bientot fini car il ne reste que la carte microcontrôleur et affichage/clavier.

Carte µC et clavier.

Le schéma de principe des deux cartes µC et clavier est représenté à la **figure 6**. Ce schéma de principe donne lieu à deux cartes disposées perpendiculairement. Les liaisons s'effectuent de JP2 vers JP1 et JP4 vers JP3.
Pour comprendre le fonctionnement de cette carte, il est préférable d'avoir une vue d'ensemble.
Comparativement aux cartes précédentes, la carte UC est assez simple et limpide. Un 8751 «taillable et corvéable à merci» est le coeur du système et on lui demande bien sûr le maximum. Pour vous, amis lecteurs, c'est du gateau car il vous suffit de «pomper» purement et simplement le dump du programme. Mais c'est ici que commence le calvaire de notre collaborateur préféré.

Rôle du microcontrôleur

Le microcontrôleur doit se charger des tâches suivantes :
- gestion de l'affichage multiplexé.
- gestion de la mémoire EEPROM I2C : PCF 8582A
- gestion du processeur audio I2C : TDA 8421
- gestion du clavier : touches S1 à S6.
- gestion du synthétiseur de fréquence MB 1507 via le bus CDE.
- gestion de l'affichage du type de démodulation.

Affichage, fréquence et programme.

Les ports P0 et P2 sont dédiés à l'affichage 8 digits. Les deux digits de IC6 sont dédiés au numéro de programme et les digits IC7, IC8 et IC9 sont dédiés à l'affichage de la fréquence. Le port P2 est dévolu à la commutation-multiplexage des digits. A un instant donné

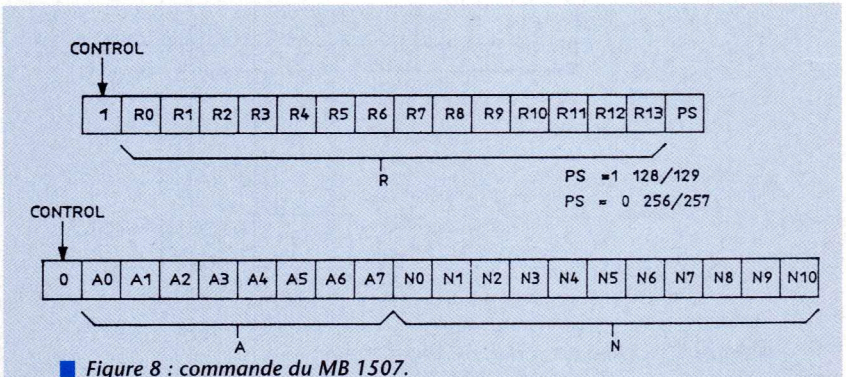


Figure 8 : commande du MB 1507.

P2.0 = 0 et P2.X = 1, seul P2.0 = 0, la cathode 1 de IC9 passe à 0, toutes les autres cathodes sont à 1 et les diodes électroluminescentes bloquées. Pour afficher un chiffre ou un caractère, il suffit alors d'envoyer le mot correspondant sur le port P0. Nous avons la correspondance suivante :
P0.0=DP,P0.1=G,P0.2=F,P0.3=E,P0.4=D,P0.5=C,P0.6=B et P0.7=A.
Pour le cycle suivant P2.0 passe à 1, P2.1 passe à zéro et ainsi de suite jusqu'au digit 7 puis ensuite le digit 0 et le cycle recommence. Ce type d'affichage présente principalement un intérêt économique, pas de circuit dédié du type SAA 1064. En contrepartie il faut admettre que le microcontrôleur perde son temps à gérer l'affichage. Il faudra en outre qu'il consacre une partie de son temps à surveiller l'état du clavier et envoyer les données sur les deux bus I2C et Clock Data Enable.

Mémoire EEPROM I2C PCF 8582A.

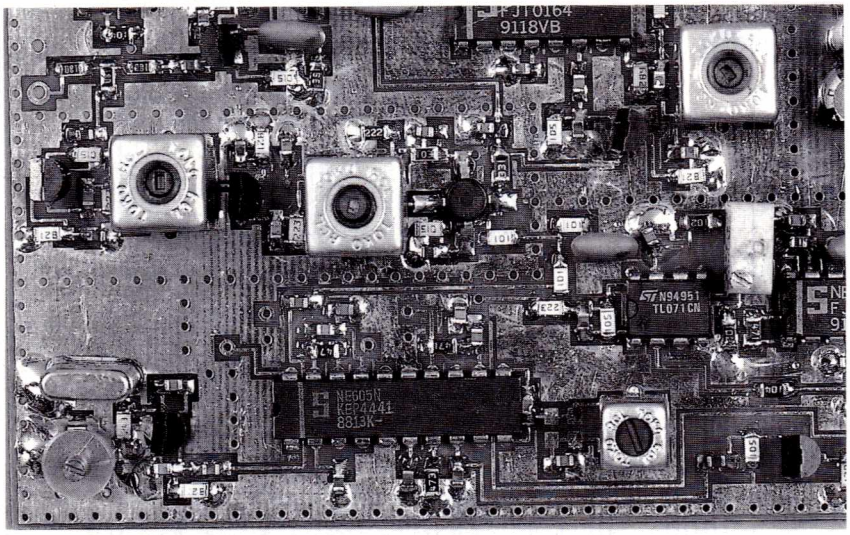
A chaque programme mémorisé correspond une fréquence et un type de modulation. Tous ces paramètres sont stockés dans une EEPROM externe. En utilisation normale lorsqu'une fréquence est identifiée, on mémorise tous les paramètres que l'on associe à un numéro de programme.

Processeur audio TDA 8421

Ce circuit n'ayant jamais été utilisé dans notre revue il nous semble interessant de publier au moins son schéma synoptique interne qui est donc représenté à la **figure 7**.
Ce schéma synoptique est suffisamment clair pour comprendre ce que l'on attend de ce circuit. On sait que les signaux BF arrivent dans l'ordre suivant :
IN1L : broche 26 : FM large bande
IN1R : broche 28 : FM bande semi-large
IN2L : broche 1 : AM
IN2R : broche 3 : FM étroite
Pour sélectionner un signal parmi 4 on agit simultanément sur le sélecteur d'entrée et sur le sélecteur de mode. On peut éventuellement profiter de l'effet pseudo stéréo, spatial, controle du volume, grave et aigu. Finalement le signal démodulé est disponible simultanément sur les deux sorties CH1 LEFT et CH1 RIGHT broches 18 et 11 du circuit. La seconde voie n'est pas utilisée. Le circuit est à l'adresse I2C 80 HEX. Si l'on souhaite connaître la définition de tous les paramètres du circuit, on se réfèrera à la documentation du constructeur que nous ne pouvons publier faute de place. Cette documentation est intéressante si vous souhaitez modifier le programme ou adapter la FI 10,7MHz à une autre application.

Gestion du clavier touchesS1 à S6.

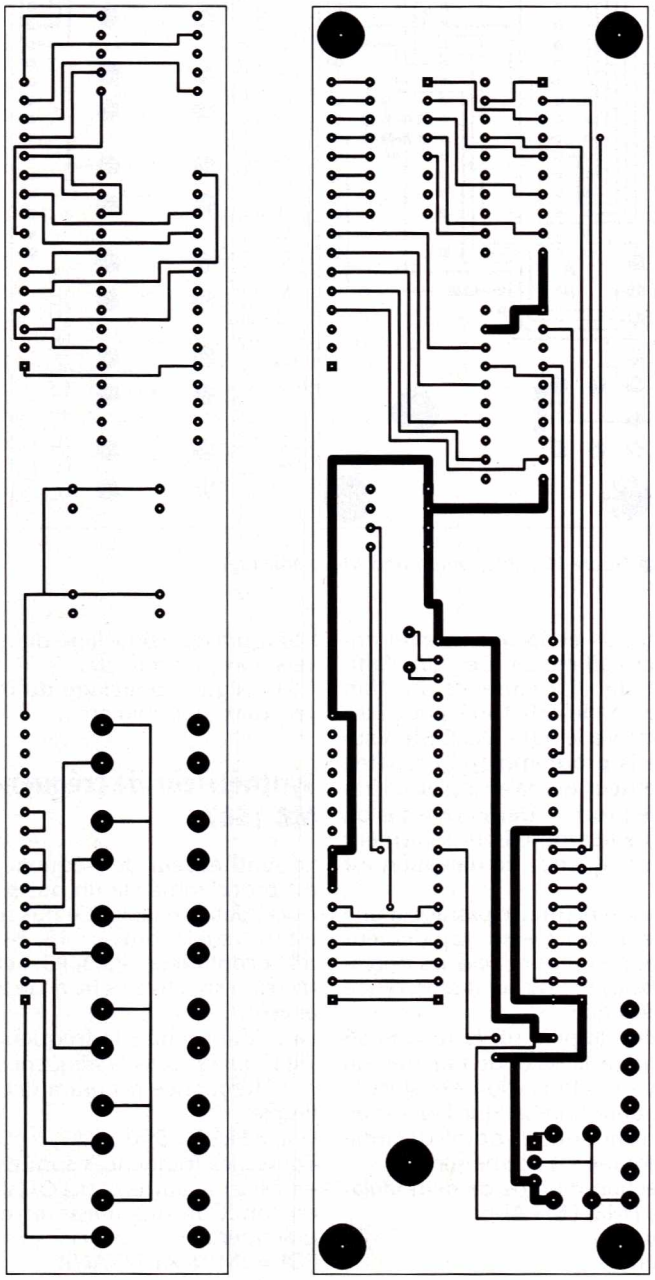
Pour ne pas avoir une face avant démesurée nous avons limité le clavier à 6 contacts S1 à S6. Par ailleurs les ressources du microcontrôleur sont quasiment épuisées. Ceci nous conduit malheureusement à l'emploi d'une touche «seconde fonction» S6. A l'initialisation, le clavier est en mode première



fonction et les cinq touches ont la signification suivante :
- S5 : fréquence +
- S4 : fréquence -
- S1 : programme +
- S2 : programme -
- S3 : mémorisation

Le fonctionnement des contacts S1 à S3 est évident et n'appelle aucun commentaire. Pour les touches S4 et S5 le fonctionnement est le suivant :
La fréquence défile vers le haut ou vers le bas et plus la touche est enfoncée longtemps plus le rythme s'accélère.

Figure 9 : coté cuivre. µC + affichage



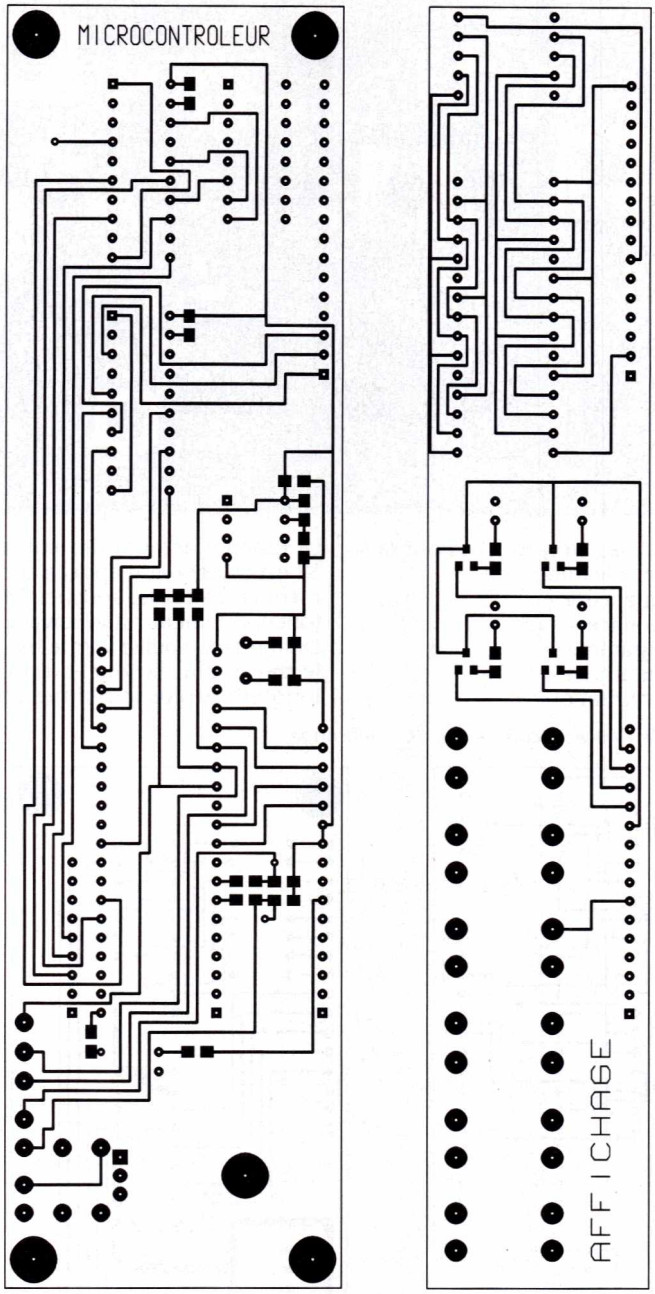


Figure 10 : coté composants µC + affichage

Les touches S4 et S5 ont un effet immédiat sur l'affichage. Dès que l'affichage est stabilisé -absence d'action sur S4 ou S5- le MB 1507 peut être programmé via le bus CDE. Cette solution évite la programmation répétée du synthétiseur qui ralentit considérablement le process. Dans notre cas on programme le synthétiseur seulement lorsque la fréquence de réception est choisie.
Cette solution permet le passage d'une fréquence à l'autre assez rapidement et rend un peu plus difficile les opérations de balayage ou scrutation d'une bande spécifique.
Lorsque l'on appuie sur la touche S6 on passe dans la seconde fonction du clavier et son affectation est alors la suivante : pour signifier que l'on est en seconde fonction,un point décimal supplémentaire est allumé sur IC6,
- S5 : sélection du type de démodulation FM1, FM2, FM3 AM.
- S4 : volume +
- S3 : volume -
- S2 : graves - bouclage du minimum vers max,puis min etc...
- S1 : aigus - bouclage du minimum vers max, puis min etc...

Synthétiseur de fréquence MB 1507.

Le synthétiseur de fréquence Fujitsu est programmé via un bus spécial dit clock, datas, enable. Ce bus spécifique est sorti sur les broches 13, 14 et 15 du microcontrôleur : P3.3, P3.4 et P3.5 affectés respectivement à clock, datas, enable.
La relation entre la fréquence reçue FREC qui est aussi la fréquence affichée et la fréquence programmée FOL est fimple
FOL = FREC + 900
Toutes les fréquences sont exprimées en MHz. D'autre part FOL s'exprime en fonction des paramètres à programmer :
FOL = (M.N+A) FXTAL/R
FXTAL est une constante du système et vaut 15,000MHz ;
M peut prendre deux valeurs 128 ou 256
N est compris entre 8 et 2047
A est compris entre 0 et M-1
Pour des raisons évidentes de programmation nous avons choisi un pas de 5kHz et M = 256.
Si nous exprimons maintenant les fréquences en kHz la relation précédente s'écrit, sachant que :
R =3000, FXTAL/R = 5kHz
FOL (kHz) = (256.N+A)/5
Pour programmer le synthétiseur de fréquence il suffit donc, dès l'initialisation du système, de programmer R = 3000 et M = 256.
Pour programmer une fréquence particulière il suffit alors de calculer N et A et d'envoyer ces valeurs au MB 1507 ; N et A se calculent de la manière suivante :

$$N = INT(\frac{FOL}{5.256})$$

et ensuite : A = FOL/5 - 256.N
Prenons un exemple pour donner un aperçu du problème. On veut recevoir la fréquence de 195,745MHz. Noter que les deux fréquences voisines seraient 195,740MHz et 195,750MHz.
La première opération consiste à calculer FOL avec la relation :
FOL = FREC + 900
Dans notre cas nous obtenons :
FOL = 195,745 + 900 ou
FOL = 1095,745MHz ou
FOL = 1095745kHz
On calcule finalement :

$$N = INT(\frac{FOL}{5.256})$$

Ce qui donne N = 856 et finalement A = 13.
Pour mémoire on peut calculer les paramètres min et max correspondant aux fréquences min et max pouvant être reçues.
Si Fmin = 0, N = 703, A = 32
Si Fmax = 900MHz, N = 1406, A = 64
Finalement pour passer d'une fréquence à l'autre, par exemple de :
195,745MHz correspondant à N = 856 et A=13 à 195,750 qui donne N = 856 et A = 14, seul A change.
Les deux messages envoyés au MB 1507 sont longs de 16 et 20 bits, la description de ces messages est donnée à la **figure 8**.
Les lecteurs attentifs remarqueront qu'avec ce type de PLL et la structure adoptée, il n'est pas possible de choisir un pas inférieur à 5kHz. Si l'on prenait par exemple un pas de 1kHz, la fréquence maximale de l'oscillateur local serait :
FOL = 256x2047+255KHz = 524,287 kHz
Cette fréquence est bien inférieure à la fréquence minimale de l'oscillateur local. Si l'on prend un pas de 2kHz on ne peut couvrir qu'une faible bande : 0 à 148,574MHz.

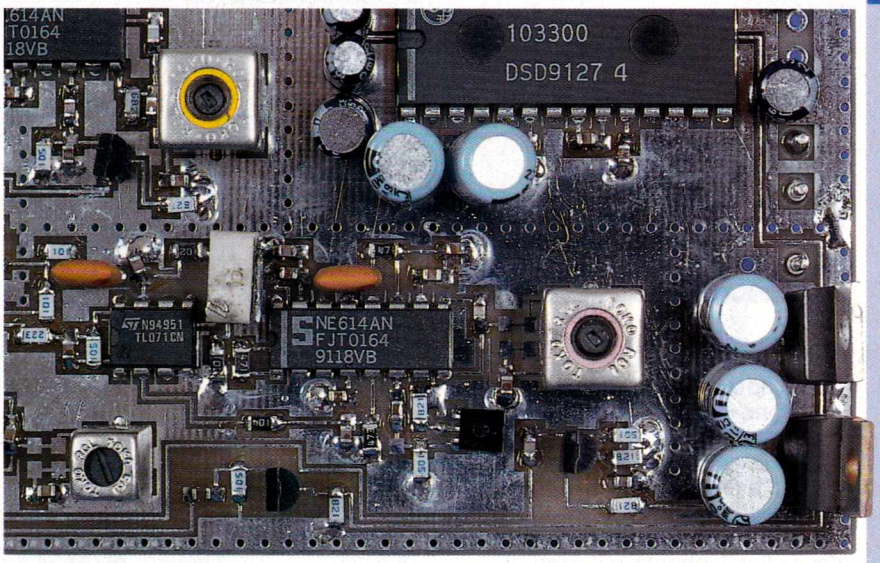
Affichage du type de modulation.

Quatre diodes électroluminescentes sont affectées à l'affichage du type de modulation selectionné par la touche S5 en mode seconde fonction. D1, D2,

D3 et D4 sont respectivement affectés aux modes FM large, FM moyenne, FM étroite et AM. Nous en avons terminé avec la description fonctionnelle des cartes microcontrôleur et affichage. Nous pouvons donc passer à la réalisation pratique de ces deux cartes. Comme nous allons le voir cette réalisation est sans souci et n'a rien de comparable avec les cartes UHF ou HF. Pour la carte microcontrôleur, les **figures 9,10** et **11** représentent respectivement le tracé des pistes coté cuivre, coté composants et l'implantation des composants.
Il n'y a aucune remarque particulière à faire si ce n'est la présence d'un refroidisseur pour le régulateur IC4. L'alimentation et les deux bus I2C et CDE sont disponibles sur les bornes B1 à B7. Les deux cartes sont reliées par un connecteur coudé et il n'y a donc aucun risque d'erreur d'interconnexion. Sauf erreur grossière cette carte fonctionne dès la mise sous tension. Evidemment ces deux cartes peuvent fonctionner seules,à condition bien sûr de monter un microcontrôleur correctement programmé.
Nous avons passé en revue toutes les étapes de la conception et réalisation des cartes, il nous reste à voir maintenant l'intégration du système dans son boitier. Nous en terminerons ensuite par une mise au point finale et probablement quelques conseils d'utilisation.

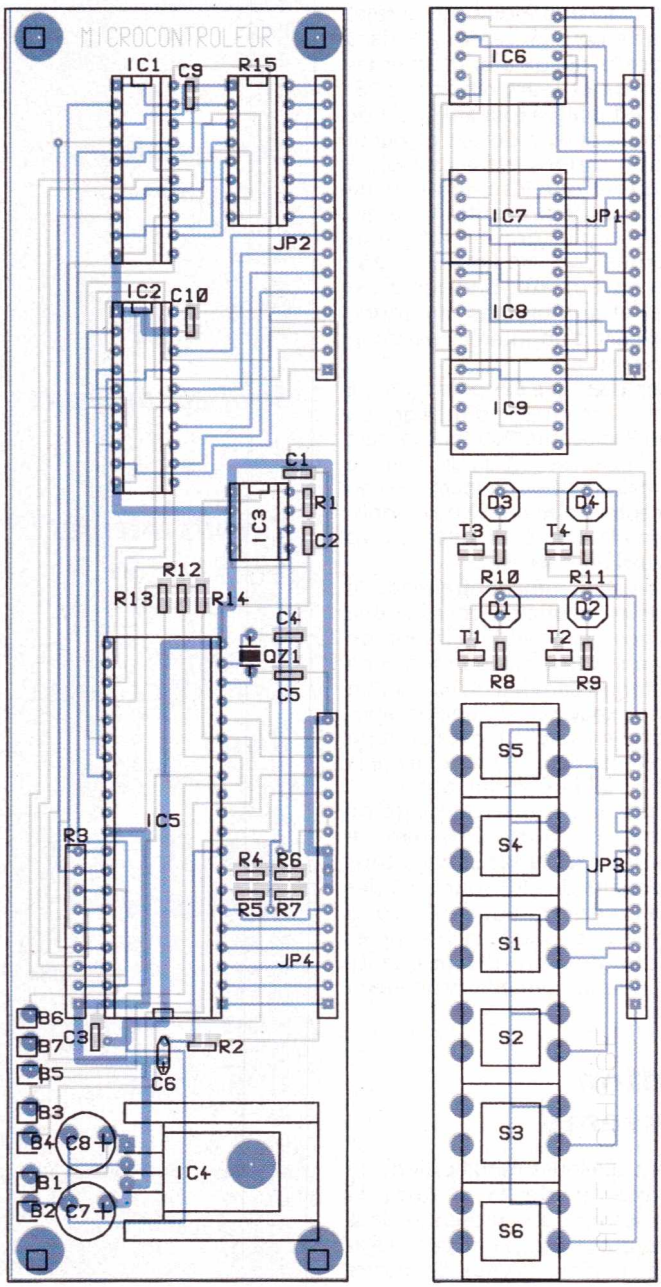
Intégration des différents modules.

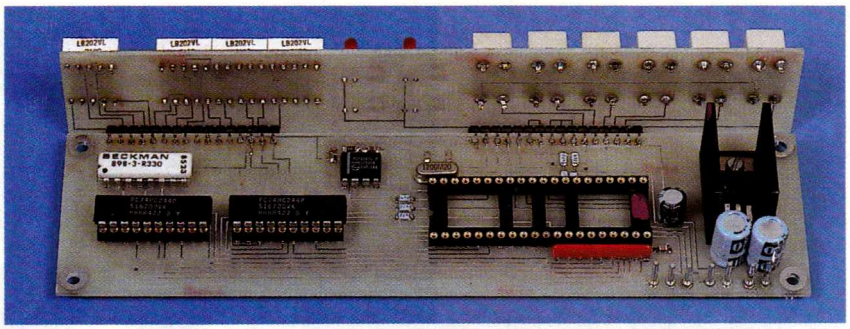
La phase d'intégration n'est pas la partie la plus intéressante, elle n'existe que pour finaliser le projet et rendre le récepteur utilisable. Chaque sous-ensemble blindé : convertisseur élévateur, convertisseur abaisseur et platine 10,7MHz doit être évidemment cablé, testé, équipé de ses prises subclic. Le fond ne doit pas être soudé aux parois verticales. Un nettoyage au trichloréthylène n'est pas superflu car les soudures entre les parois, les compartiments et le plan de masse laisse des traces très grasses, non gènantes mais inesthétiques.
En premier lieu il convient de percer la face avant et de positionner les deux cartes : UC et affichage.
On choisit ensuite l'emplacement des trois modules blindés de manière à ce que les liaisons entrée antenne du coffret vers sublic et liaison sublic-sublic 900MHz soient les plus courtes possibles.
Ceci ne pose évidemment aucun problème. Dès que vous aurez les modules et le coffret en main vous constaterez que l'agencement des boitiers se fait sans aucun problème. Chaque fond de module sera percé de 2 ou 4 trous et boulonné sur le fond du châssis.
Les modules sont ensuite emboités sur leurs fonds et soudés par un cordon de soudure.
On câblera ensuite l'alimentation. Chaque module recevant masse et +15V. Un câblage en étoile n'est pas nécessaire, un câblage en chaîne suffit.



On câble ensuite les entrées-sorties de commande bus I2C et bus CDE puis finalement les entrées-sorties vers la face arrière : prises CINCH audio entrée antenne et deux embases banane pour l'alimentation. Pour l'alimentation nous vous laissons le choix entre une alimentation interne ou externe. Pour la prise d'antenne on utilisera de préférence une embase de type BNC ou N.

Figure 11 : implantation µC + affichage





Légère mise en garde.

Ce récepteur panoramique vous permet donc de couvrir sans discontinuité une large plage de fréquence jusqu'à 900MHz environ. Nous vous demanderons bien sur un minimum de correction et de discrétion et donc de ne pas vous attardez sur les fréquences des radiotéléphones par exemple.
Il existe un grand nombre de services privés ou publics qui utilisent les radiocommunications non destinées à un large public. Dans certains cas les communications sont cryptées mais la plupart du temps les conversations sont en clair dans l'un des modes FM ou AM que nous avons traités.
Il y aurait beaucoup à dire sur ce sujet mais nous ne nous lancerons pas dans cet exercice périlleux afin d'éviter les «je sais tout» et leurs reflexions fâcheuses. Il est malgré tout affligeant de constater que privées ou pas ce genre de communications est accessible à tous et surtout que les utlisateurs ne prennent aucune précaution, ce qui est beaucoup plus grave. Nous vous demanderons donc de limiter l'usage de ce récepteur aux bandes dites braodcast et aux bandes amateurs. C'est d'ailleurs d'un intérêt beaucoup plus important.
Soyons bien clairs une fois pour toutes, il ne s'agit ici nullement d'inciter aux écoutes du Radiocom 2000 sous l'aspect détourné d'une mise en garde. Pour ce genre de malveillance il est inutile de réaliser le récepteur que nous vous proposons, un simple scanner du marché vous rendra d'aussi bons services.
On pourrait évidemment être tenté de résoudre le problème en interdisant la vente ,la possession et l'utilisation de ces scanners. C'est évidemment une idée saugrenue car chacun sait qu'un analyseur de spectre -appareil de laboratoire et de mesure qui n'a rien d'un jeu- se prête particulièrement bien à la réception et à la démodulation de signaux dans une très large plage de couverture : quelques GHz dans le moindre des cas. Nous savons tous que les lecteurs de ERP sont tous des passionnés d'électronique beaucoup plus compétents que la moyenne et nous ne doutons pas de leur qualité morale. Il devrait donc n'y avoir aucun problème.

Evolution du système

Moyennant quelques modifications du programme et de la platine FI 10,7MHz, les modules présentés dans ce numéro pourraient participer à l'élaboration d'un mini-analyseur de spectre

Nous ne prétendons pas évidemment atteindre les performances même celles des plus mauvais. Cet appareil pourrait malgré tout s'avérer utile pour contrôler la présence d'un oscillateur, le gain d'un VCO, sa richesse en harmonique etc.

Des essais complémentaires nous seront nécessaires pour savoir si tout cela est jouable et décider ensuite de la marche à suivre.
En attendant profitez bien de ce récepteur qui à bord de votre véhicule vous permettra de zapper entre le canal 19 et votre FM favorite.
Les temps deviennent vraiment très très durs.
Le temps où la vitesse d'un véhicule devra tendre vers 0 pour simultanément faire tendre le nombre d'accidents vers 0 est proche !...

François de DIEULEVEULT.
Gilles de DIEULEVEULT.

NOMENCLATURE :

Carte µC

Résistances :

R1 : 56kΩ
R2,R6,R7,R12,R13,R14 : 4,7 kΩ
R3 : 10kΩ SIL9
R4,R5 : 100Ω
R8,R9,R10,R11 : 220Ω
R15 : 8 x 330Ω

Condensateurs :

C1,C3 : 10nF
C2 : 3,3nF
C5,C4 : 22pF
C6 : 10µF
C7,C8 : 220µF
C9,C10 : 100nF

Semi-conducteurs :

D1,D2,D3,D4 : DEL
T1,T2,T3,T4 : BC847B

Circuits intégrés :

IC1,IC2 : 74LS244
IC3 : PCF8582A
IC4 : 7805
IC5 : 8751
IC6,IC7,IC8,IC9 : LB202VL

Divers :

QZ1 : quartz 12MHz

Carte FI

Résistances :

R1,R6,R18,R21,R36 : 820Ω
R2,R11,R15,R19,R22,R38 : 1MΩ
R3 : 330Ω
R4,R13,R33,R34 : 470Ω
R5,R25,R32 : 10kΩ
R7,R20 : 100kΩ
R8 : 47Ω
R9 : 2,2kΩ
R10,R16,R23,R39 : 47kΩ
R12,R17 : 50Ω
R14 : 6,8kΩ
R24,R37 : 22kΩ
R26,R27,R28 : 18Ω
R29,R30,R31 : 390Ω
R35,R40,R41 : 100Ω

Condensateurs :

C1,C40,C47 : 220pF
C2,C9,C12,C31,C32 : 220µF
C3,C34,C43,C45,C46,C53,C54,C55, C57,C70 : 1nF
C4,C5,C6,C27,C29,C38,C44,C61, C63,C65 : 10nF
C7,C25,C26,C30,C35,C36,C37,C41, C48,C49,C58,C59,C60,C62,C64,C66, C67,C68,C69 : 100nF
C8 : 22µF
C10,C11,C13,C14,C15,C16 : 10µF
C20,C17 : 15nF
C18,C21 : 3,9nF
C24,C23 : 33nF
C28,C39 : 1pF
C33,C42 : 470nF
C50 : condensateur variable 3/40pF
C51 : 15pF
C52 : 33pF
C56 : 10pF

Semi-conducteurs :

T1,T4,T5,T7,T8,T9,T10 : BF245B
T2,T3 : U308
T6 : CF300

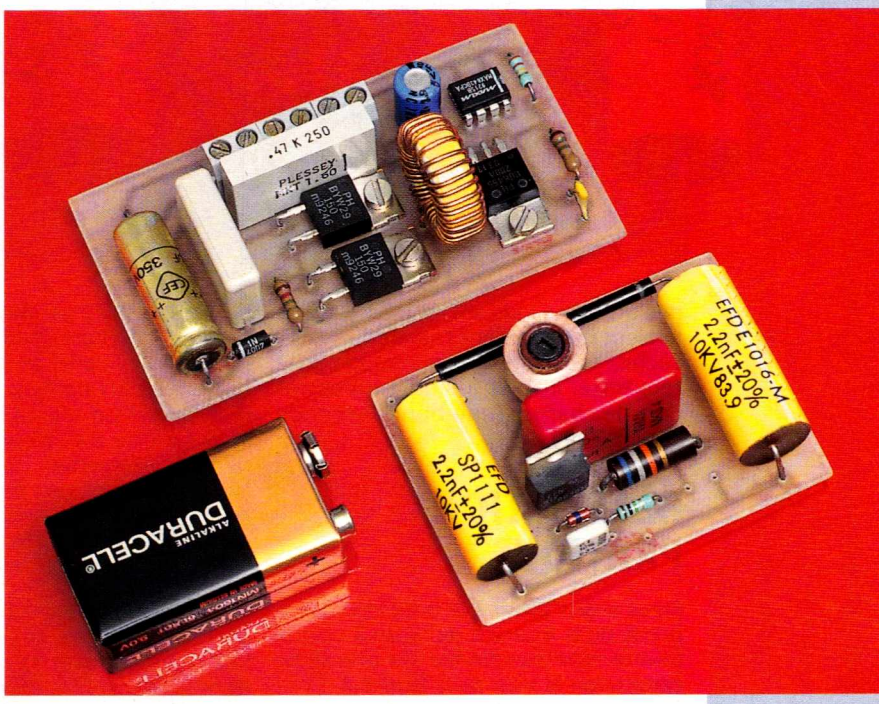
Circuits intégrés :

IC1,IC6 : TL071
IC2 : TDA8421
IC3,IC4 : NE604
IC5 : NE605
IC7 : 7805CT
IC8 : 7812CT

Divers :

FC1,FC2,FC3,FC4,FC6, : filtres céramiques 10,7MHz
FC5,FC7 : filtres 455kHz
QZ1 : 10245kHz
TR1,TR2,TR4 : KANK3333 Toko
TR3 : KANK3334 Toko
TR5 : LMC4002 Toko

UNE PETITE ALIMENTATION THT



Par THT ou «très haute tension», on entend généralement en électronique quelques kilovolts à quelques dizaines de kilovolts, autrement dit ce que les électriciens appellent couramment «moyenne tension».

De telles tensions ont d'innombrables applications, depuis les tubes cathodiques jusqu'aux clôtures agricoles, en passant par les systèmes d'allumage ou d'ionisation et les photocopieurs ou imprimantes laser. Elles ne présentent pas de réel danger si le courant disponible est limité à quelques fractions de milliampère, mais au delà la prudence est bien évidemment de rigueur. Nous n'irons toutefois pas jusque là !

Un schéma original

Bien que susceptible de rendre service dans de multiples situations, le montage qui va être décrit est extrêmement simple et admet de nombreuses variantes.

Il a surtout été conçu comme complément du convertisseur 12 V / 300 V sans transformateur que nos lecteurs ont eu l'occasion de réaliser par ailleurs, et pourra donc fonctionner sur piles ou accus.

Sa principale originalité est d'être bâti autour d'un composant très facile à se procurer, en l'occurence une bobine d'impulsions pour tube flash de stroboscope.

Mais le schéma de la **figure 1** pourrait tout aussi bien être utilisé avec une bobine d'allumage de voiture si une puissance supérieure était nécessaire.

Son principe est particulièrement facile à comprendre: tant que le triac est bloqué, la tension d'entrée de 300 V vient charger le condensateur de 0,22 µF à travers la résistance de 68 kΩ et le primaire de la bobine.

Simultanément, le condensateur de 0,1 µF se charge à travers la résistance de 1 MΩ, donc nettement moins vite. Lorsque la tension à ses bornes atteint environ 32 V, seuil d'amorçage du diac, le triac devient conducteur et court-circuite le condensateur principal, alors complètement chargé, dans le primaire de la bobine.

Dès que le condensateur est ainsi déchargé, le triac se bloque de nouveau et le cycle peut recommencer.

Il en résulte un train de brèves impulsions THT au secondaire, que l'on peut soit utiliser tel quel (point «PULSE»), soit redresser pour charger un condensateur haute tension.

Sur notre maquette, nous avons en fait prévu deux condensateurs en série et deux diodes THT (genre BY711 PHILIPS disponibles chez RadioSpares), ce qui augmente encore la tension continue générée.

Il est important de noter que cette disposition permet de délivrer de fortes pointes de courant (et donc de produire de fort belles étincelles de plusieurs millimètres !), tandis que bien des applications nécessitent une THT continue.

Pour des expériences de physique, par exemple, on pourra utiliser comme condensateurs de petites «bouteilles de Leyde» faciles à construire avec des canettes de bière en verre et de la feuille d'aluminium à usage ménager. En effet, la valeur de 2,2 nF n'est don-

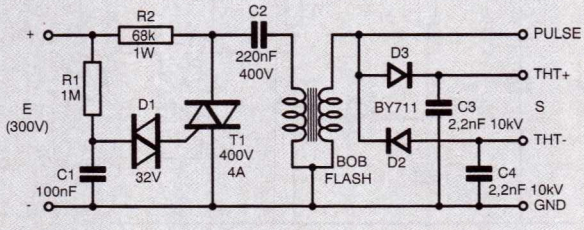
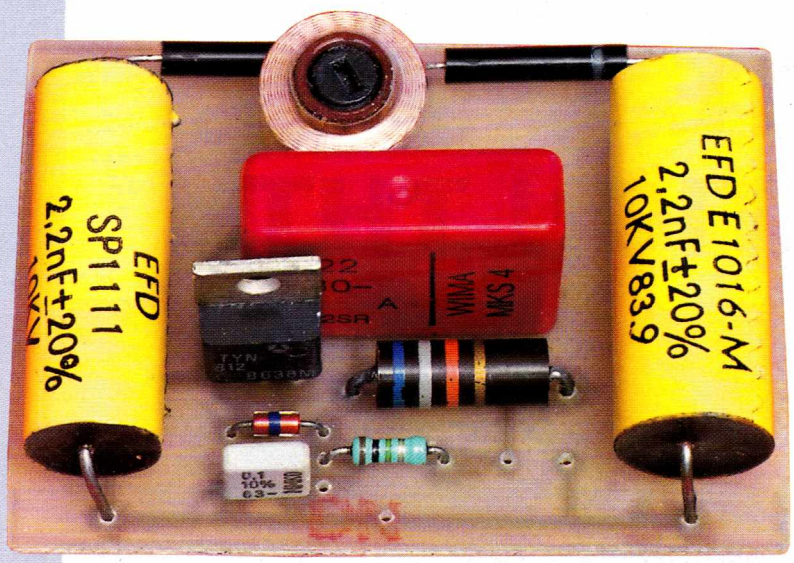


Figure 1: schéma de principe.



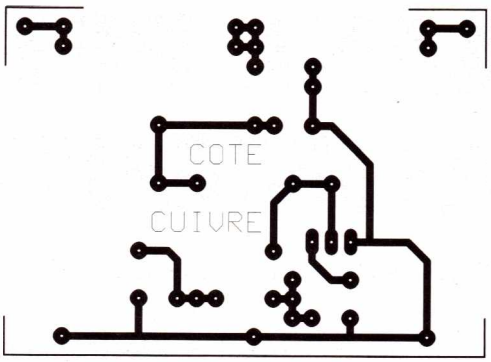
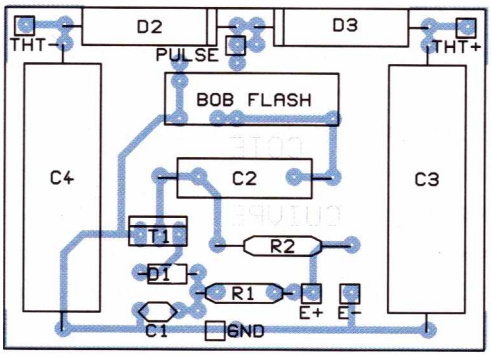


Figure 2 : le CI très simple...

Figure 3 : et son implantation.



née qu'à titre indicatif, et bien d'autres feraient parfaitement l'affaire !
Sachez toutefois que plus la capacité sera forte, et plus il faudra de temps pour la charger (une bonne seconde pour 2,2 nF).

RÉALISATION PRATIQUE

Nous avons dessiné le petit circuit imprimé de la **figure 2** de façon à ce que tout le montage tienne sur une seule carte selon le plan de la **figure 3**.
Des pastilles ont notamment été prévues pour que l'on puisse monter indifféremment les bobines les plus courantes, aussi bien rondes que carrées ou rectangulaires, mais attention au brochage ! (l'enroulement THT est celui qui présente la plus forte résistance).
Sur certains modèles, la sortie THT est située sur le dessus et devra être reliée par un court fil souple.
Pour chaque type de bobine est normalement spécifiée une valeur de condensateur, qu'il n'est pas conseillé de dépasser sous peine d'abréger considérablement sa durée de vie. La valeur de 0,22 µF devra donc être réduite (parfois jusqu'à 47 nF) avec les bobines les plus petites, ou bien quand on n'aura besoin que de très peu de puissance en sortie.
Par contre, avec une bobine d'allumage de voiture, on pourra atteindre le microfarad sans aucune arrière-pensée.
Le condensateur de 0,1 µF fixe pour sa part la fréquence des impulsions. Le fait d'augmenter sa valeur réduira donc la consommation du montage sur le 300 V, mais également la puissance disponible en sortie: à étudier cas par cas !
La **figure 4** donne par exemple une idée d'utilisation très différente de celle d'origine, qui conduit à modifier quelques valeurs et à supprimer certains composants.
Il s'agit d'un flash de signalisation émettant de puissants éclairs espacés de quelques secondes et qui, alimenté par notre convertisseur 12 V / 300 V, pourra fonctionner fort longtemps sur batterie.
Il faut ralentir considérablement la fréquence des impulsions en passant de 0,1 µF à 22 µF, mais en revanche on peut ajouter un condensateur de valeur allant jusqu'à 200 µF / 350 V en parallèle sur l'entrée 300 V pour augmenter la puissance des éclairs.
Bien entendu, les diodes et les condensateurs THT sont parfaitement inutiles (et même nuisibles !) pour commander l'amorçage du tube flash : on en fera donc l'économie.

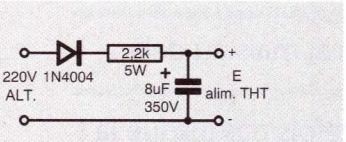


Figure 4

Branchement d'un tube flash

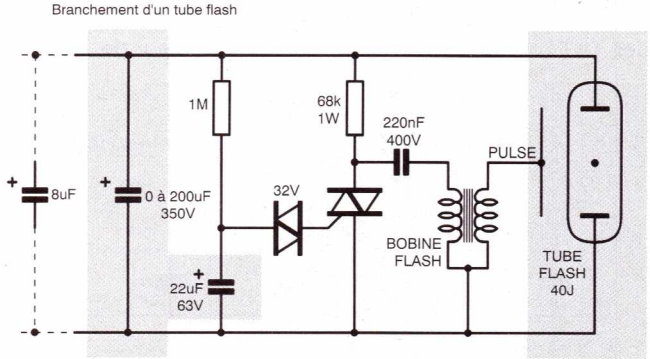


Figure 5

Fonctionnement sur secteur

Dans certains cas, on pourra préférer faire fonctionner le montage sur le secteur 220 V (avec toutes les précautions requises car il n'y a pas d'isolation galvanique !) plutôt que sur notre convertisseur.
On utilisera alors le schéma de la **figure 5**, dans lequel la résistance de 2,2 kΩ (**figure 4**) sert à éviter que le tube flash ne vienne court-circuiter le secteur sur la diode lorsqu'il conduit.
Avec certains tubes (ou pour des applications purement THT), on pourra diminuer sa valeur jusqu'à 100 Ω.

Patrick GUEULLE.

NOMENCLATURE :

Resistances :
R1 : 1MΩ
R2 : 68kΩ 1W

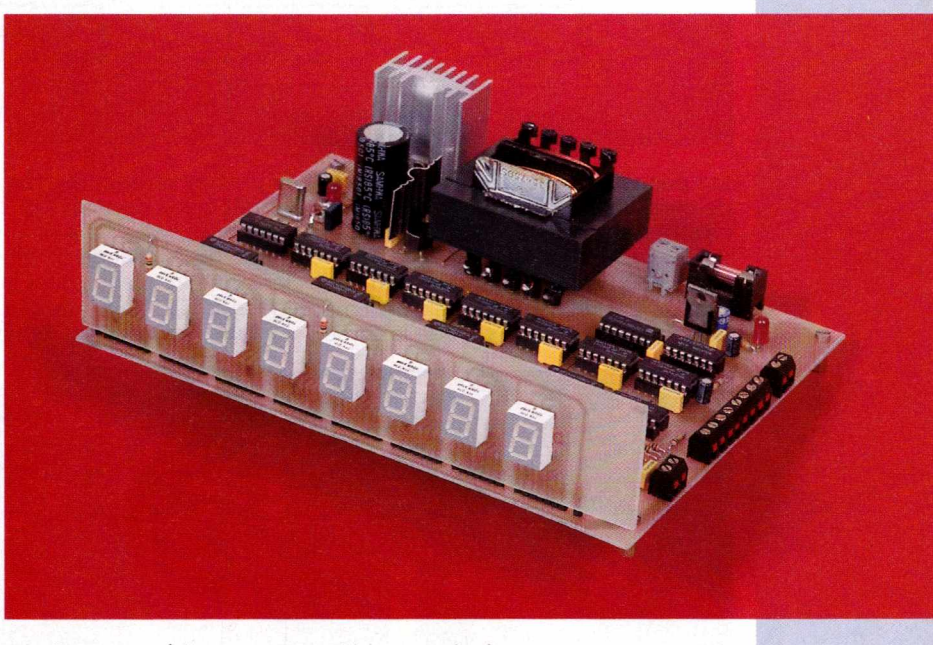
Condensateurs :
C1 : 100nF
C2 : 220nF 400 ou 630V
C3,C4 : 2,2nF 10kV

Semi-conducteurs :
D1 : diac 32V (DB3)
T1 : triac 400V, 4A
D3,D4 : BY711 ou équivalent

Divers :
Bobinage : transfo pour tube à éclats

COMPTEUR UNIVERSEL ET ÉTAGE D'ENTRÉE FRÉQUENCEMÈTRE

La mesure numérique de données analogiques permet d'obtenir des résultats d'une excellente précision. Le circuit proposé dans les lignes qui suivent en fera la démonstration, puisqu'il s'agit du module de comptage qui pourra être la base d'une série d'appareils de mesures.



Toute grandeur analogique peut être acquise numériquement. L'exemple le plus simple qui vient immédiatement à l'esprit est le maintenant banal multimètre à affichage numérique qui trône sur la table de travail de tout électronicien, et qui a remplacé celui à galvanomètre. La précision obtenue avec ce type d'appareil dépasse souvent ce que l'on peut espérer atteindre avec le meilleur appareil analogique.

On peut ainsi mesurer numériquement la valeur des résistances, des condensateurs, des tensions et des courants continus et alternatifs. Mais on peut également de cette manière obtenir des résultats très précis sur la valeur d'une fréquence, du déphasage entre deux signaux, ou bien encore mesurer la durée d'une impulsion de quelques microsecondes ou la période d'un signal.
Pour ce faire, il faudra disposer d'un système étant en mesure de comptabiliser des impulsions générées par les dispositifs chargés de convertir les grandeurs analogiques en signaux numériques et les afficher.
C'est ce système qui sera le sujet du présent article.
Nous avons en outre évité l'emploi de circuits dédiés ou de microcontrôleur, ce qui alourdit la réalisation mais la met à la portée de tous.

LE COMPTEUR

Le circuit se décompose en trois principales parties: l'affichage, la base de temps et l'alimentation. Son synoptique est représenté en **figure 1**, ce qui permettra d'en mieux comprendre le principe de fonctionnement.

La base de temps

C'est ce circuit qui fixera la précision de toutes les mesures que l'on pourrait être amené à effectuer avec le compteur. En effet, un affichage des impulsions sans base de temps ne pourrait servir qu'à compter un nombre d'évènements quelconques et relativement lents.
Par exemple, il pourrait être utilisé très simplement pour le comptage de passages de personnes ou d'objets durant deux heures, mais ne pourrait pas comptabiliser le nombre de tours par seconde effectués par un moteur. La base de temps fournira à l'afficheur une durée précise pendant laquelle il pourra prendre en compte les impulsions qu'il sera amené à recevoir sur son entrée.
Autant dire que cette durée devra être très rigoureusement la même à chaque fois. C'est pour cela qu'une fréquence de référence très précise doit être utilisée. Cette durée de mesure a été fixée à 1 seconde (plus une autre de 1,28 seconde dont nous verrons l'utilité en temps utile). Le schéma de principe de cette partie du montage est donné en **figure 2**. Un quartz d'une fréquence de 10MHz oscille entre deux portes NAND contenues dans CI14. En série avec ce quartz se trouve le condensateur ajustable C4 qui permet de régler très précisément les oscillations à 10MHz. La troisième porte de CI14

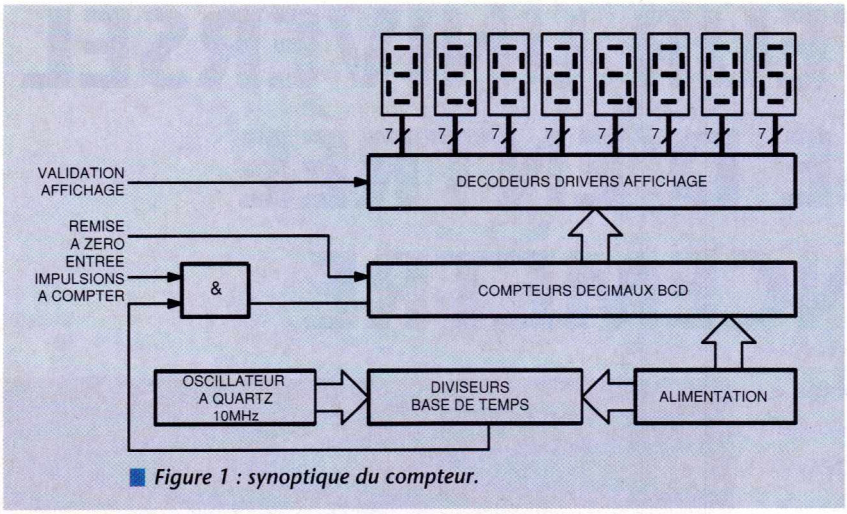
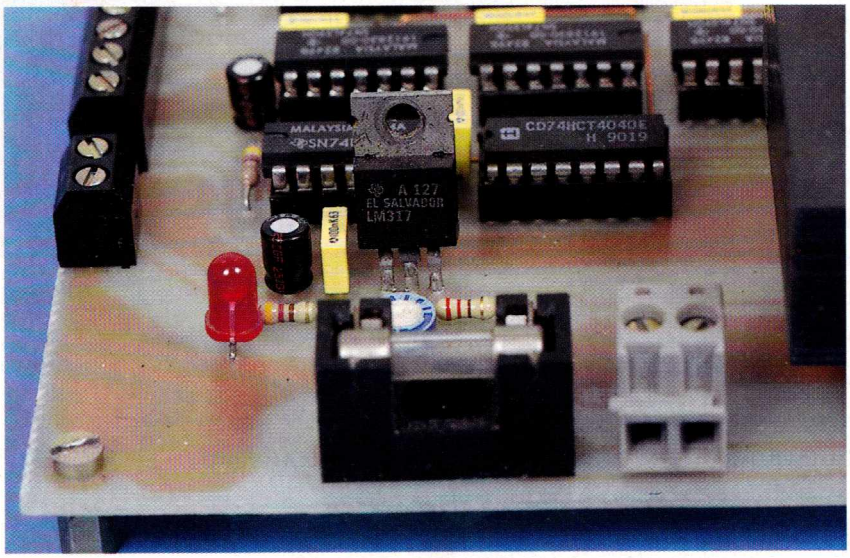


Figure 1 : synoptique du compteur.

tamponne la sortie. Puis vient la série de diviseurs par dix constituée par les circuits intégrés CI15 à CI21, des 74LS90. Ces circuits procèdent en interne à deux opérations: une première division par deux, puis une deuxième par cinq. C'est pour cela que la sortie du premier diviseur (broche 12) est rebouclée sur l'entrée du deuxième (broche 1).

A la sortie de chaque circuit on obtient donc une fréquence dont la valeur est égale au 1/10ème de la fréquence d'entrée. En sortie du dernier diviseur



74LS90, la fréquence obtenue est de 1Hz et la période de 1 seconde (constituée d'un créneau positif de 0,5 seconde), ce qui n'est pas encore suffisant puisque l'on souhaite 1 seconde. C'est la raison d'être de CI22, une bascule bistable.

Ce circuit reçoit les créneaux sur son entrée CLOCK et bascule à chaque front montant. Sa sortie Q, qui à l'origine se trouve au niveau bas, présente après le basculement un niveau haut, mais ceci uniquement si l'entrée D est à 1. En définitive, la sortie Q suit l'état de l'entrée D à chaque front montant sur l'entrée CLOCK du circuit.

C'est pour celà que la sortie Q barre est rebouclée sur l'entrée D. Nous obtenons en sortie du circuit la moitié de la fréquence présente en entrée. Dans le cas qui nous intéresse, la fréquence de sortie sera de 0,5 Hz, et nous aurons donc un créneau positif de 1 seconde.

A la sortie du diviseur CI19, nous obtenons une fréquence de 100 Hz. Le circuit CI23 la divise par 256, ce qui permet d'obtenir un créneau positif d'une durée de 1,28s (fréquence de 0,390625 Hz), qui sera utilisé ultérieurement par un circuit externe.

Ce circuit sera une carte fréquencemètre et utilisera les créneaux de durée 1s et 1,28s. Le créneau de 1s servira à la mesure des fréquences jusqu'à 30 MHz et celui de 1,28s à la mesure jusqu'à 1 GHz.

Si nous avons choisi 1,28s c'est que les très hautes fréquences seront d'abord divisées par un prédiviseur par 64 puis par 2 ce qui fera une division totale de 128. Par ailleurs, la fréquence de 10 MHz et celle de 10 kHz sont également prélevées sur la base de temps pour une possible utilisation future. Pour conclure cette partie, nous signalerons la mise en place de condensateurs de découplage de 100nF sur chaque diviseur, ce qui évitera que d'éventuelles perturbations véhiculées par la ligne d'alimentation ne viennent troubler leur fonctionnement.

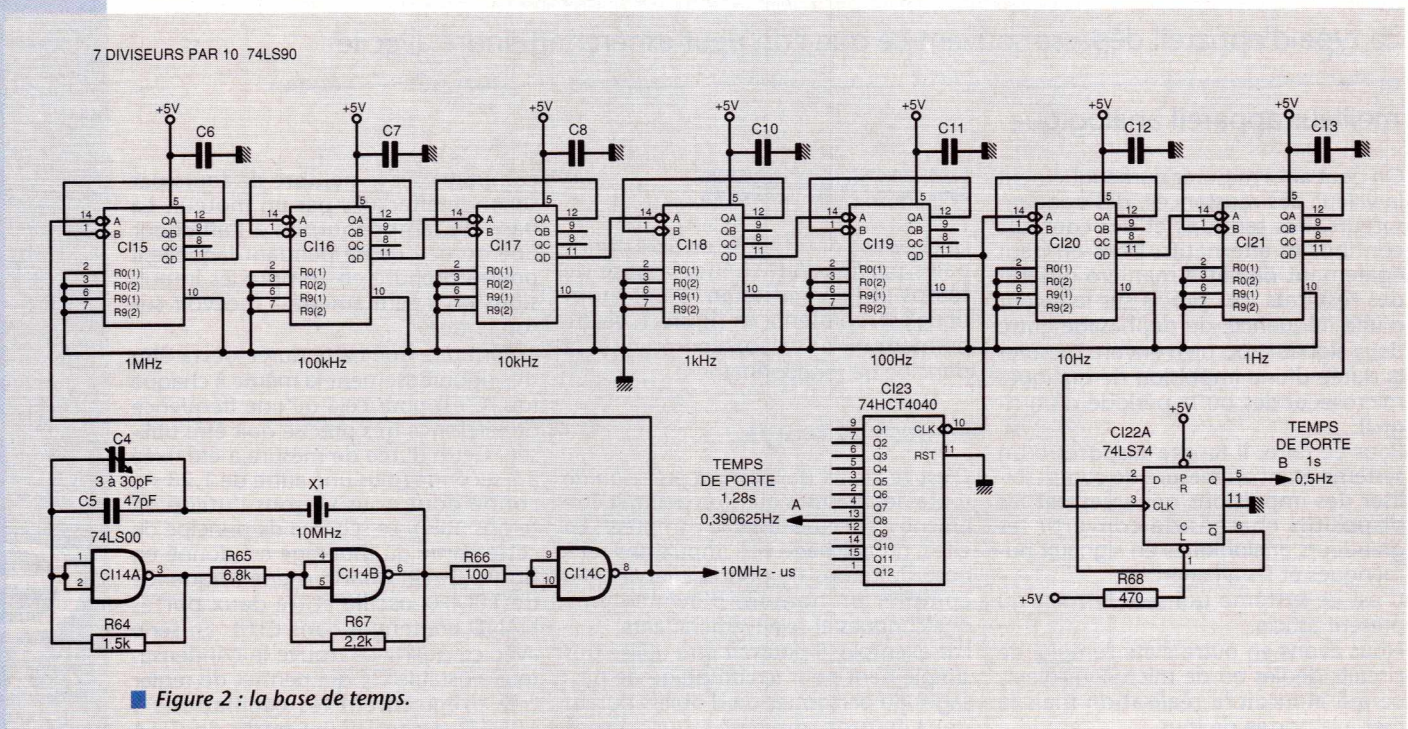
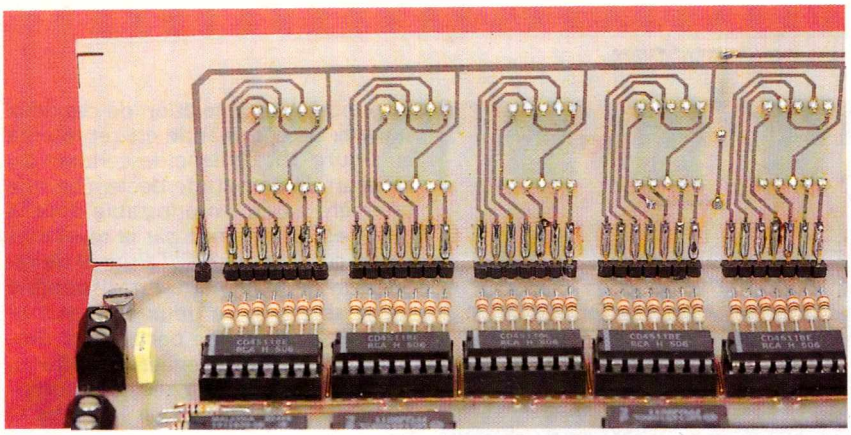


Figure 2 : la base de temps.



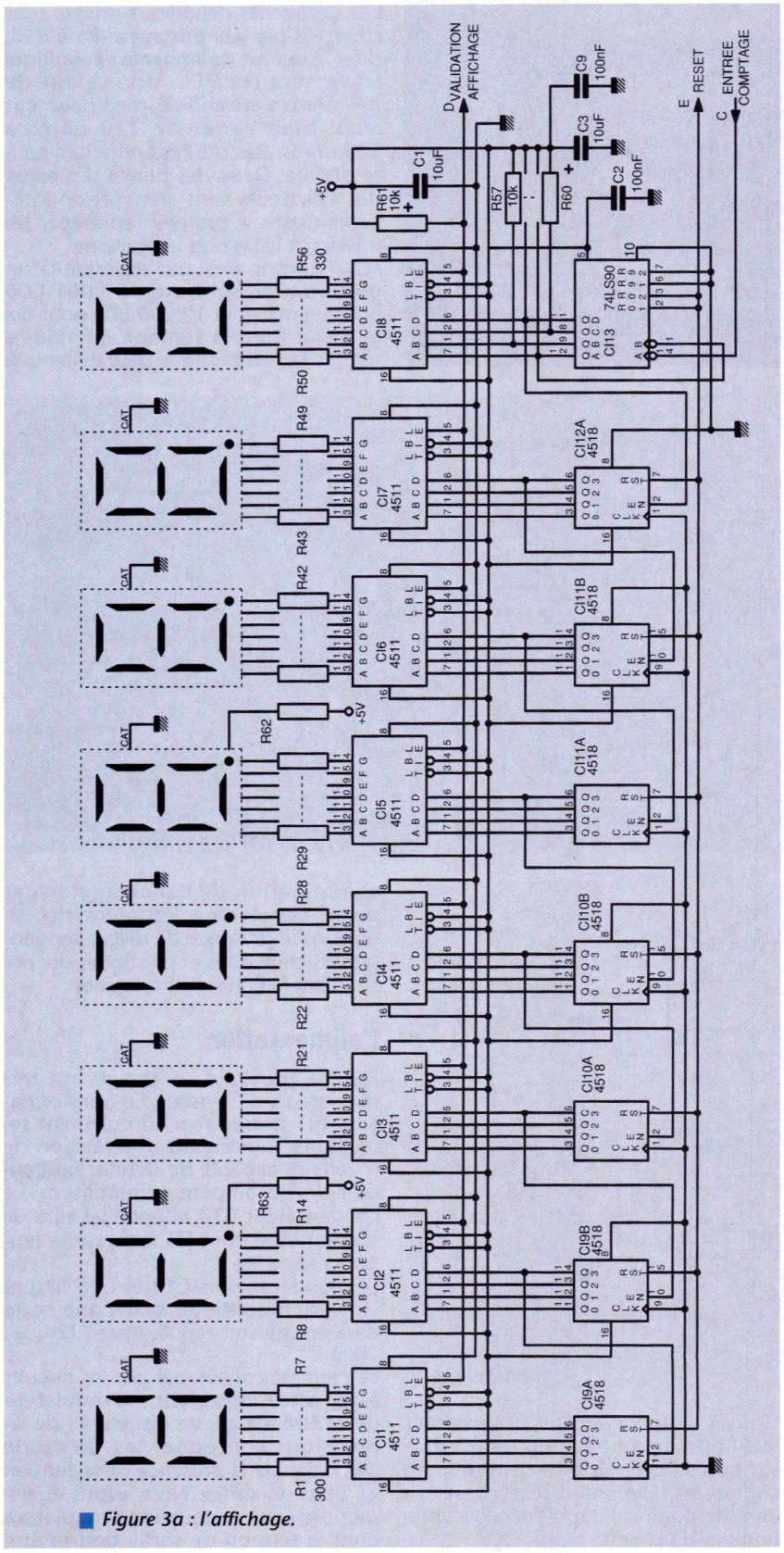


Figure 3a : l'affichage.

Le circuit d'affichage

Son schéma de principe est donné en **figure 3a**. Bien que d'aspect imposant au regard du nombre de circuits intégrés mis en jeu, il est d'une grande simplicité. Nous aurions pu, bien évidemment, utiliser un afficheur LCD. Nous ne l'avons pas fait pour deux raisons : d'une part parce qu'un afficheur LCD huit digits est difficile à se procurer, et d'autre part pour une raison de lisibilité. En effet, lorsque l'on procède à une manipulation sur une maquette électronique, il n'est pas toujours évident de pouvoir fixer un petit écran de 5 cm de largeur, et pour peu que l'appareil se trouve sur une étagère, et ne recevant pas assez de clarté, l'afficheur LCD devient carrément illisible. Il n'en est rien avec les chiffres à DEL.

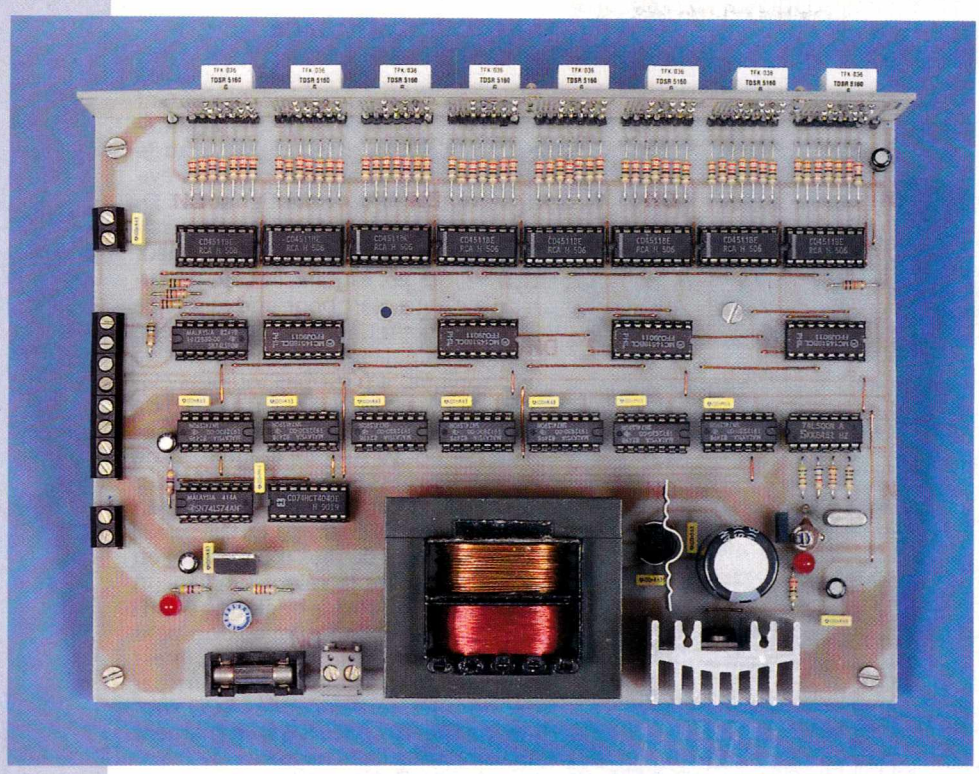
A une distance de plus d'un mètre, on peut encore lire la valeur sans aucun problème, quand à l'éclairage ambiant, moins il y en a, mieux on peut lire. Revenons à notre circuit. Il est constitué d'une suite de diviseurs par dix dont les sorties codées BCD sont lues par des décodeurs qui se chargent également de l'affichage.

Les circuits CI9 à CI13, diviseurs par dix, se chargent de diviser les créneaux d'entrée. Ils sont montés en cascade, et c'est pour cela qu'aux sorties de CI9 ce seront les millions et les dizaines de millions qui seront décodées.

Nous avons utilisé, pour réaliser cette partie affichage, des circuits intégrés en technologie CMOS, beaucoup plus souples d'emploi que leurs congénères TTL. En effet, les décodeurs drivers CI1 à CI8, des 4511, permettent l'emploi de n'importe quels afficheurs : ces derniers peuvent être à anodes communes (+ commun) ou à cathodes communes (- commun), mais ils peuvent être également des afficheurs LCD ou fluorescents, à incandescence ou à décharge de gaz. Il suffit seulement d'adapter les sorties au style d'affichage souhaité. Ces CI contiennent également des bascules qui mémorisent l'état des entrées (latches), et qui évitent l'emploi de boîtiers supplémentaires (ce qui aurait été le cas par utilisation de la technologie TTL). Pourtant, les circuits CMOS présentent, dans ce genre de montage, un handicap par rapport à leurs homologues TTL : la vitesse.

En effet, et dans le meilleur des cas, on ne peut espérer une vitesse de comptage de plus de 10 MHz. C'est pour cela que nous avons dû utiliser comme premier diviseur un 74LS90, qui peut fonctionner jusqu'à plus de 30 MHz (minimum) sans aucun problème. Il a toutefois fallu prévoir des résistances de rappel au + alimentation afin de présenter aux entrées de CI8 des niveaux hauts compatibles CMOS. En effet, les niveaux présentés par les circuits de ces deux technologies présentent quelques divergences.

Lorsque l'on emploie des circuits TTL et CMOS dans un même montage, donc alimentés obligatoirement en +5V, il faut prendre quelques précautions. Si un CMOS commandé par un TTL admet fort bien son niveau bas (0,4V à 0,8V), en revanche le niveau



Le principe de génération de ces deux signaux de commande est représenté en **figure 3b**. Le flanc descendant du créneau de comptage déclenche une première bascule monostable dont la durée est déterminée par la résistance R et le condensateur C. Le signal de validation de l'affichage est disponible sur la sortie Q. Le deuxième monostable est déclenché par le flanc descendant de cette première impulsion. Le signal de remise à zéro des compteurs est disponibles sur la sortie Q barre.
Les sorties des décodeurs drivers sont chargées par les résistances R1 à R56, dont le but est de limiter le courant qui traversera les DEL. Une valeur de 330 ohms a été choisie, mais peut tout aussi bien varier de 220 ohms à 560 ohms, suivant l'intensité lumineuse désirée. Deux des points décimaux des afficheurs sont alimentés perpétuellement : le premier représente les milliers et le second les millions.
Nous aurons ainsi par exemple la représentation suivante : 00.001.000 pour un millier et 10.000.000 pour dix millions. C'est la solution qui nous a semblé la plus pratique pour éviter une

haut du circuit TTL ne lui convient pas. En effet, il faut au circuit CMOS un niveau haut minimum de 3,5V alors le niveau haut moyen du TTL peut être de 2,5V. C'est pourquoi il convient de placer des résistances de rappel sur les sorties de ce circuit pour remonter la valeur de la tension.
Ainsi il n'est plus à craindre quoi que ce soit. Donc, en sortie du 74LS90, la fréquence maximale sera de 4 MHz, ce qui conviendra fort bien au diviseur suivant. Deux signaux sont nécessaires au fonctionnement de l'affichage :
1/ l'impulsion de validation d'affichage sur les broches 5 des circuits intégrés 4511. Normalement à l'état haut pour valider l'affichage, une brève impulsion négative sur cette ligne charge les données présentes aux entrées dans les

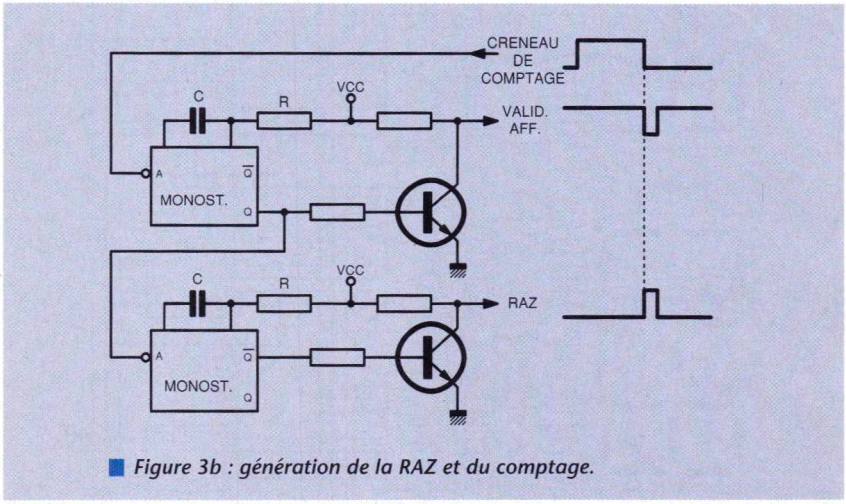


Figure 3b : génération de la RAZ et du comptage.

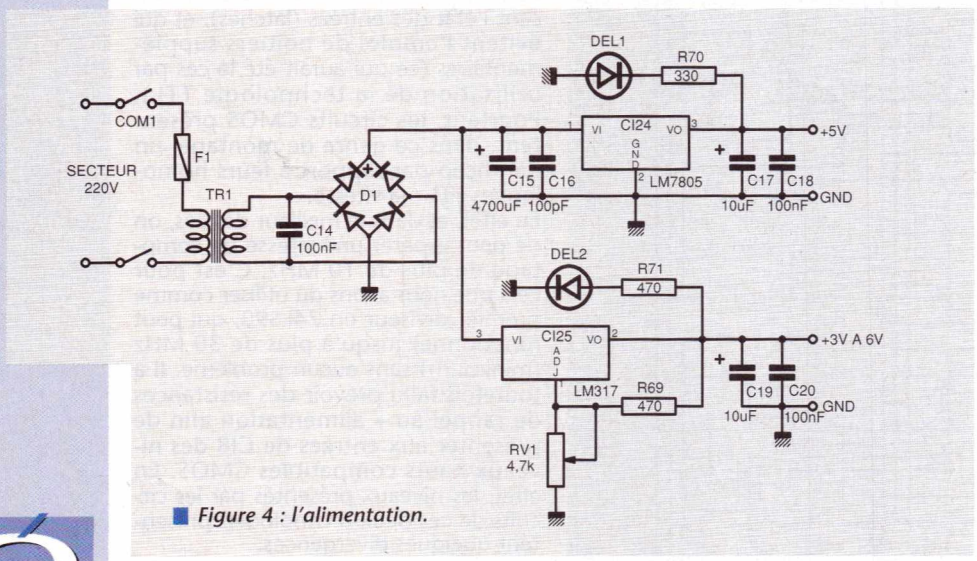


Figure 4 : l'alimentation.

verrous ou bascules internes, ce qui en permet le décodage puis la visualisation sur les afficheurs.
2/ l'impulsion de RAZ ou RESET (remise à zéro). Elle agit sur les broches 2 et 3 de CI13 (74LS90) et 7 et 15 de CI9 à CI12. Maintenue à l'état bas pendant le comptage, une impulsion positive sur cette ligne vide le contenu des compteurs. Elle prend place bien évidemment aprés l'impulsion de validation de l'affichage.

commutation de l'allumage de ces points par câblage. Pour terminer, signalons la présence de divers condensateurs chimiques et plastiques qui découplent la ligne d'alimentation.

L'alimentation

Elle fait appel à deux circuits intégrés régulateurs de tension. Le transformateur TR1 possède un enroulement secondaire fournissant une tension de 9 volts et capable de débiter un courant de 1,5 ampère au minimum. Le condensateur C14 atténue les pics de tension et le pont D1 redresse la tension alternative.
Les condensateurs C14 et C15 filtrent la tension continue avant que cette dernière ne soit régulée par CI24, un 7805.
Le courant consommé par les circuits étant assez important, ce régulateur devra être fixé sur un dissipateur de dimensions conséquentes. La diode DEL1 signale la présence de la tension +5 volts en sortie. Nous avons également prévu un deuxième régulateur dont la tension de sortie pourra être

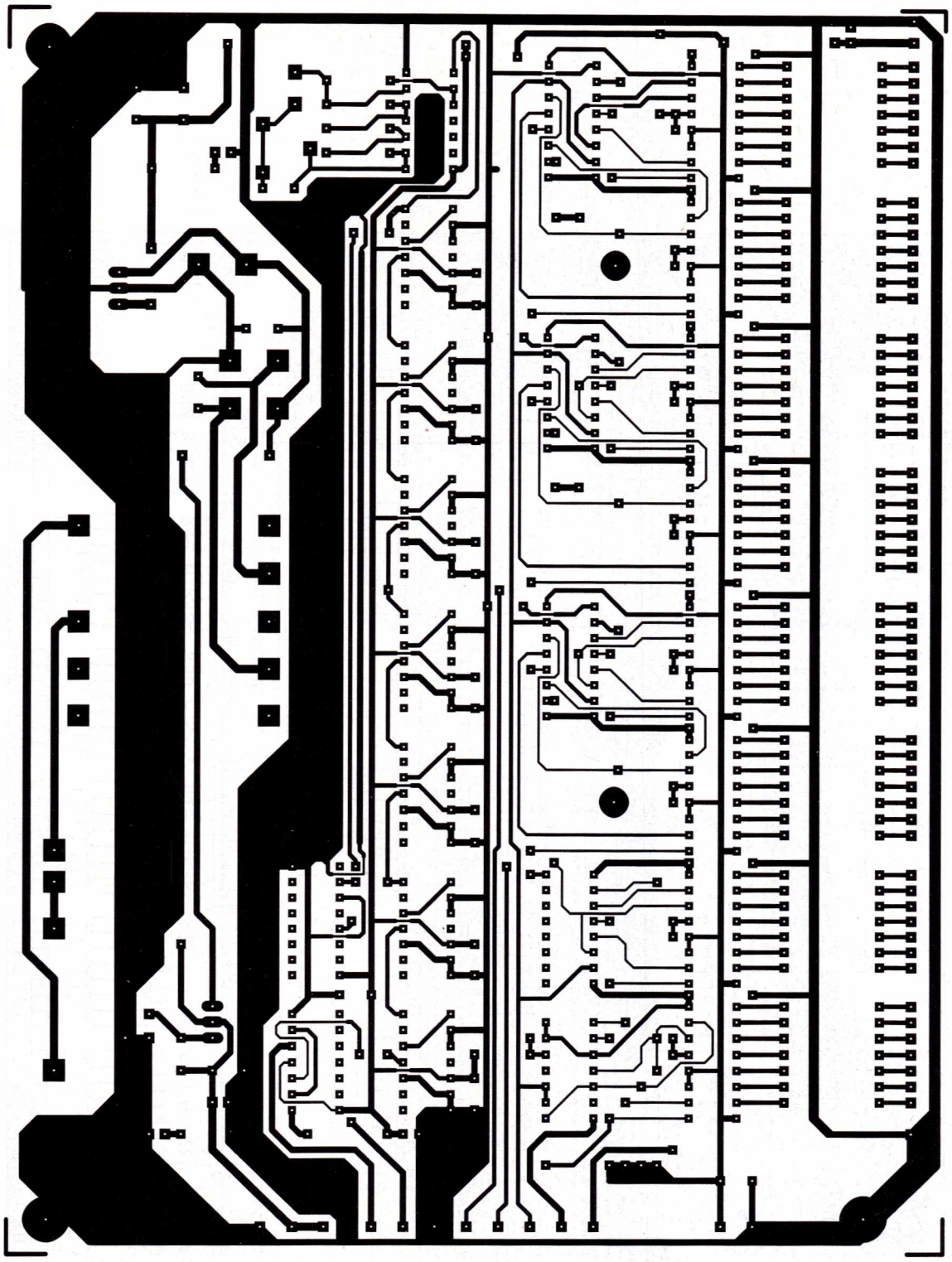


Figure 5 : circuit de la platine comptage.

ajustée entre +1,25 volt et +6 volts, et qui pourra éventuellement servir à l'alimentation de circuits externes. Ce régulateur est un LM317, capable de fournir 1,5A. Mais il ne faut pas espèrer un tel débit.
Le transformateur fournit une très grande partie de son courant disponible au premier circuit intégré qui alimente notre montage.
Avec la puissance indiquée, il sera encore disponible, et dans le meilleur des cas, environ 200 milliampères. Si un plus grand courant est souhaité, il faudra alors changer TR1 pour un plus gros modèle. Le LM317 sera muni d'un dissipateur pour boîtier TO220 s'il doit fournir plus de 100 mA.

La réalisation

Elle comporte deux circuits imprimés: un qui supporte toute la circuiterie logique et l'alimentation, et le deuxième qui servira à la fixation des afficheurs.
Le dessin du premier est représenté en **figure 5**. Il est de dimensions relativement importantes, mais ne présente pas de grosses difficultés quant au tracé des pistes.
Le deuxième, donné en **figure 7**, est de dimensions plus modestes mais de même longueur que le premier, car il y sera fixé perpendiculairement, afin de présenter de la meilleure façon les afficheurs en regard. Ils seront reproduits, soit à l'aide d'un film reprophane, soit à l'aide de la méthode photographique, ce qui nous semble être la meilleure solution, bien qu'elle nécessite un minimum de matériel et la place adéquate.
Les circuits imprimés réalisés, vous pourrez passer au câblage en commençant celui-ci par l'implantation de tous les straps. Ils sont fort nombreux, et certains passant sous les circuits intégrés, il faudra prendre garde de n'en omettre aucun.
Vous vous référerez aux dessins des **figures 6** et **8** pour cette implantation.
Le câblage se poursuivra par la mise en place de toutes les résistances, puis des condensateurs de découplage. Vous souderez ensuite les supports des cir-

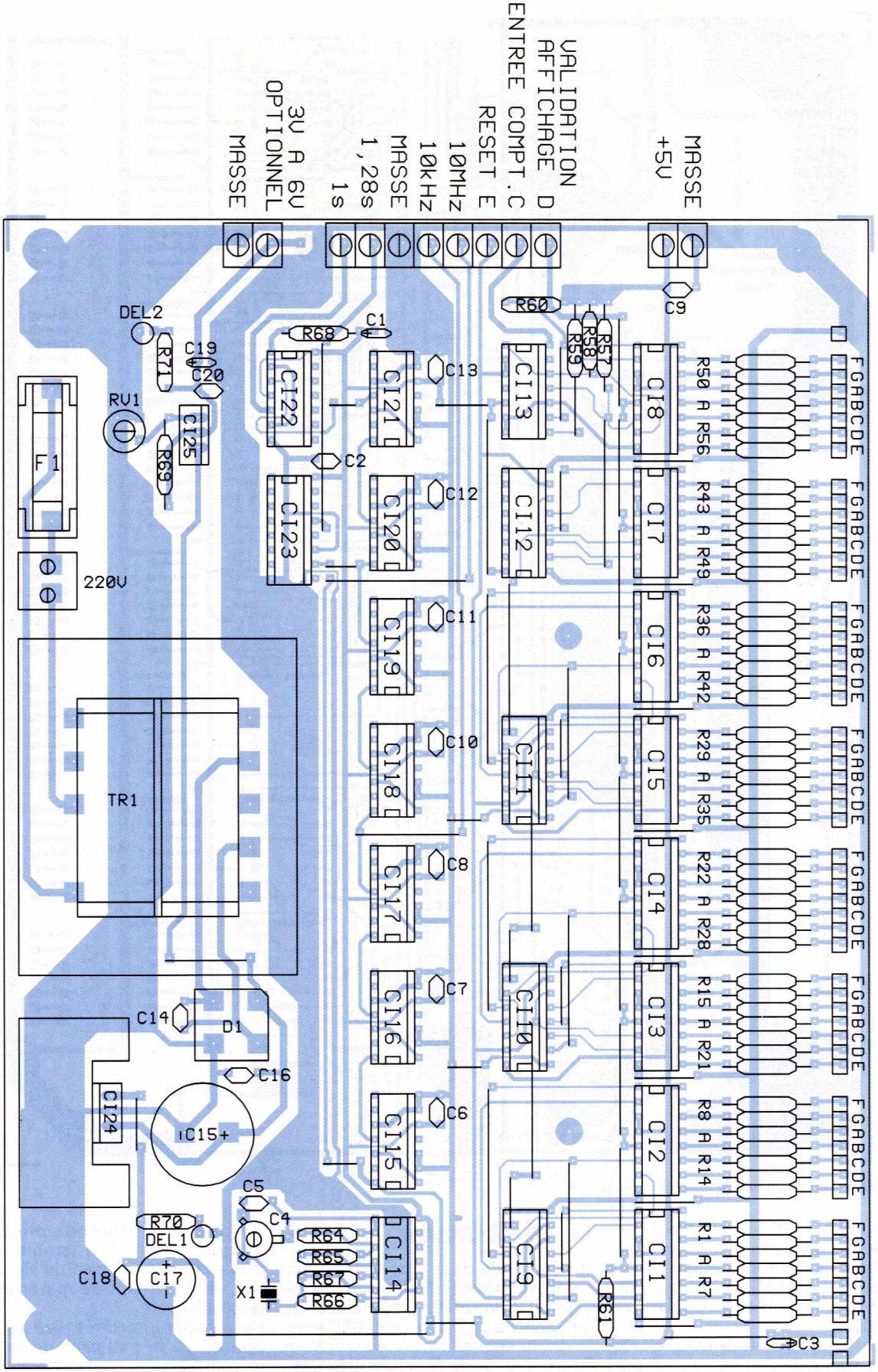


Figure 6 : son implantation.

cuits intégrés et enfin tous les composants restants. Le transformateur trouvera sa place en dernier lieu.
A ce sujet, si vous ne trouvez pas un modèle à picots dont l'emplacement correspond aux pastilles du circuit imprimé, il faudra: soit modifier ce dernier en conséquence, soit prendre un modèle à étriers mais qui ne pourra alors pas trouver sa place sur le circuit mais en dehors. Les deux DEL de notre maquette ont été soudées sur le circuit imprimé comme vous pouvez le voir sur la photo qui illustre le présent article. Ceci n'est pas une obligation et elles pourront trouver une bonne place sur la face avant du boîtier dans lequel vous insérerez votre montage.
Toutes les sorties de signaux et entrées des impulsions de commande s'effectuent sur des borniers à vis, moyen le plus pratique et le plus esthètique.
Le câblage des deux circuits achevés, il faudra passer à la mise en place des pi-

cots, là où ils sont représentés, sur le dessin d'implantation du circuit principal par des petits trous identifiés par des lettres.
Ces picots se trouvent dans le commerce sous forme de barettes sécables. Ils serviront à la fixation par soudure du circuit d'affichage.
Le résultat obtenu est une fixation solide, sans que l'on ait eu recourt à des équerres et des vis.
La face cuivrée sera parfaitement nettoyée, il faudra passer à la vérification des soudures, et s'assurer qu'il n'existe aucun court-circuit entre deux pistes voisines, ce qui pourrait être une cause de destruction d'un ou de plusieurs circuits intégrés.

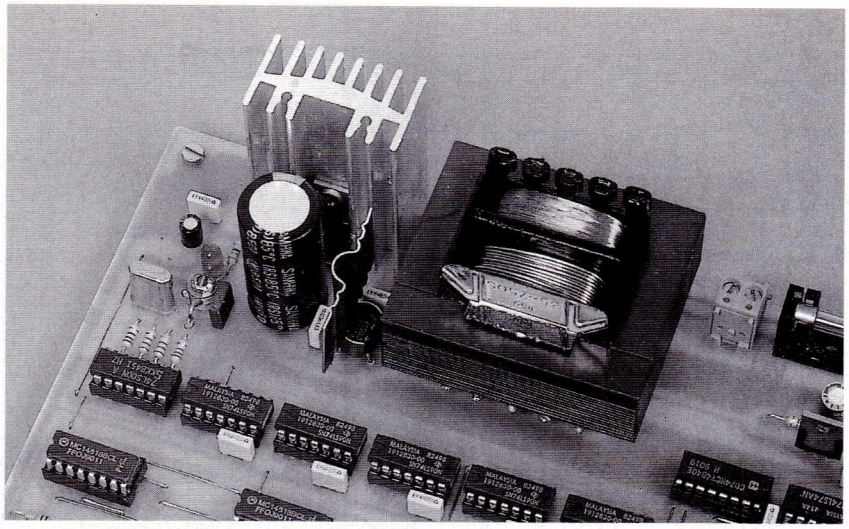


Figure 7 : CI affichage.

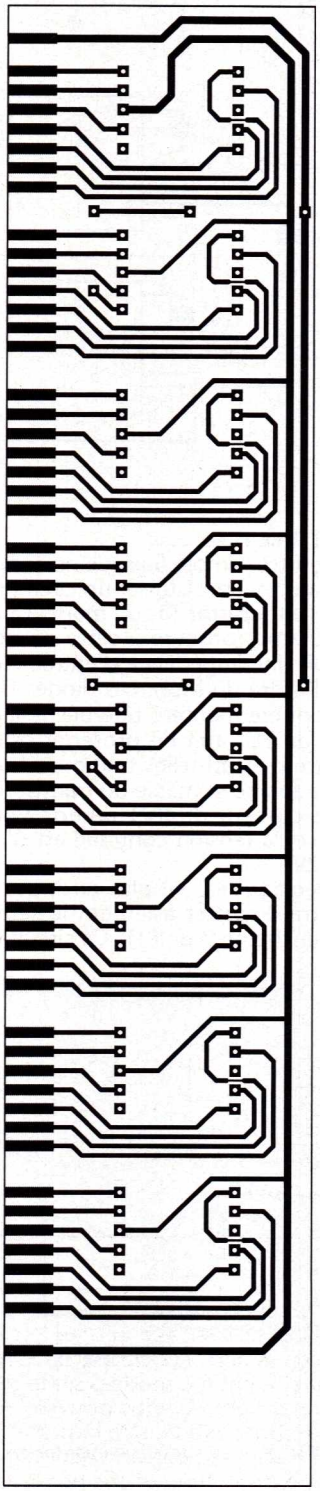
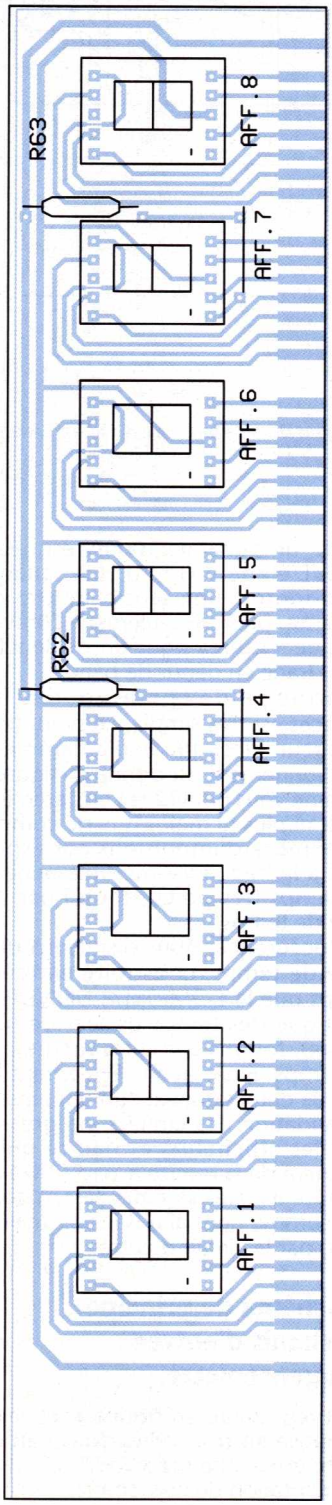


Figure 8 : et son implantation.



Les essais

Avant d'insérer chaque circuit intégré sur son support respectif, il convient de vérifier que les alimentations fournissent bien la tension espérée. Si tel est le cas, vous pourrez procéder à ces insertions, en faisant bien attention à l'orientation des CI qui n'est pas la même pour tous. Puis vous mettrez le circuit sous tension. Il doit fonctionner immédiatement, les règlages étant inexistants.
Injectez à l'entrée de comptage une fréquence basse (quelques Hz) et bien sûr, sous forme de signaux carrés compatibles TTL, afin de vérifier que tous les afficheurs indiquent bien tous les chiffres de 0 à 9, et ce, dans le bon ordre.
Pour ce faire, vous devrez maintenir pendant ce temps l'entrée de validation de l'affichage à la masse. La dernière vérification consistera à relier un bref instant, et ce au travers d'une résistance de 4,7 kohms à 10 kohms, la ligne de RAZ (ou RESET) au +5 volts, pour constater la remise à zéro des compteurs. Les afficheurs DEL devront alors tous représenter le chiffre 0. Si un ou plusieurs afficheurs ne fonctionnaient pas correctement, les vérifications suivantes devront être effectuées dans l'ordre :
1/ s'assurer que les impulsions à comptabiliser sont présentes aux entrées de chaque compteur ;
2/ s'assurer que le code BCD est présent en chaque sortie des mêmes circuits ;
3/ si les deux premières conditions sont remplies, alors il faudra incriminer les décodeurs-drivers : vérifiez qu'aucune soudure n'a été omise sur ces circuits, ou qu'aucun court-circuit n'existe entre deux broches voisines ;
4/ en dernier lieu, il faudra procéder au remplacement du circuit.

L'ÉTAGE D'ENTRÉE POUR FRÉQUENCEMÈTRE

Notre étage d'entrée permet de traiter des signaux compris entre quelques Hz à 1GHz (1000MHz). Il dispose de deux étages d'entrée : l'un pour la B.F. et la H.F., et l'autre pour les V.H.F.-U.H.F.
La sensibilté d'entrée de l'étage H.F est d'environ 40mV à 5kHz, et diminue avec la montée en fréquence. Ainsi à

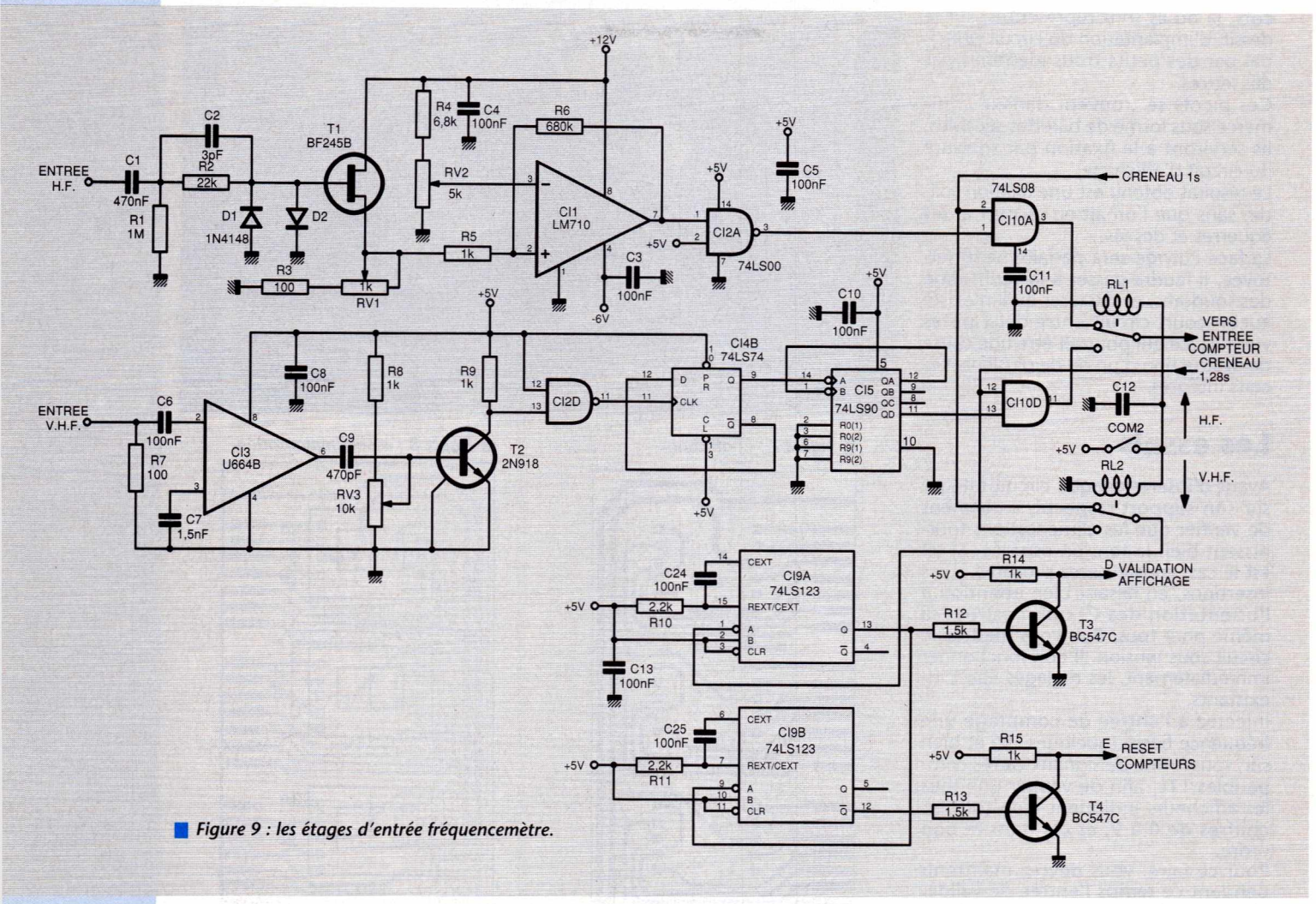


Figure 9 : les étages d'entrée fréquencemètre.

1MHz, un signal de 100mV est nécessaire. L'étage V.H.F.-U.H.F., quant à lui, dispose d'une sensibilité très importante, puisque seulement 10mV lui sont nécessaires pour un déclenchement franc en début de bande.

Le principe de la mesure des fréquences est très simple. Le synoptique du circuit ainsi que le diagramme de fonctionnement est donné en figure 1. Comme vous pouvez le constater, il ne s'agit ni plus ni moins que de compter un nombre d'impulsions correspondant à la fréquence mesurée pendant un temps très précis, fourni par une base de temps.

En l'occurence, nous disposons de la base de temps, construite en même temps que le COMPTEUR UNIVERSEL, ainsi que des temps de lecture (créneaux), fournis par cette même base de temps. Nous avons également besoin de deux signaux: l'un qui servira à la validation des circuits intégrés gérant les afficheurs, et l'autre qui se chargera de la remise à zéro (RAZ) des compteurs. Ces signaux seront générés, comme nous allons le voir maintenant, par le circuit d'entrée.

Le schéma de principe du circuit d'entrée fréquencemètre.

Il est représenté en **figure 9**, et se décompose en trois principales parties : l'entrée H.F., l'entrée V.H.F.-U.H.F. et l'alimentation de l'ensemble.

L'ENTREE H.F.

Elle est très simple puisque ne comportant qu'un transistor et un circuit intégré. Le transistor T1, un modèle à effet de champ, procure à cette partie du circuit une impédance d'entrée élevée (de l'ordre du MΩ). Les diodes D1 et D2 ont été montées tête-bêche à l'entrée du FET afin de protéger celui-ci contre d'éventuelles tensions élevées. Entre source et masse du transistor T1, et le curseur de RV1 amené vers la source, la tension continue est d'environ 2V.

Ce règlage sera vu plus tard, qui permettra d'ajuster finement le seuil de déclenchement de CI1. Ce circuit intégré est un comparateur très rapide, puisque qu'il fonctionne jusqu'à plus de 30MHz et son temps de montée est de 40ns. C'est un circuit ancien que l'on peut trouver très facilement chez la plupart des revendeurs de matériel électronique. Son fonctionnement dans l'étage qui nous intéresse est des plus simples : les signaux issus du transistor T1 arrivent sur son entrée non inverseuse par l'intermédiaire de la résistance R5.

Son entrée inverseuse, quant à elle, reçoit une tension continue issue d'un pont diviseur constitué de la résistance R4 et du potentiomètre ajustable RV2. Tant que le niveau des signaux sur

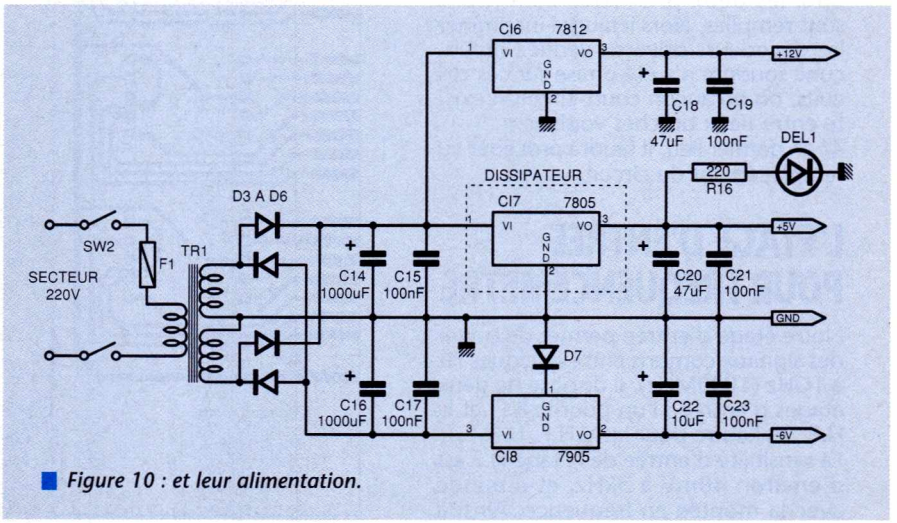
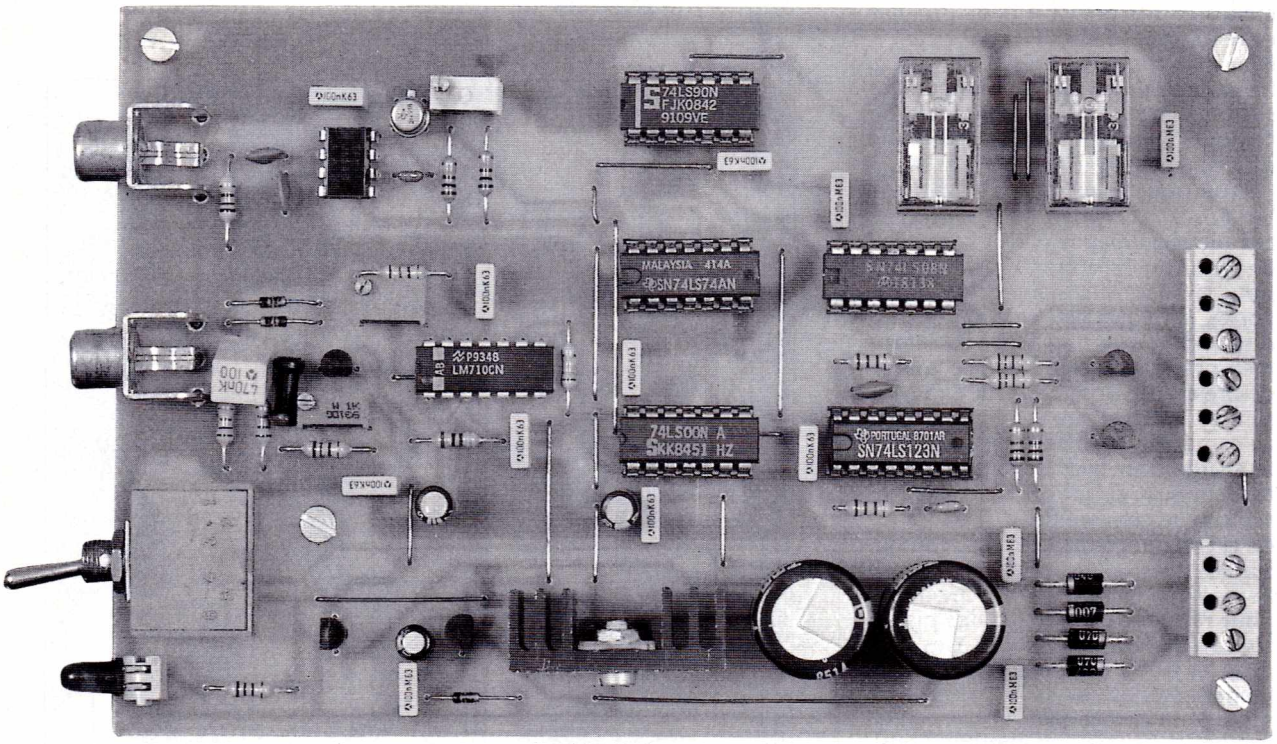


Figure 10 : et leur alimentation.

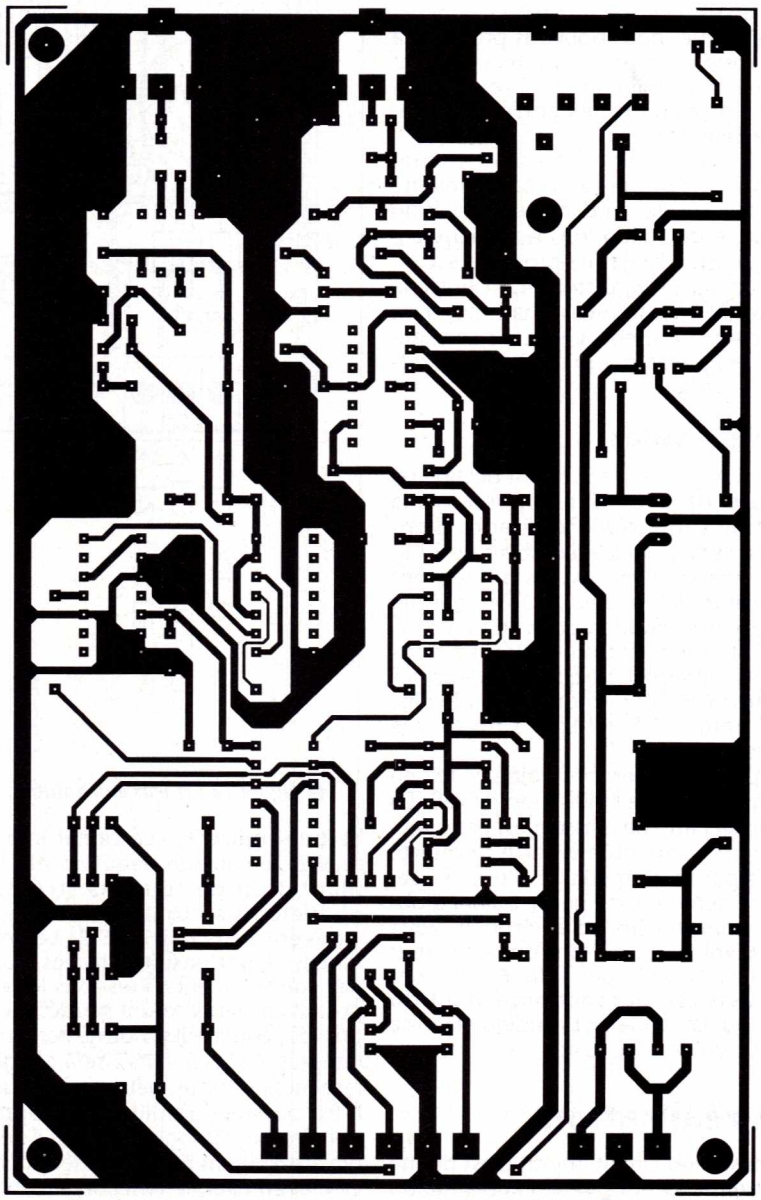


l'entrée + de IC1 n'atteint pas le niveau programmé sur son entrée -, rien ne se passe. Si ce niveau augmente jusqu'à atteindre le seuil, il se produit un basculement et la sortie du circuit passe au niveau haut.
On comprend mieux ainsi la sensibilité que l'on peut atteindre avec un tel procédé. La sortie de IC1 présente des niveaux de tension compatibles avec la logique TTL. C'est pourquoi nous avons pu la faire suivre directement par une porte NAND (CI2A) chargée de parfaire la mise en forme des créneaux.

L'ENTREE V.H.F.-U.H.F.

Elle fait appel à un circuit intégré spécialisé, le U664B qui est un prédiviseur U.H.F., utilisé surtout dans les synthèses de fréquence en télévision. Ses principales qualités sont sa grande sensibilité, la gamme de fréquence qu'il admet (40MHz à 1000MHz), et pour ne rien gâcher, son prix relativement bas et sa disponibilité
Sa sortie alimente via le condensateur C9, un transistor (T2) chargé de la mise à niveau des signaux. Son déclenchement est règlable à l'aide de la résistance RV3 qui amène le transistor à la limite de la conduction. Les signaux sont disponibles sur son collecteur, et seront mis en forme par la porte NAND de CI2.
Comme les signaux d'entrée de cet étage subissent une division par 64, et que le créneau de lecture en mode U.H.F. est de 1,28s, il est nécessaire de les diviser encore par 2 pour obtenir une division totale de 128. C'est ce que fait la bascule contenue dans CI4. La sortie Q barre de cette bascule est rebouclée sur l'entrée D, ce qui fait qu'à chaque front montant présent sur son entrée CLOCK, la sortie Q suit le niveau présent sur D. A ce niveau, nous obtenons des centaines de Hz. Le circuit suivant, un 74LS90, fait subir aux

Figure 11 : CI des étages d'entrée.



créneaux une nouvelle division, mais cette fois par 10.
Nous pourrons ainsi lire directement la fréquence en kHz sur le compteur. Les signaux provenant de la sortie de l'étage H.F. ou V.H.F arrivent sur l'une des entrées de deux portes AND (CI10A pour la H.F et CI10D pour la V.H.F.).
Les autres entrées reçoivent le créneau de lecture : 1s pour CI10A et 1,28s pour CI10D. Ainsi, en sortie de ces portes, la fréquence à mesurer ne sera disponible que pendant ces temps bien précis. Un relais, RL1, se charge de prélever le signal soit sur l'une des sorties, soit sur l'autre, pour l'envoyer au compteur. Un deuxième relais, RL2, se charge d'envoyer le créneau de lecture choisi au circuit CI9 qui génère les signaux de commande.
Ce circuit intégré possède deux monostables. Des relais ont été utilisés en lieu et place d'un simple inverseur pour réduire la longueur des pistes, toujours néfastes quand des fréquences élevées doivent y transiter. Le premier monostable (CI9A) déclenche sur le front descendant du créneau de lecture, et genère une impulsion positive qui, inversée par le transistor T3, servira à la validation de l'affichage, ce qui sera fait en portant la ligne concernée au niveau bas. Une fois cet affichage effectué, nous pouvons procéder à la remise à zéro des compteurs qui auront comptabilisé le nombre d'impulsions provenant des entrées du fréquencemètre.
Ceci sera fait par le deuxième monostable (CI9B) qui lui, sera déclenché par le front descendant de l'impulsion positive de validation des afficheurs. L'impulsion négative produite est inversée par le transistor T4, et porte la ligne de RAZ au niveau haut pendant un court moment. Les relais sont alimentés par la manoeuvre de l'inverseur COM2.

L'alimentation

Son schéma de principe est dessiné en **figure 10**. Elle est incorporée sur la platine supportant les étages d'entrées. Les tensions alternatives de 2 fois 12 volts sont redressées par le pont constitué des diodes D3 à D6, puis filtrées par les condensateurs C14 à C17. Trois tensions étant nécessaires, nous avons fait appel à trois régulateurs intégrés : CI6 pour produire le +12 volts, CI7 pour le +5 volts, et CI8 pour le -6 volts.
Un petit commentaire doit être fait en ce qui concerne l'utilisation de CI8. En effet, sa patte de masse n'est pas directement connectée à cette dernière, mais par l'intermédiaire d'une diode. Cette petite astuce permet alors d'obtenir une tension d'environ -6 volts (-5,6 volts) en utilisant un régulateur -5 volts. Le +12 volts et le -6 volts sont nécessaires au fonctionnement du LM710. La diode DEL1 indique la mise sous tension du circuit.

La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 11** et celui de l'implantation

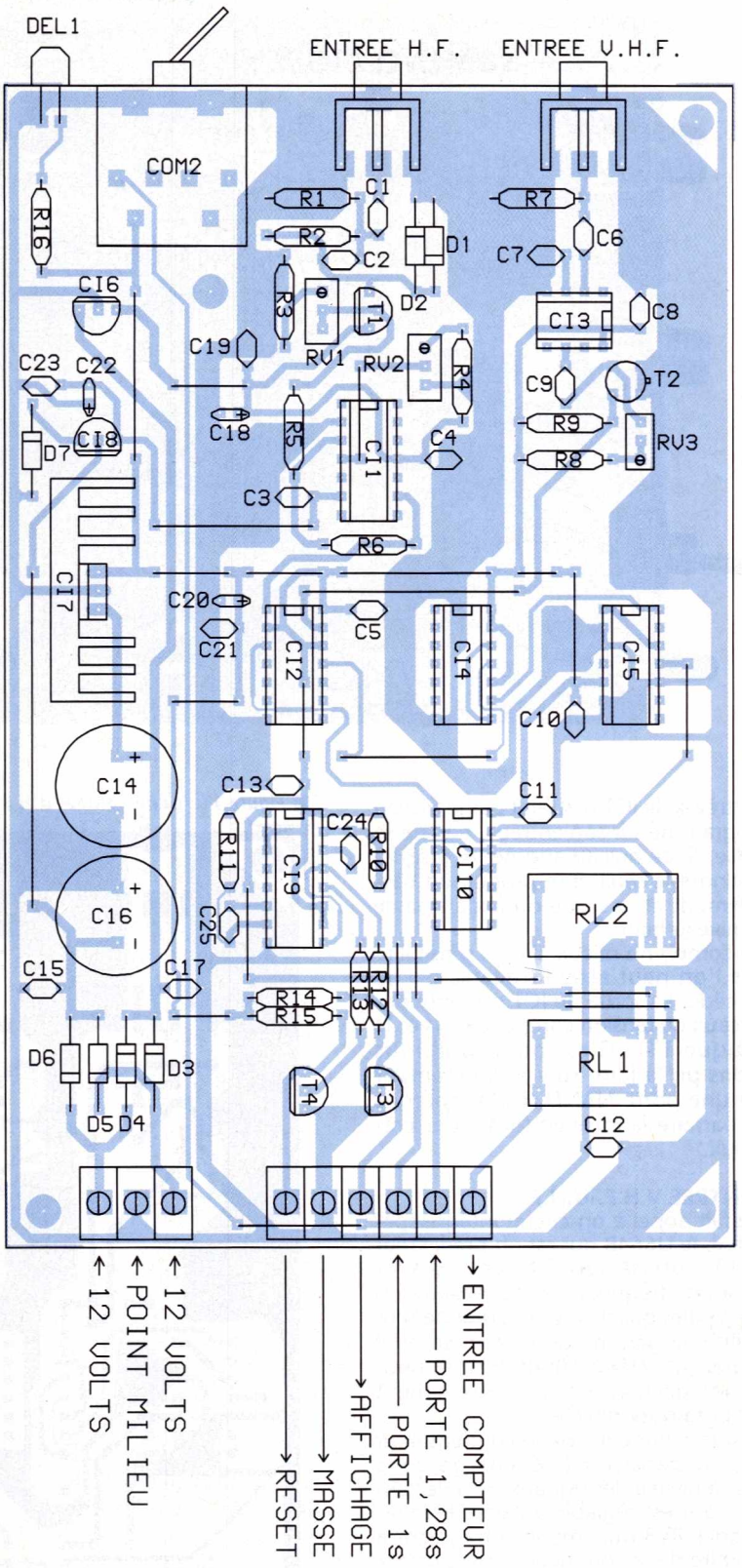


Figure 12 : et leur implantation.

l'est en **figure 12**. Le circuit imprimé réalisé, le câblage débutera par l'implantation de tous les straps, en n'omettant surtout pas ceux qui se trouvent sous CI1 et CI2. Les résistances seront ensuite placées, suivies des condensateurs. Puis tous les composants restants seront soudés y compris les régulateurs, hormis les circuits intégrés. CI7 (+5 volts), sera obligatoirement fixé sur un petit dissipateur.
Il est possible d'utiliser des supports pour les circuits logiques. Mais il ne faudra absolument pas en utiliser pour CI1 et CI3. En effet, le fonctionnement des étages d'entrées pourraient en être compromis étant donné les hautes fréquences qui doivent pouvoir être mesurées.
Tous les signaux entrant et sortant du circuit le seront à l'aide de borniers à vis, et ce à l'arrière du circuit imprimé.
Les signaux à mesurer seront injectés à l'aide de connecteurs RCA directement soudés sur la platine. Si vous ne trouvez pas à vous procurer le même modèle d'inverseur (COM2), vous devrez soit modifier le circuit imprimé, soit relier l'inverseur aux connexions prévues à l'aide de deux fils souples.

NOMENCLATURE :

Étage d'entrée

Resistances :

R1 : 1 MΩ
R2 : 22 kΩ
R3,R7 : 100 Ω
R4 : 6,8 kΩ
R5 : 1 kΩ
R6 : 680 kΩ
R8,R9,R14,R15 : 1 kΩ
R10,R11 : 2,2 kΩ
R12,R13 : 1,5 kΩ
R16 : 220Ω

Resistances ajustables :

RV1 : 1 kΩ
RV2 : 5 kΩ
RV3 : 10 kΩ

Condensateurs :

C1 : 470 nF
C2 : 3 pF
C3,C4,C5,C8,C10,C11,C12,C13,C15, C17,C19,C21,C23,C24,C25 : 100 nF
C6,C7 : 1,5 nF
C9 : 470 pF
C14,C16 : 1000 µF 35V ou plus
C18,C20 : 47 µF 16V
C22 : 10 µF 16V

Semi-conducteurs :

T1 : BF245B
T2 : 2N918
T3,T4 : BC547C
D1,D2,D7 : 1N4148
D3,D4,D5,D6 : 1N4001 à 1N4007
DEL1 : diode électroluminescente rouge

Circuits intégrés :

CI1 : LM710
CI2: 74LS00
CI3 : U664B (SIEMENS)
CI4 : 74LS74
CI5 : 74LS90
CI6 : régulateur intégré 7812
CI7 : régulateur intégré 7805
CI8 : régulateur intégré 7905
CI9 : 74LS123
CI10 : 74LS08

Divers :

TR1 : transformateur 2 fois 12 volts, 6VA
4 supports de circuit intégré 14 broches
1 support de circuit intégré 16 broches
3 borniers à vis à 3 entrées
2 connecteurs RCA pour circuit imprimé
1 interrupteur inverseur pour circuit imprimé
2 relais NATIONAL HB2 bobine 5V ou 6V
1 support de DEL
1 dissipateur pour boîtier TO220

Compteur

Resistances :

R1 à R56,R62,R63,R70 : 330 Ω
R57,R58 R59 R60,R61 : 10 kΩ
R64 : 1,5 kΩ
R65 : 6,8 kΩ
R66 : 100 Ω
R67 : 2,2 kΩ
R68,R69 : 470 Ω
R71 : 470 Ω

Resistances ajustables :

RV1: 4,7 kΩ

Condensateurs :

C1,C3,C17,C19 : 10 µF 25V
C15 : 4700 µF 25 volts
C2,C6,C7,C8,C9,C10,C11,C12,C13, C14,C16,C18,C20 : 100nF
C4 : condensateur ajustable 3 pF à 30 pF
C5 : 47 pF

Semi-conducteurs :

D1 : pont redresseur 2 ampéres 50 volts
DEL1,DEL2 : diodes électroluminescente rouges
8 afficheurs à cathodes communes type TDSR5160

Circuits intégrés :

CI1 à CI8 : CMOS 4511
CI9 à CI12 : CMOS 4518
CI13,CI15,CI16,CI17,CI18,CI19,CI20,
CI21 : 74LS90
CI4 : 74LS00
CI22 : 74LS74
CI23 :74HCT4040
CI24 : régulateur 7805
CI25 : régulateur ajustable LM317

Divers :

1 quartz 10 MHz
TR1 : transformateur 220V/9V 1,5A
F1 : porte fusible pour circuit imprimé avec fusible rapide 500 mA
10 supports de circuits intégrés 14 broches
13 supports de circuits intégrés 16 broches
COM1 : interrupteur bipolaire
12 borniers à vis barrettes sécable
1 boîtier

Les essais et les réglages

Il faudra d'abord connecter l'étage d'entrée du fréquencemètre au compteur universel, et vérifier le bon fonctionnement des relais RL1 et RL2 lorsque le commutateur COM2 est actionné. A l'aide d'un oscilloscope ou d'une sonde logique règlée sur impulsions, vérifiez la présence des signaux de validation d'affichage et de remise à zéro, à chaque flanc descendant du créneau de lecture. Si tel est le cas, vous pouvez passer à l'étape suivante qui consiste à régler les étages d'entrées.

Entrée H.F.

A l'aide d'un multimètre, et en règlant l'ajustable RV1, amenez la tension entre la source de T1 et la masse à 1,5 volts. Puis injectez un signal sinusoïdal d'environ 5kHz et de 50mV d'amplitude sur l'entrée. Si vous disposez d'un oscilloscope, branchez la sonde sur la broche 7 de IC1.
En manoeuvrant le potentiomètre ajustable RV2 dans un sens ou dans l'autre, des créneaux de 5 volts d'amplitude doivent apparaitre sur l'écran. Ces règlages seront effectués lentement, car le seuil de déclenchement du comparateur est très vite dépassé. Un ajustage légèrement plus fin peut être effectué à l'aide de la résistance ajustable RV1.
Ce stade une fois atteint, vérifiez la forme des signaux en sortie de la porte NAND CI2A. La sensibilité de l'entrée H.F. est d'environ 40mV à 5kHz. Elle diminue notablement avec l'élévation de la fréquence à mesurer. Si vous ne disposez pas d'un oscilloscope, les règlages devront s'effectuer en s'aidant de la lecture des afficheurs. Cela sera bien sûr beaucoup plus long et plus approximatif.

Entrée V.H.F.

A l'aide d'un petit émetteur dont la fréquence devra avoisiner les 30MHz (talkie-walkie ou émetteur de télécommande) et dont l'antenne sera approchée très près de l'entrée voire par une boucle, et en manœuvrant le potentiomètre RV3, vérifier sur les afficheurs l'affichage de la bonne fréquence.
Le bon règlage sera obtenu lorsque la fréquence affichée sera stable, et bien sûr identique à celle connue de l'émetteur. La sensibilité de cette entrée est inférieure à 10mV au début de la gamme. Elle décroît un peu avec la montée en fréquence des signaux mesurés. Son impédance d'entrée est de 50Ω.
Les deux gammes de fréquence mesurables à l'aide de cet étage d'entrée pour fréquencemètre se recoupent suffisamment pour parvenir à couvrir sans trou une bande s'étalant de quelques Hz à 1GHz (gigahertz). Il sera à même de rendre les meilleurs services pour peu que sa construction ait été menée avec un minimum de soin et en suivant nos conseils.

Patrice OGUIC

Trouvez en quelques secondes tous vos livres d'Informatique et d'Electronique

3615 LP RADIO

4 000 TITRES, 1 700 AUTEURS, 160 Éditeurs français et anglais.
DISPONIBLES SUR PLACE À LA LIBRAIRIE
Vente par correspondance, par Minitel, par Poste, ou

au 48.78.09.92

RÈGLEMENT : Chèque - C.B.

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Ouverture du Lundi au Samedi de 10 heures à 19 heures.

Liste des anciens numéros disponibles 24 F le n° franco de port

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Août 1993 n° 549
Au sommaire : Interca parallèle sur port série. Un interphone sans fil sur 224,5 MHz. Un convertisseur RS232 avec le 68HC705K1. Modules thermomètre et luxmètre pour multimètre. Une serrue codée à clavier. Poste de commande pour modélisme ferroviaire. Le DSP 56001 Motorola (fin). Les filtres MAXIM MAX 274/275. Applications des SSM 2120-2122 Analog Devises. Les circuits intégrés ERP. Les périphériques programmables 3,3 WSI. Préparation des tables Roland au phototraçage.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Septembre 1993 n° 550
Au sommaire : Carte d'entrée pour filtrage dynamique. Alimentation 2x40 V - 3A programmable. Programmateur domestique à 68HC811E2. Chronomètre évolutif avec le 68705P3. Décodeur sept segments sur mesures. Emetteur vidéo FM pour vidéosurveillance. L'électricité statique et les problèmes de DES. Le générateur de signaux arbitraires Fluke PM5150. Applications des périphériques programmables PSD3XX. Le régulateur PWM monolithique HIP 5061. Isis Designer et Illustrator : la D.A.O. de A à Z. La carte pour développements 12C RMS 10 Socavel. Le Symposium TV 93 de Montreux. Fiche décodage RC5 détachable, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Octobre 1993 n° 551
Au sommaire : Carte de contrôle numérique pour alimentation. Circuit de commande de moteurs pas à pas. Multimètre audio encartable. Convertisseur parallèle-série et prise midi. Carte fréquencemètre pour compatible PC. Récepteur de télécommande IR. L'access bus : l'interconnexion facilitée. L'oscilloscope 2 x 60 MHz bi-Wavetek 9016. Les microcontrôleurs Risc Pic 16CXX. IGBT : quelle génération choisir ? Principes de fonctionnement du GPS. Gestion de plusieurs interfaces série, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Novembre 1993 n° 552
Au sommaire : Convertisseur 12 V haute tension. Application à une lampe anti-moustique. Carte d'étude pour 8052 AH. Prolongateur de bus PC® pour cartes Add-on. Deux alimentations 21 V à piles. Sonde d'affichage espion 8 bits. Interface analogique opto-isolée pour contrôle d'alimentation. Etude des filtres en double T. L'enregistreur thermique Gould TA11. Circuit base de temps horaire avec le PIC 16C54. Le décapage des résines époxy. La carte d'interface universelle ADS232. Gestion des codeurs incrémentaux, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Décembre 1993 n° 553
Au sommaire : Un Booster 2 x 40 W avec le TDA 1560 Q. Récepteur FM vidéo 430 MHz. Programmateur de 68 HC705 J2. Circuit intégré pour onduleur de tension. Carte voltmètre pour PC. Compresseur-limiteur L8TC. L'accès-bus : le protocole. La synthèse digitale directe et les générateurs arbitraires. Le jeu d'instructions des microcontrôleurs RISC PIC 16CXX. Fabrication des cathoscopes couleur Philips à Dreux. Prologic : le mode d'emploi. La simulation des circuits à tubes avec Intusoft Spice. Le sept : dix ans de cartes à puce. Génération de signaux périodiques par microcontrôleur, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Janvier 1994 n° 554
Au sommaire : Carte générateur de fonctions 200 kHz. Ensemble de transmission BF par multiplex. Testeur de 68705P3. Circuit décodeur pour cartes d'extension. Bornier domotique 8 entrées. Carte d'interface de commandes PC. Effaceur d'EPROM. Mémo : convertisseur V → DB et DB → V. Composants et outils Access.bus. Le Tekmeter THM565 Tektronix. Les PIC 16CXX Microchip : mise en œuvre. Application des amplis de transconductance au filtrage. Les tubes à cathodes imprégnées. Comment choisir son programmateur. Saisie de schémas et routeur Tango. ERP et la domotique. Le salon cartes 93. Programmation des EEPROM série, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Février 1994 n° 555
Au sommaire : Récepteurs VHF AM et FM à résonateurs en 433MHz. Interface de puissance pour moteur C.C. Préamplificateur et phasing pour instruments. Convertisseur série-parallèle réversible. Liaison vidéo en bande de base sur paire torsadée. Domesticus : le bornier huit sorties Tor. Cinq oscillateurs à pont de Wien pour le test. Un circuit dédié pour le décodage de commandes par tonalités. Les FPGA : l'ensemble de développement Xilinx. Isspice en acquisition et traitement de données. L'outil de développement picstart pour pic 16CXX. Des «mini» 80C51 : les 87C750, 751 et 752. L'ensemble de CDAO schéma et routage KADS-CAC S3600. La réception radio numérique et le HSP 50016, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Mars 1994 n° 556
Au sommaire : Analyseur de spectre BF à DSP 56001. Générateur de signaux BF, numérique. Liaison audio HF sur 36 MHz. Trois petits convertisseurs inverseurs DC-DC. Domesticus : la carte PC → I2C. Phasemètre numérique 200kHz.Fonctionnement d'une souris Access Bus. L'oscilloscope numérique couleur Gould 500. Les afficheurs en matrice de LED multiplexés. Le circuit de surveillance de tension MB 3793. Boardcapture : le complément de Boardmaker. Le CD ROM Siemens. Opérations arithmétiques sur microcontrôleurs 8 bits, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Avril 1994 n° 557
Au sommaire : Émetteur TV 500MHz en AM. Générateur d'impulsions 100ns-1s. Ensemble de filtres passe-bande audio paramétrables. Carte d'interface PC → I2C pour tests. Deux alimentations 5V PWM à piles. Récepteur-transcodeur RC5-I2C. Domesticus : le satellite général. Horloge AC Clock : remplacer l'ICM7218E. Initiation au Grafcet : l'atelier logiciel pour domesticus. Le multimètre RMS vrai APPA 205. Les circuits enregistreurs ISD25XX. Les circuits de commande de pont HIP 4080 et 81. Proteus : de la saisie au routage par la situation. Un décodeur télétexte «turbo», 500 pages, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Mai 1994 n° 558
Au sommaire : Amplificateur CMS UHF 500 mV. Étage d'entrées stéréo universel. Adaptateur thermométrique à sonde Pt 100. Décodeur d'impulsions EJP EDF. Terminal portable. Quatre alimentations secteur sans transfo. Domesticus : le bornier mixte d'entrées-sorties. Les traitements numériques en audio. Le banc de mesure audio Neutrik A2. Les circuits jauges de batteries. Le système modulaire techno CMS Primelec. Le logiciel d'évaluation d'EEPROM Microchip. Affichage VGA sur téléviseur. Synthèse des fonctions sinusoïdales sur Microcontrôleur, etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Juin 1994 n° 559
Au sommaire : Récepteur VHF-AM microcontrôlé. Amplificateur différentiel 50 mV - 500V RMS vrai. Avertisseur de surintensité pour délestage. Régie de commutations audio. Espion I2C. Domesticus : l'horloge à afficheurs géants. Télécommande DTMF quatre canaux. Convertisseur 5V élévateur-abaisseur. Alimentations PC : comment éviter la catastrophe. Les traitements numériques en audio (2). Outil de développement pour 8XC75X. La CEM et les champmètres CA41-43 Chauvin Arnoux. Le processeur dynamique That 4301. Le Stamp Basic Microchip. Dacim 4 : un précurseur remis au goût du jour. Synthèse de la fonction Arc-Tangente sur µC. etc.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS
Juillet 1994 n° 560
Au sommaire : Conception et réalisation de ballasts électroniques 230V. Récepteur large bande AM/FM 0 à 900MHz. Centrale de distribution audio pour enregistreurs. Interface I2C pour port parallèle. Domesticus : liaison PC-Minitel RS422. Milliohmmetre de précision. Convertisseur 12V - 300V DC sans transformateur. Les ADC 10/12 de Picotechnology. Applications du «Stamp» Microchip. Pads Logic + Perform : la CAO professionnelle. KPTC : Le traducteur Pascal/C. Conversion binaire - BCD et BCD - binaire etc.

RADIO PLANS

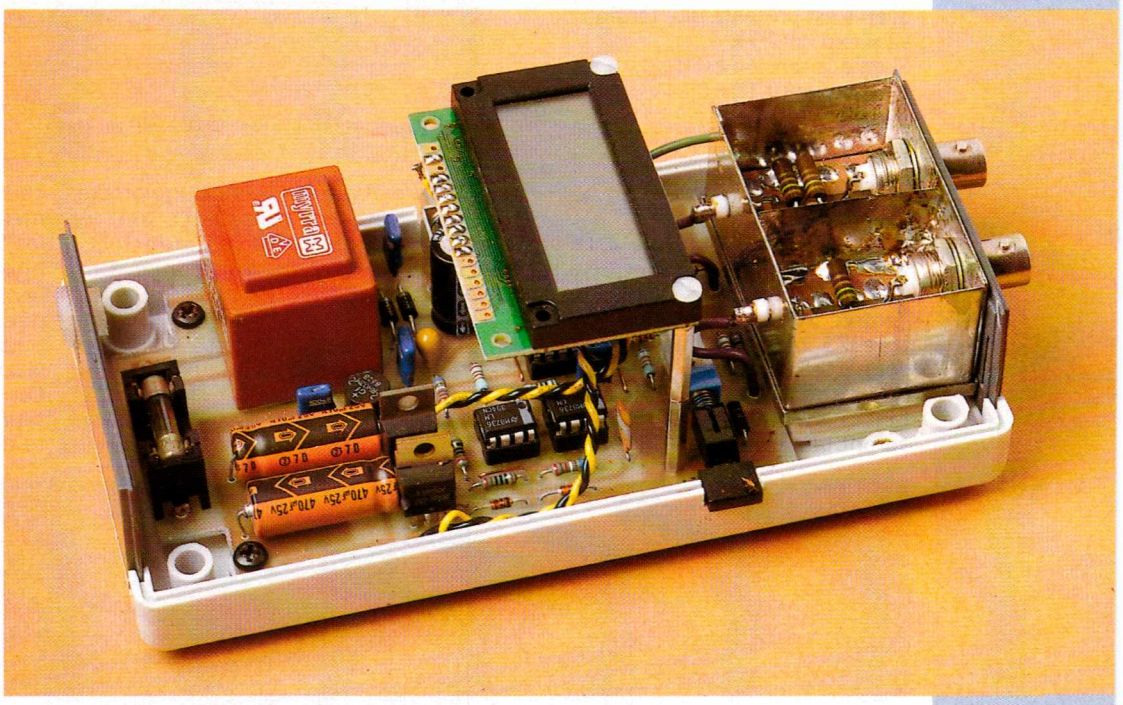
EN CADEAU : Pour l'achat de la série complète des 12 derniers numéros du magazine, Electronique Radio-Plans vous offre 1 disquette avec les logiciels EMUL 2 et Télénews.
Disponible au comptoir de vente ou par correspondance à :
Electronique Radio-Plans, 2 à 12, rue de Bellevue - 75940 Paris Cedex 19.

BULLETIN DE COMMANDE

à retourner accompagné de votre règlement libellé à l'ordre de :
Electronique Radio-Plans, service abonnement, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
❑ Chèque bancaire ❑ CCP ❑ Mandat ❑ CB (à partir de 100 F)

Veuillez me faire parvenir les n° suivants ..... x 24 F = ... F
Nom ..... Prénom .....
Adresse .....
⊔⊔⊔⊔ Ville .....
VISA ⊔⊔⊔⊔ ⊔⊔⊔⊔ ⊔⊔⊔⊔ ⊔⊔⊔⊔ Signature :
date d'expiration ⊔⊔⊔

UN MILLIWATTMÈTRE H.F. 1mW à 10W (0 à + 40 dBm)



Malgré une relative simplicité apparente, cet appareil connecté en sortie d'un générateur ou d'un émetteur H.F. indiquera avec précision la puissance de sortie de l'appareil connecté. La lecture s'effectuera directement sur un affichage à cristaux liquides et donnera la puissance en milliwatts. Nous avons dit simplicité apparente car si le prélèvement des signaux H.F., V.H.F., et U.H.F. ne posent pas de gros problèmes, il faut malgré tout rester adapté, il en va autrement des circuits électroniques chargés de traiter ces signaux. En effet, les tensions H.F. redressées et filtrées donnent une tension continue qu'il convient d'élever au carré afin d'obtenir la valeur de la puissance du signal injecté à l'entrée de l'appareil.

Il existe bien évidemment des circuits intégrés dédiés à ce type d'opérations mathématiques tels les circuits spécialisés de chez ANALOG DEVICES (AD538AD, AD532, AD533JD, AD534) qui permettent la majorité des opérations algèbriques : élévation au carré, calculs exponentiels, calculs logarithmiques, division et extraction de racine. Cela aurait considérablement simplifié la conception de la platine puisque seulement quelques composants externes auraient alors été nécessaires.
Seulement, ces circuits sont exceptionnellement chers, et c'est ce qui nous a fait choisir une autre solution. Le principe retenu est celui dont le schéma global est représenté en **figure 1**. Il utilise une propriété que présente le transistor et qui est la relation logarithmique entre le courant du collecteur et la tension base-émetteur.
Cette relation est cantonnée à une plage relativement limitée du transistor en fonctionnement. La caractéristique courant-tension, et ce, en petits signaux, est définie par la formule :
ic = - α. ie
et ie = Isat. exp (- e. Vbe/kT)
où Isat = courant de saturation inverse
k = constante de Boltzman
q = charge de l'électron
T = température absolue
A 25°C, on obtiendra la relation simplifiée :
ic = - Isat. exp (- 40Vbe)
Le schéma de la figure 1 montre distinctement les deux modules utilisés afin d'élever au carré la tension d'entrée e>0. Le premier de ces modules est un module logarithmique qui utilise un transistor bipolaire dans son circuit de contre-réaction. La tension d'entrée sera toujours supérieure à 0. Nous obtiendrons donc, pour une variation linéaire de la tension d'entrée, une variation logarithmique de la tension de sortie.
La résistance R ajuste le courant d'entrée. La tension e étant égale à Ri et i étant égal à Is exp(-40s1), nous obtenons :
e/R = Is exp (-40s1) ou
e/RIs= exp (-40s1)
En prenant le logarithme népérien de chaque terme :
-40s1 = Ln e/RIs
$\Rightarrow$ s1 = -1/40 Ln e/RIs
Le module logarithmique présentant un gain de 2 (ajustable par la résistance RV1), alors la tension de sortie s1 sera égale à 2Ln(u), soit Ln(u^2). Le mo-

dule exponentiel, quant à lui, présente dans son entrée un transistor bipolaire et l'on peut donc écrire :
e = -Vbe
s2 = RIs exp(-40 . e)
Donc si la tension est de 1V à l'entrée de l'amplificateur logarithmique et que ce dernier présente un gain de 2, on aura sur la sortie s2 :
$s2 = \exp \mathrm{Ln}(1^2) = 1$
Si en e est présente une tension de 2V :
$s2 = \exp \mathrm{Ln}(2^2) = 4$
Si en e la tension est de 0,1V :
$s2 = \exp \mathrm{Ln}(0,1^2) = 0,01V$

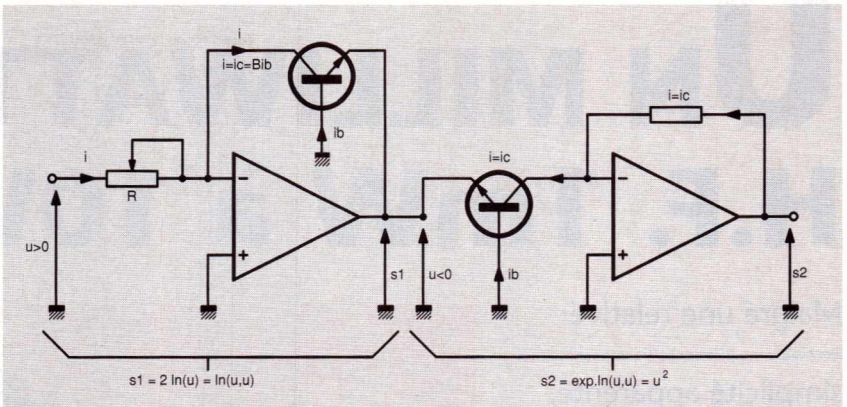


Figure 1 : principe de l'élévateur au carré.

Le schéma de principe

IL est représenté en **figure 2**. Le prélèvement des signaux s'effectue à l'aide de deux connecteurs BNC : l'un pour l'entrée 50 ohms et l'autre pour l'entrée 75 ohms. A la sortie de ces connecteurs sont situées les capacités de liaison (C1 et C4), puis les résistances adaptatrices d'impédance qui auront une valeur de 150 ohms et qui seront du type au carbone aggloméré, détail très important car ce sont les seules qui ne soient pas inductives. Elles seront d'une puissance d'un demi-watt.
Il faudra en placer trois en parallèle pour l'entrée 50 ohms et 2 pour l'entrée 75 ohms. Les signaux H.F. sont ensuite redressés par les diodes D1 et D2, puis filtrés par les condensateurs C2, C3, C5 et C6. La totalité de ce circuit sera placée dans un petit coffret métallique qui asssurera le blindage, et les tensions continues seront disponibles sur deux by-pass. A ce niveau, les tensions continues sont acheminées vers deux diviseurs : 1/10ème pour la sortie 50 ohms et 1/12,20 pour la sortie 75 ohms.
On mesure en effet la valeur crête du signal Uc (à la chute de tension directe de la diode près) et l'on sait que :

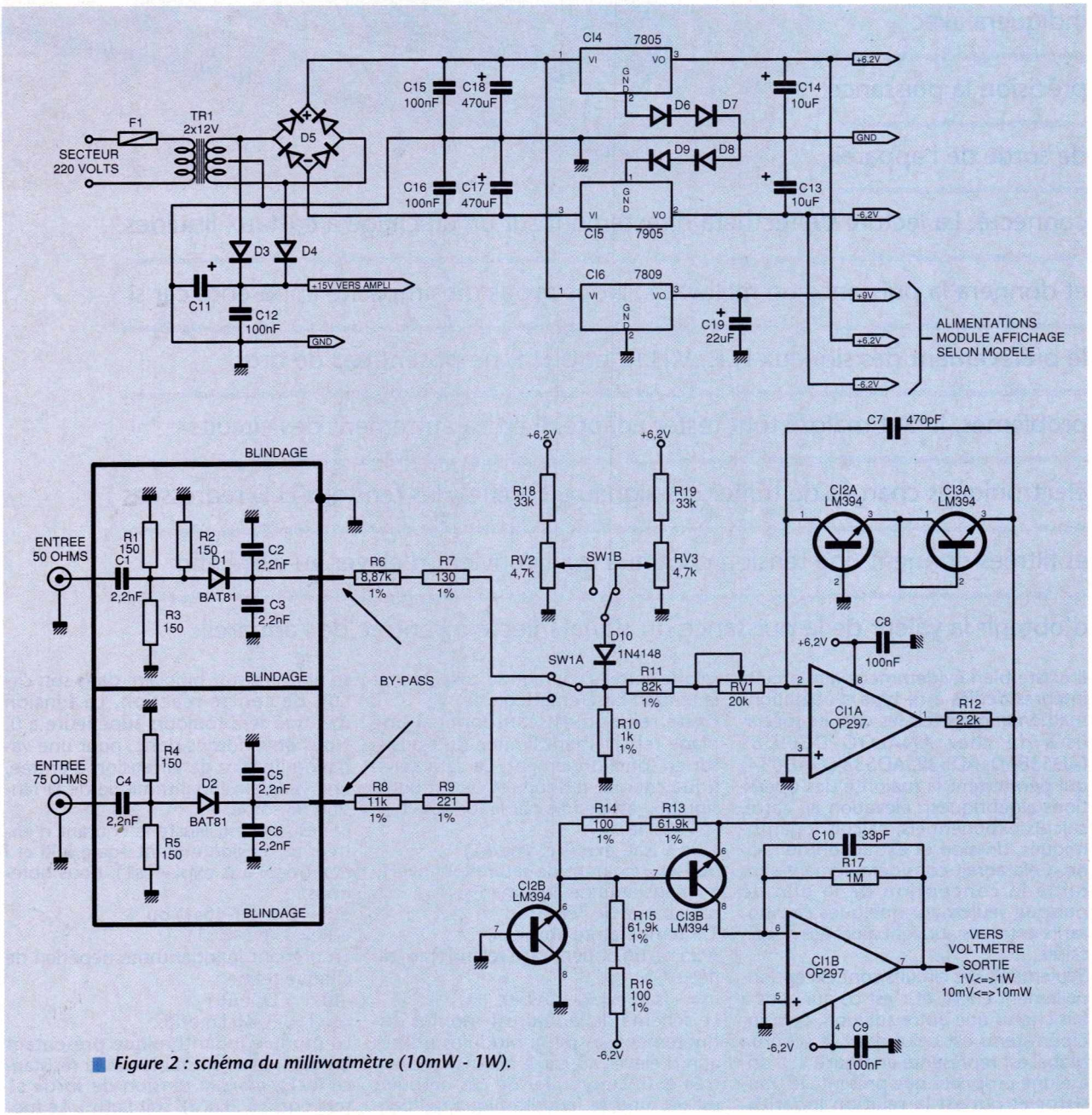


Figure 2 : schéma du milliwatmètre (10mW - 1W).

Urms = Uc/1,414 ce qui donne sur 50 ohms :
$P = (Urms)^2 / 50 = (Uc/1,414)^2 / 50$
$P = (Uc)^2 / 100 = (Uc / 10)^2$
et sur 75 ohms :
$P = (Urms)^2 / 75 = (Uc/1,414)^2 / 75$
$P = (Uc)^2 / 150 = (Uc / 12,20)^2$
Ces tensions sont ensuite élevées au carré afin d'obtenir directement la lecture en watts sur un voltmètre qui pourra être un modèle 1000 points. On obtiendra 1000 mV pour 1 watt et 10 mV pour 10 milliwatts.
Cette dernière valeur sera la valeur limite inférieure au-dessous de laquelle on ne pourra pas descendre. Cela est dû à la tension de seuil de la diode de détection Les résistances constituant ces atténuateurs devront être de précision puisque c'est d'elles que dépendra en partie la précision de l'appareil.
Les sorties de ces diviseurs parviennent à l'inverseur SW1 qui permettra de sélectionner l'entrée souhaitée. Le commun de cet inverseur est connecté à la résistance d'entrée de l'amplificateur logarithmique, lequel donnera en sortie, comme nous l'avons vu plus haut, le logarithme népérien du carré de la tension d'entrée ($Ln(u)^2$).
Le gain de cet étage sera réglé par la résistance RV1 qui fixe le courant d'entrée, et ce sera d'ailleurs le seul réglage à effectuer. L'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel CI1A est reliée à la masse.
Un réseau résistif destiné à apporter une certaine compensation de la chute de tension introduite par les diodes D1 et D2 a été prévu.
Ce sont les résistances R18 et R19 et les ajustables RV2 et RV3 qui fixeront les tensions de compensation que la diode D10 se chargera d'amener à l'entrée de l'amplificateur opérationnel. Cette tension sera d'une valeur de 50mV pour l'entrée 50 ohms (500mV/10) et d'une valeur de 40mV pour l'entrée 75 ohms (500/12,20).
Les transistors utilisés dans le réseau de contre-réaction de l'AOP proviennent chacun d'un boîtier intégrant deux paires de transistors parfaitement appariés.
Le transistor restant de chaque circuit est utilisé dans le second étage qui est l'amplificateur exponentiel. Comme nous l'avons vu dans la formule définissant la caractéristique courant-tension du transistor, le facteur température T joue un rôle prépondérant. Il faut donc y apporter une certaine compensation. C'est le rôle joué :
- dans le circuit de contre-réaction de CI1A, par le transistor de CI3 mis en série avec celui de CI2,
- dans l'entrée de CI1B, par le transistor de CI2 mis dans la base du transistor de CI3. La sortie de CI1B alimente (convertisseur courant-tension) le module d'affichage qui pourra être un modèle 1000 ou 2000 points.

L'amplificateur de mesure

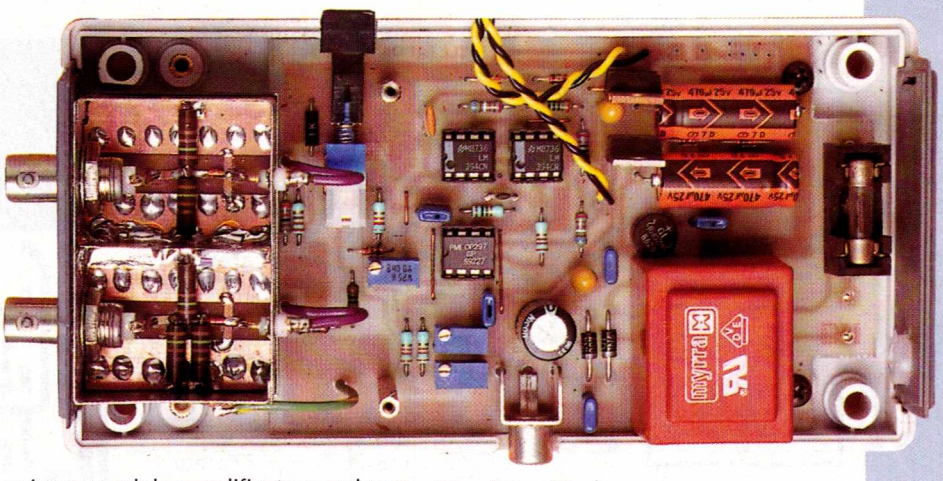
Si la puissance appliquée à l'entrée du milliwattmètre est insuffisante (inférieure à + 10 dBm), la mesure sera impossible à effectuer. Il a donc fallu prévoir un module amplificateur qui permettra l'augmentation du niveau du signal avant de l'appliquer à l'appareil pour obtenir des mesures à partir de 0 dBm. Le schéma de cet amplificateur (10dB) est donné en **figure 3**.
A cette fin a été utilisé un amplificateur intégré de type MAV11, qui permet d'obtenir un module compact et de bonnes caractéristiques. Le MAV11 fonctionne parfaitement jusqu'à plus de 1GHz, et est alimenté par une tension maximale de 5,6V sous un courant de 60mA. L'amplification maximale du circuit est de 11,5dB à 1000MHz.
Mis à part le régulateur de tension, il ne nécessitera, pour sa mise en oeuvre, que quatre composants externes : 2 condensateurs de couplage, 1 self de choc et une résistance de polarisation qui permettra, par son réglage, d'ajuster le gain en puissance du module amplificateur à 10dB.

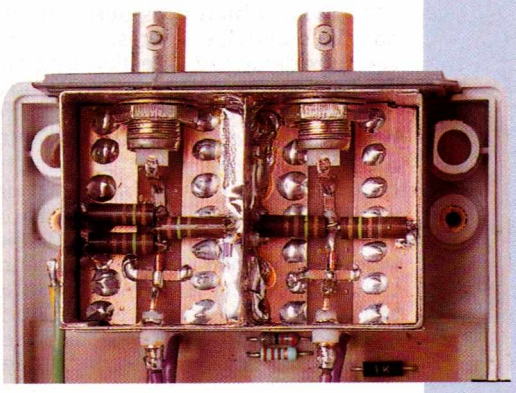
Les modules atténuateurs de puissance (figure 4).

Comme nous venons de voir qu'il peut être nécessaire d'augmenter la puissance avant de pratiquer la mesure, il peut également s'avérer nécessaire de diminuer cette puissance si elle dépasse 1W. Pour celà, des modules atténuateurs sont obligatoires.
L'un et l'autre feront subir au signal une atténuation de 10dB, mais sous une impedance différente (50 ohms et 75 ohms). Le calcul de ces atténuateurs est simple: la puissance appliquée à l'entrée sera de 10W, la diminution de tension devra alors être égale à racine de 10, soit 3,16. Nous aurons donc bien une atténuation de 20 X log 3,16 = 10dB. Les résistances utilisées pour ces atténuateurs seront obligatoirement des modèles au carbone aggloméré qui ne sont pas inductifs. Les valeurs de ces dernières obtenues après calculs, ne sont pas des valeurs appartenant à une série standard. Elles seront donc obtenues par mise en parallèle de plusieurs résistances. Les réseaux résistifs seront des cellules en T. Les valeurs des résistances seront les suivantes :
- atténuateur 10dB en 50 ohms :
R1 = R3 = 26 ohms
R2 = 35 ohms
- atténuateur 20dB en 50 ohms :
R1 = R3 = 41 ohms
R2 = 10 ohms
- atténuateur 10dB en 75 ohms :
R5,R6 = 39 ohms
R4 = 51 ohms

LA REALISATION

Le dessin du circuit imprimé de l'étage d'entrée est donné en **figure 5** et celui du module milliwattmetre l'est en **figure 6**. On se servira des dessins d'implantation donnés en **figure 7** pour exécuter le câblage.
La platine imprimée de l'étage d'entrée est en époxy double face dont seule la face supérieure sera insolée. La face inférieure sera gardée entièrement cuivrée afin d'assurer un plan de masse





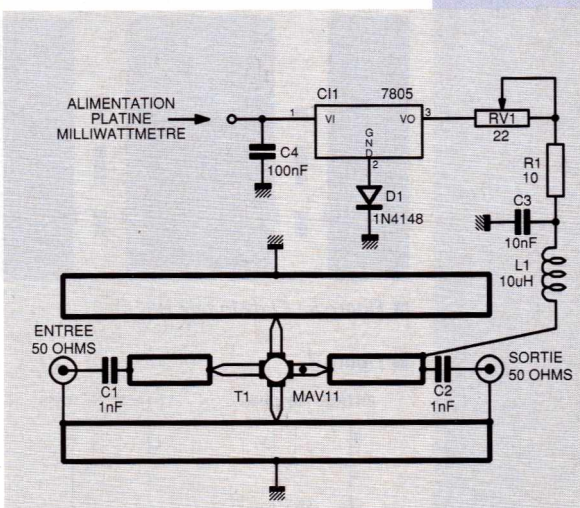


Figure 3 : l'ampli 10 dB (puissance) 1 GHz sous 50Ω (compression à + 15 dBm).

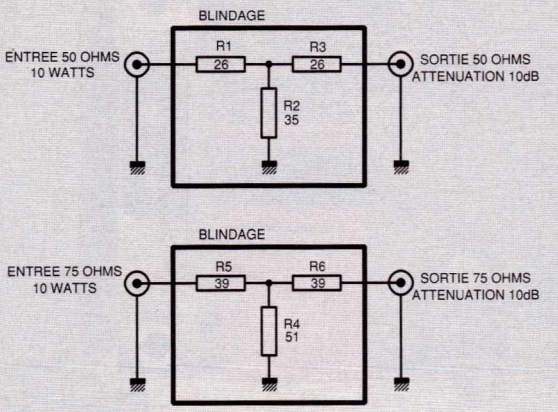


Figure 4 : les atténuateurs.

convenable. Il ne faudra donc le percer qu'aux endroits où un fil soudé des deux côtés traversera la platine. Une fois câblée, cette partie sera insérée dans un boîtier métallique qui assurera son blindage. Les sorties se feront sur des by-pass (traversées) en téflon. Les condensateurs de découplage et de filtrage des entrées seront des modèles CMS (1206) bien plus performants dans les hautes fréquences.
Les deux diodes de détection sont des modèles schottky de type BAT81 qu'il ne faudra pas remplacer par un autre type. La platine du module milliwattmètre supporte également son alimentation. Il a été prévu l'implantation possible d'un régulateur de tension +9V (CI6) pour l'alimentation du voltmètre si ce dernier l'exige. Si son fonctionnement nécessite une alimentation symétrique (comme celui dont nous nous sommes servi) deux prises ont été prévues et sont représentées sur le dessin de l'implantation.
Ces modules afficheurs possèdent pour la pluspart une sensibilité de 100mV ou 200mV. Il faudra donc prévoir un diviseur de tension par 10 qui sera directement câblé au dos du module. Les résistances utilisées pour ce diviseur seront bien sûr des modèles de bonnes tolérances (0,5% ou 0,1%). Le dessin du circuit imprimé de l'amplificateur de mesures est donné en **figure 8** et le dessin de l'implantation en **figure 9**. Comme pour l'étage d'entrée, le circuit imprimé sera en double face et les composants seront soudés sur le dessus de la platine, le dessous servant de plan de masse et restant cuivré. Les seuls perçage a effectuer seront pour les traversées qui seront soudées de part et d'autre.

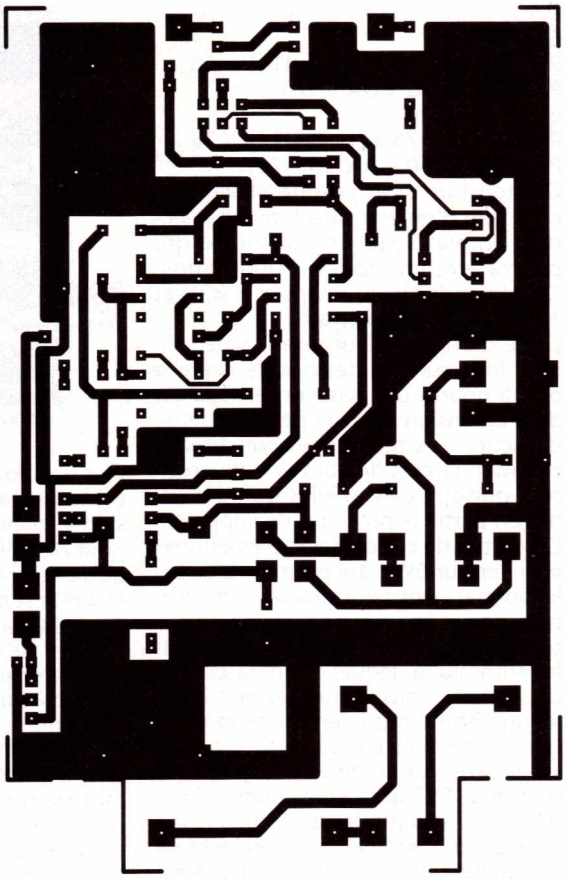


Figure 6a : CI de la carte mère milliwattmètre.

Les réglages et les essais

Après les vérifications d'usage, on connectera le circuit au secteur. On vérifiera la présence des deux tensions d'alimentation (+6,2V et -6,2V à + ou - 5%). En connectant un multimètre en sortie de la diode D10 (jonction avec R10, R11 et SW1A), on ajustera RV2 et RV3 afin d'obtenir respectivement 40mV et 50mV. On injectera ensuite une tension de 500mV (position 50 ohms) à l'entrée du pont diviseur R6-R7-R10 et l'on règlera RV1 afin de lire 10mV sur l'afficheur. On augmentera cette tension à 5V et l'on vérifiera que l'on obtient 250mV.
Au besoin, retoucher légèrement RV1. On effectuera la même opération sur la position 75 ohms, mais cette fois en portant la tension d'entrée du diviseur à 0,73V (R8-R9-R10). On devra alors lire 10mV sur le voltmètre.

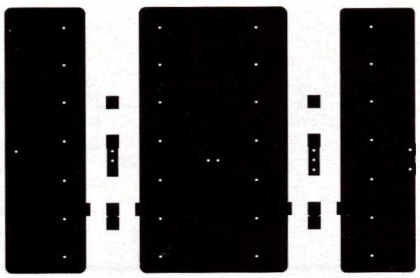
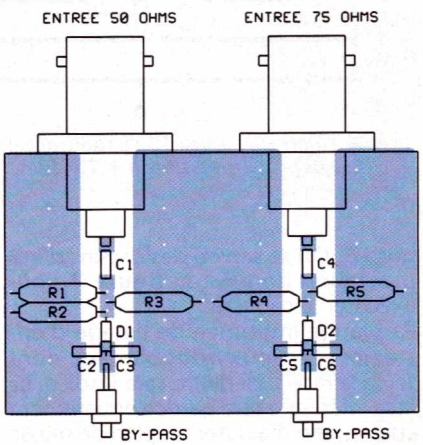
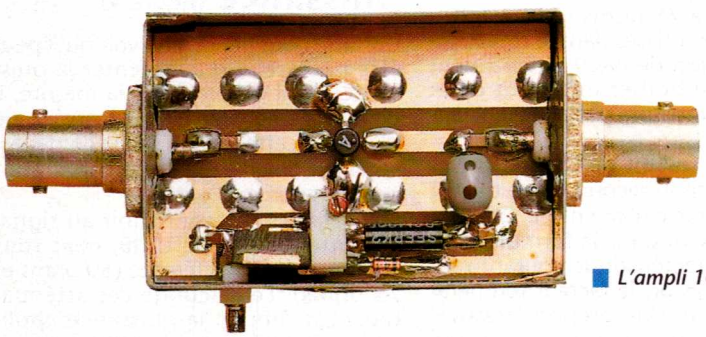


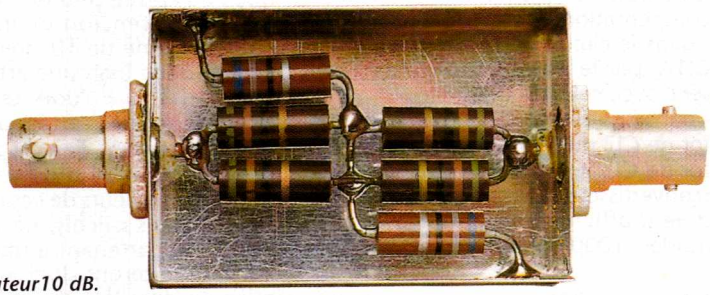
Figure 5 : CI de la tête HF.

Figure 7





L'ampli 10 dB.



Un atténuateur10 dB.

Conclusion

A l'aide de ce petit milliwattmètre on peut accéder au minimum de ce qui est nécessaire pour effectuer des mesures dans la bande 50 MHz à 1 GHz

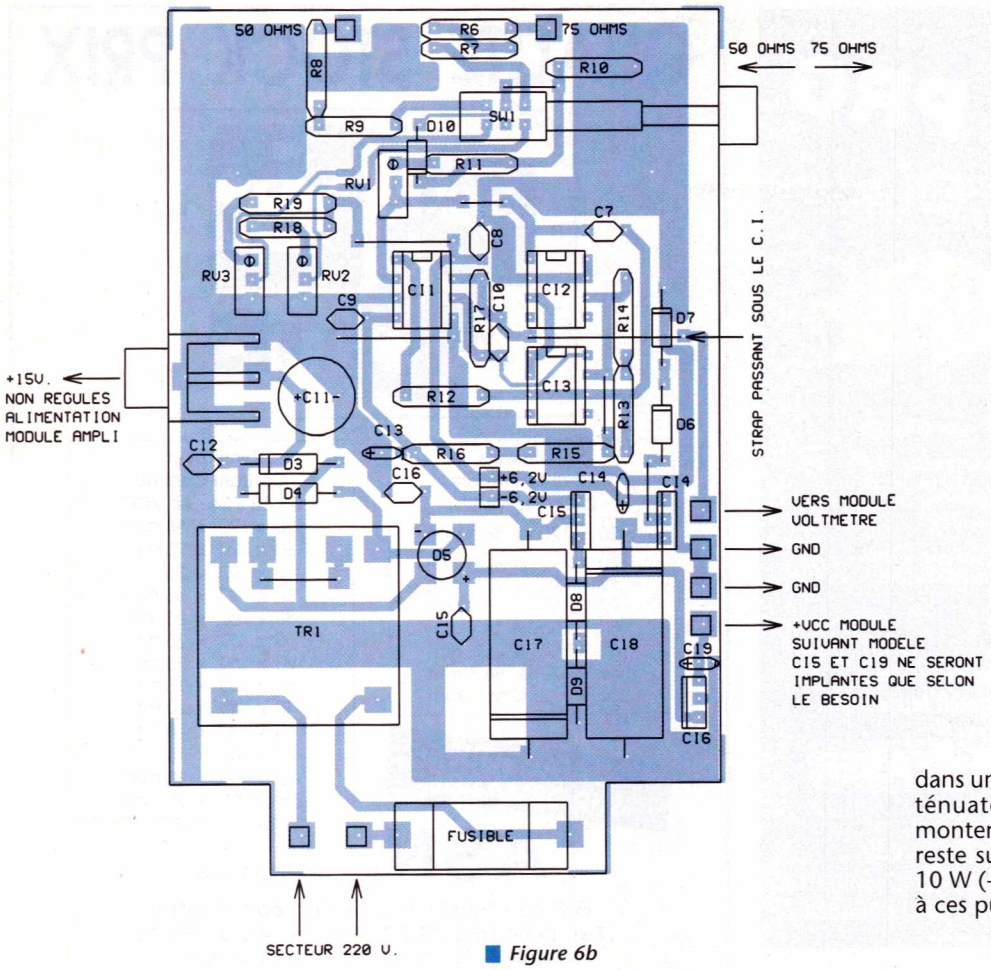


Figure 6b

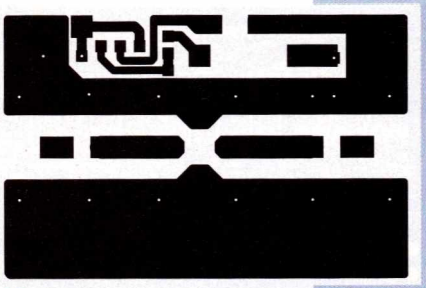
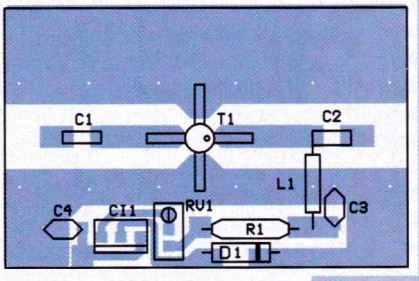


Figure 6 : CI de l'ampli 10dB. 50Ω

Figure 8



dans une plage 0 à 40 dBm. Seul les atténuateurs 10 dB (en puissance) ne montent pas à un GHz mais la bande reste suffisante pour des tests jusqu'à 10 W (+40 dBm) là où on peut monter à ces puissances.

Patrice OGUIC.

NOMENCLATURE :

Milliwattmètre

Resistances :

R1, R2, R3, R4, R5 : 150 Ω 5% carbone aggloméré
R6 : 8,87 kΩ 1% ou mieux
R7 : 130 Ω 1% ou mieux
R8 : 11 kΩ 1% ou mieux
R9 : 221 Ω 1% ou mieux
R10 : 1 kΩ 1% ou mieux
R11 : 82 kΩ 5%
R12 : 2,2 kΩ 5%
R13,R15 : 61,9 kΩ 1%
R14,R16 : 100 Ω 1%
R17 : 1 MΩ 5%
R18,R19 : 33 kΩ 5%
RV1 : ajustable multitours 25 kΩ
RV2,RV3 : ajustables multitours 4,7 kΩ

Condensateurs :

C1, C2, C3, C4, C5, C6 : 2,2 nF CMS (type 1206)
C7 : 470 pf
C8,C9,C12,C15,C16 : 100 nF
C10 : 33 pF
C11 : 220 µF 25 volts
C13,C14 : 10 µF 16 volts tantale boule
C17,C18 : 470 µF 25 volts
C19 : 22 µF 16 volts tantale boule (facultatif)

Semi-conducteurs :

D1,D2 : BAT81
D3,D4,D6,D7,D8,D9,D10 : 1N4148
D5 : pont redresseur B80 C1000

Circuits intégrés :

CI1 : OP297
CI2,CI3 : LM394
CI4 : LM7805
CI5 : LM7905
CI6 : LM7809 (facultatif, voir texte)

Divers :

TR1 : transformateur 2 X 12V 2,5VA
2 connecteurs BNC femelle
1 porte-fusible avec fusible rapide
3 supports de circuits intégrés 8 broches
1 boîtier métallique
SW1 : inverseur bipolaire

Amplificateur 10 dB

Resistances :

R1 : 10 Ω 5%
RV1 : résistance ajustable multitours 22 Ω

Condensateurs :

C1,C2 : 1 nF CMS (type 1206)
C3 : 10 nF CMS (type 1206)
C4 : 100 nF (type 1206)

Semi-conducteurs :

T1 : MAV11
D1 : 1N4148
CI1 : LM7805

Divers :

L1 : self surmoulée 10 µH
2 connecteurs BNC femelle
1 boîtier métallique

Atténuateurs

Resistances :

atténuateur 10 dB 50 Ω :
R1,R3 : 26 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts
R2 : 35 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts
atténuateur 20 dB 50 Ω :
R1,R3 : 41 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts
R2 : 10 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts
atténuateur 10 dB 75 Ω :
R5,R6 : 39 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts
R4 : 51 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts

Divers :

2 connecteurs BNC femelle
1 boîtier métallique

WinBBT PRO

Emulateur de terminal sous Windows

- Emulation 80 colonnes ANSI/VT100/UNIX
- Emulation Minitel en 40 et 80 colonnes
- Supporte les protocoles BBT, X/Y/ZModem
- Affichage couleurs ou nuances de gris
- 3 choix de taille d'écran Minitel
- Annuaire téléphonique paramétrable
- Composition automatique des numéros
- Compatible Minitel ou Modem Hayes
- Tout à la souris plus commandes au clavier
- 2 modes de capture pour consultation
- Transfert en tâche de fond
- 300 macro-commandes configurables
- Aide en ligne contextuelle
- Interprétation des mots-clés par simple clic
- Couper/coller avec transfert vers le presse-papier
- Configuration minimum : AT 286 avec Windows 3.1
- **API (Interface programmatique par DDE) utilisable depuis Microsoft Word™, Microsoft Excel®, Microsoft Visual basic®, Microsoft Access®, etc...**

390 F

WinBBT Pro est disponible :

- *Par commande sur papier libre avec vos coordonnées et accompagné de votre réglement par chèque (390 F TTC port inclus)*
- *En téléchargement libre sur le 3617 code EMAIL (protocole BBT)*

FRANCE-TEASER

17 rue Corot
92410 VILLE D'AVRAY
Assistance technique : (1) 47.50.62.48
Service télématique : 3614 TEASER

QUALITE STOCK PRIX

Ventilateurs Courant Alternatif 220 - 115 VAC
120 x 120 x 38 mm
120 x 120 x 25 mm
92 x 92 x 38 mm
92 x 92 x 25 mm
80 x 80 x 38 mm
80 x 80 x 25 mm
150ø x 172 x 38.5 mm
150ø x 172 x 55 mm

Ventilateurs Courant Continu 5 - 12 - 24 - 48 VCC
120 x 120 x 38 mm
120 x 120 x 25 mm
92 x 92 x 25 mm
80 x 80 x 38 mm
80 x 80 x 25 mm
60 x 60 x 25 mm
60 x 60 x 23 mm
60 x 60 x 18 mm
40 x 40 x 20 mm
40 x 40 x 18 mm
40 x 40 x 13 mm
40 x 40 x 10 mm
25 x 25 x 10 mm

CATALOGUE SUR DEMANDE

ASN ELECTRONIQUE S.A.

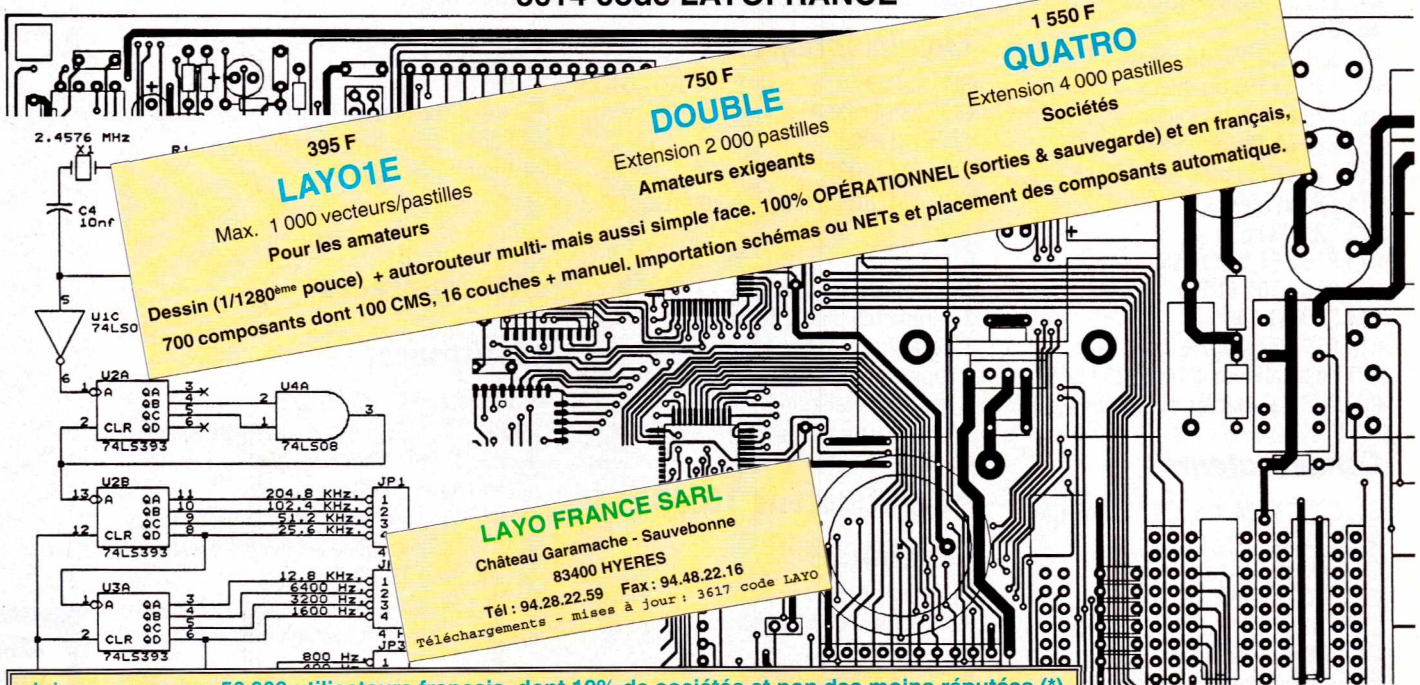
B.P.48 - 94472 Boissy-St-Léger Cedex
Tél. (1) 45.99.22.22 - Fax (1) 45.98.38.15
Marseille : Tél. 91.94.15.92 - Fax 91.42.70.99

BIRDIPLUS 2149

information technique, autres logiciels et mises à jour :

Pour l'électronicien créatif.

3614 code LAYOFRANCE



395 F TTC
LAYO1E
Max. 1 000 vecteurs/pastilles
Pour les amateurs

750 F TTC
DOUBLE
Extension 2 000 pastilles
Amateurs exigeants

1 550 F TTC
QUATRO
Extension 4 000 pastilles
Sociétés

Dessin (1/1280ème pouce) + autorouteur multi- mais aussi simple face. 100% OPÉRATIONNEL (sorties & sauvegarde) et en français, 700 composants dont 100 CMS, 16 couches + manuel. Importation schémas ou NETs et placement des composants automatique.

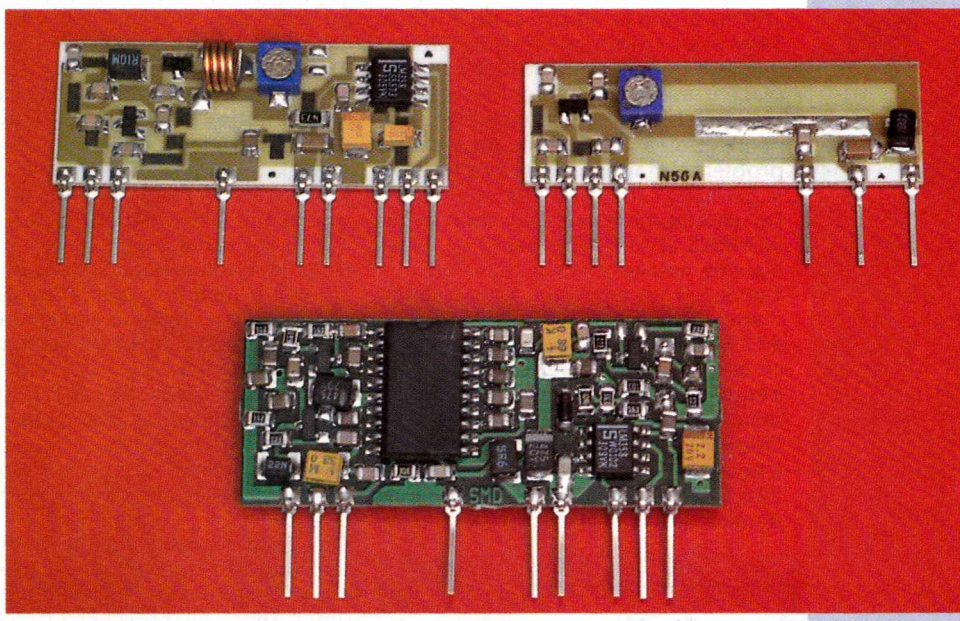
LAYO FRANCE SARL
Château Garamache - Sauvebonne
83400 HYERES
Tél : 94.28.22.59 Fax : 94.48.22.16
Téléchargements - mises à jour : 3617 code LAYO

Joignez-vous aux 50 000 utilisateurs français, dont 10% de sociétés et non des moins réputées (*) qui, comme vous, recherchent, en priorité des priorités, efficacité, rapidité et convivialité !

(*) EDF, TELECOM, IBM, COMPAQ, PHILIPS, TEXAS INSTRUMENTS, MOTOROLA, GRUNDIG, ROCKWELL, RATP, CITROEN, PEUGEOT, RENAULT, NUCLETUDE, INST. PASTEUR, THOMSON CSF, CNRS, CERN, CEA, SNCF, LA POSTE, ELF, RHONE POULENC, LES 3 ARMÉES, AÉROSPATIALE, ALCATEL, MATRA, COGEMA, SATEL, ALCATEL, MATRA, 3M, AFPA, TDF, CANAL+, TF1, FR3, RMC, INSA, SEITA, LES AÉROPORTS, DES MINISTERES, LE PARLEMENT EUROPÉEN, 80% DES UNIVERSITÉS, LES ÉCOLES SUPÉRIEURES ET LES UITS, SANS OUBLIER 65% DES LYCÉES ET DES COLLÈGES PROFESSIONNELS

LAYO1

LES MODULES HYBRIDES POUR ÉMISSION-RÉCEPTION RADIO



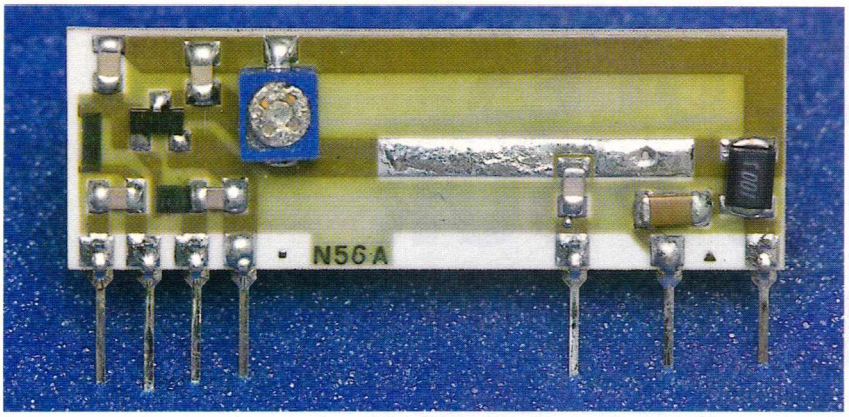
Traditionnellement considérées comme une affaire d'initiés, les techniques d'émission-réception radio s'infiltrent depuis quelque temps dans un nombre croissant de domaines de l'électronique. Parallèlement, la réglementation a évolué de façon à tenter de gérer au mieux cette denrée rare que deviennent les fréquences hertziennes, tout en permettant au plus grand nombre d'en profiter dans de bonnes conditions. Il n'est donc guère étonnant qu'apparaissent des solutions de type «boîte noire» permettant de régler un problème d'émission ou de réception par l'adjonction toute simple d'un unique composant spécialisé.

Des fréquences réservées

Il n'y a encore que peu d'années, on utilisait très volontiers la bande des 27 MHz pour beaucoup d'applications de télécommande à courte distance (portails, systèmes d'alarme, etc.) tandis que quelques canaux étaient également exploités dans des bandes situées entre 30 et 60 MHz.
Compte tenu du surcroît de fiabilité et d'efficacité que nécessitent les nouvelles applications telles que transmission de données, télémesure, ou téléalarme, des fréquences VHF ont été attribuées depuis, à tous ces usages sans distinction. En France, c'est le Journal Officiel du 27 mars 1993 qui a entériné l'allocation de la bande des 224 MHz (223,5 à 225 pour être précis) alors même que l'essentiel du reste de l'Europe choisissait de se positionner vers 433 MHz, et le Royaume-Uni vers 418 MHz.
Quelquechose nous dit d'ailleurs que Bruxelles pourrait bien succomber un jour à la tentation d'uniformiser tout cela, et qu'il faudra probablement alors se rallier à grands frais à ce qui se fait chez nos voisins : ce ne serait certes pas la première fois...
Pour peu que la puissance émise soit inférieure à 10 mW, aucune licence PTT n'est nécessaire et le matériel est dit «utilisable de plein droit».
Mais attention, un agrément demeure obligatoire, dont la délivrance est soumise au respect d'un certain nombre «d'exigences essentielles» qu'il n'est pas forcément facile de respecter pour un non-professionnel de la HF !
En VHF, même une puissance aussi faible peut autoriser des portées intéressantes (quelques centaines de mètres) car des antennes efficaces peuvent être réalisées sous un très faible encombrement : piste de circuit imprimé, court fouet, etc.
La plupart du temps, les canaux utilisés sont larges (autour de 200 kHz), ce qui permet d'utiliser un matériel assez simple mais peut favoriser les gênes mutuelles dans les zones à forte densité d'équipement.

Des composants spécifiques

Dès l'entrée en vigueur de la nouvelle réglementation (et même avant !), des composants ont été développés



L'émetteur à fréquence ajustable.

pour profiter de ces fréquences vierges.
Il s'agissait surtout jusqu'à présent de «filtres à ondes de surface» (FOS ou SAW pour «Surface Acoustic Wave») qui, aux fréquences considérées, remplacent avantageusement les quartz. Leur précision de fréquence bien inférieure (± 50 à 100 kHz) ne pose pas de problème majeur compte tenu de la largeur des canaux utilisés.
Les deux fournisseurs les plus connus sont SIEMENS et MURATA mais il en existe d'autres, notamment aux Etats-Unis.
Concevoir un émetteur à modulation d'amplitude à partir d'un FOS 224 ou 433 MHz n'est pas plus complexe que ce que montre la **figure 1**, mais à ces fréquences, la réalisation pratique demande de délicates précautions.
Outre les FOS taillés directement sur la fréquence d'émission (par exemple 224,5 MHz), il existe des résonateurs décalés de 10,7 MHz (comme le OFW R637 de SIEMENS, taillé pour 213,8 MHz). Ils sont utilisés dans les récepteurs superhétérodyne, couramment bâtis de nos jours autour d'un ou plusieurs circuits intégrés.
Mais on rencontre aussi des émetteurs non stabilisés (accordés par réseau LC ajustable) et même des récepteurs à superréaction, également dépourvus de FOS. Leurs performances forcément plus limitées peuvent toutefois être hissées à un niveau honorable par une réalisation pratique particulièrement soignée.

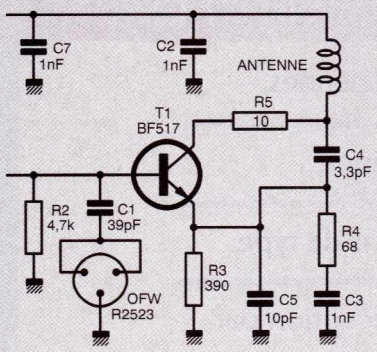


Figure 1 : schéma d'un émetteur à FOS.

Des modules hybrides spécialisés

Tout comme il est devenu habituel d'acheter tout simplement un circuit intégré lorsqu'on a besoin d'un petit amplificateur de puissance ou d'un régulateur de tension, on peut maintenant se procurer un module émetteur ou récepteur pour un prix voisin de celui des composants qu'il contient.
A notre avis, cette approche est promise à un bel avenir, du moins dans le domaine des faibles puissances. Elle permet en effet à l'électronicien non spécialiste de la HF d'accéder en toute simplicité à un savoir-faire qui lui épargnera bien des tâtonnements ou même des échecs.
Deux technologies se prêtent particulièrement bien à la réalisation de tels composants : l'hybride «couche épaisse» sur substrat d'alumine, et le câblage CMS sur circuit imprimé mince.
Outre une miniaturisation fort appréciable, ces procédés introduisent une réduction des capacités et inductances parasites, donc aussi des rayonnements nuisibles et des dérives de fréquence.
On assiste depuis peu à une multiplication des offres de très petits modules «SIL» (Single In Line) répondant à cette description: QUANTELEC, HEILAND, MIPOT, AUREL, etc.
Fabriqués en Italie, les modules AUREL fonctionnent en tout ou rien par modulation d'amplitude (AM) et comptent parmi les moins coûteux du marché. Compatibles avec les différentes fréquences autorisées, ils sont désormais à la portée des utilisateurs français.

L'émetteur TX 300

Le module TX 300 est un émetteur très simple, dont la fréquence peut être réglée par l'utilisateur autour de sa valeur nominale (à préciser).
Sa puissance de 2 mW est obtenue moyennant une consommation de 5 mA sous 12 V.
Equipé de deux entrées acceptant respectivement des créneaux 0-5 V (TTL) ou 0-12 V (CMOS), le TX 300 peut être modulé jusqu'à concurrence de 10 kHz.
La **figure 2** reproduit le brochage de ce petit module SIL, dont les dimensions sont 12,7 x 38,1 mm et le pas des sorties 2,54 mm.
Une sortie 50 Ω permet de connecter une antenne extérieure pour accroître la portée forcément limitée que permet le seul rayonnement de la ligne accordée interne.

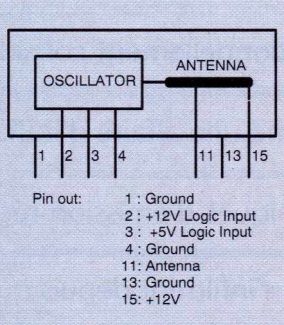
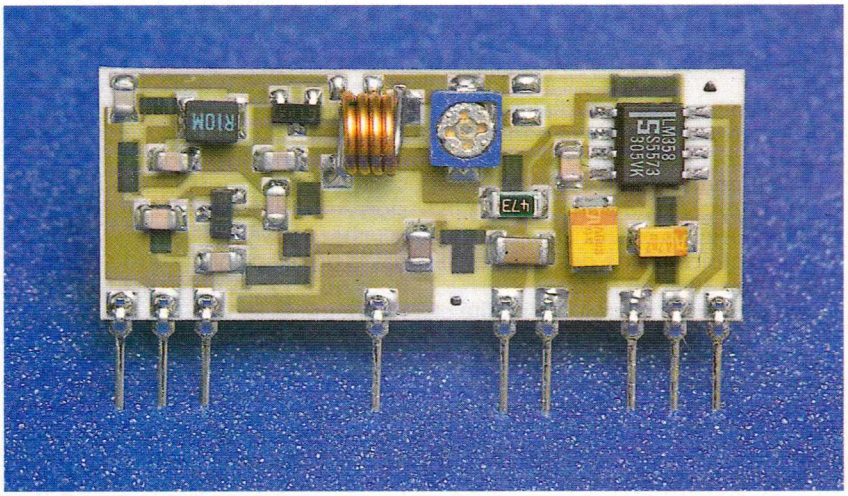


Figure 2 : brochage du TX 300.

Le récepteur RF 290 A

Réalisé en couche épaisse comme l'émetteur TX 300, le récepteur RF 290 A est son complément tout indiqué.
Tout aussi économique, il fonctionne par superréaction et ne renferme donc pas de résonateur à ondes de surface. Sa fréquence est ajustable par l'utilisateur, autour de 224 ou 433 MHz (autres fréquences sur demande).
La sensibilité annoncée (meilleure que 10 µV) sur des signaux tout ou rien est modeste mais suffisante pour la réalisation de télécommandes capables de concurrencer celles à infrarouges, sans exiger de visibilité directe entre émission et réception.
Trois variantes existent, qui consomment toutes au maximum 5 mA sur l'alimentation «HF» (+5 V) et environ 2 mA sur l'alimentation «BF» (+5 à +24 V) :
- le RF 290 A-5 présente une bande



Le récepteur à super réaction.

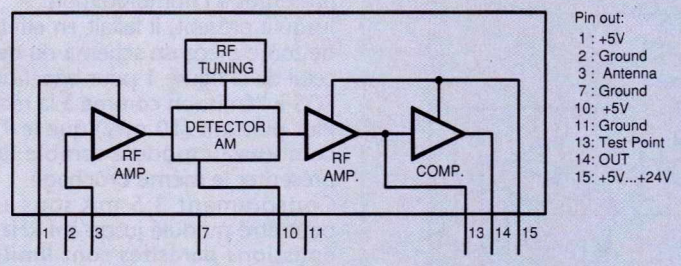


Figure 3 : le module récepteur RF 290 A en SIL.

passante HF de ±5 MHz et une fréquence de sortie limitée à 2 kHz ;
- le RF 290 A-5F peut fonctionner jusqu'à 5 kHz, avec la même bande passante HF;
- le RF 290 A-5S est limité à 2 kHz en BF, et à ±1 MHz en HF. En revanche, sa sensibilité est portée à mieux que 2,24 µV.

La **figure 3** reproduit le brochage du module SIL qui, pour un pas de 2,54 mm, affiche des dimensions de 16,5 x 38,1 mm.

Bien entendu, le raccordement d'une antenne s'impose pour atteindre les meilleures performances possibles : le module est calculé pour recevoir un fouet quart d'onde (32 cm en 224 MHz, 16 cm en 433 MHz), directement connecté à sa broche 3.

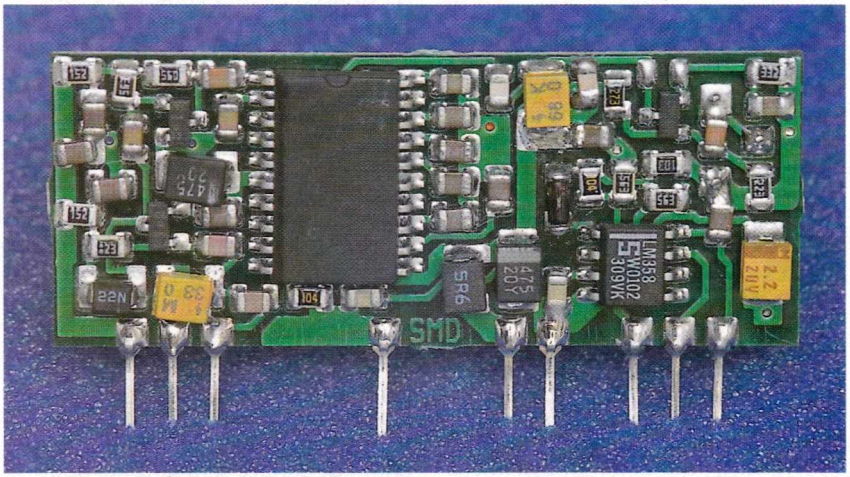
La liaison étant supposée établie dans de bonnes conditions, la sortie du RF 290 A doit reproduire les niveaux logiques appliqués à l'entrée de l'émetteur TX 300, dans les limites de la fréquence maximum spécifiée. Notons que dans tous les cas, celle-ci permet largement d'atteindre un débit d'informations de 1200 bauds.

Le récepteur STD 433 SIL

Stabilisé par un résonateur à ondes de surface et muni de deux circuits intégrés CMS, ce récepteur est un authentique superhétérodyne à fréquence intermédiaire de 10,7 MHz (filtre céramique).

Version «SIL» d'un précédent récepteur nettement plus encombrant, ce module occupe le haut de la gamme «TOTEM» d'AUREL, avec une sensibilité meilleure que 2 µV et une largeur de bande HF de 400 kHz à 3 dB (on ne peut guère faire mieux compte tenu des tolérances sur les fréquences des FOS).

La fréquence maximum en sortie est de 2 kHz en tout ou rien, pour une consommation d'environ 10 mA sur le +5 V.



Le récepteur super hétérodyne.

Votre **CADEAU : 2 logiciels**

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

- Profitez de notre offre spéciale d'abonnement recevez

12 n° d'Electronique Radio Plans

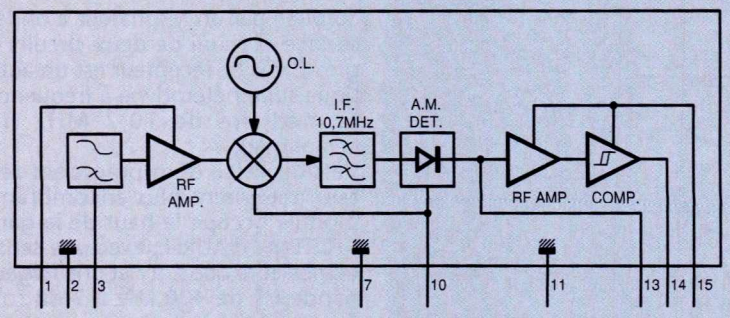
+

2 logiciels exclusifs en cadeau :

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

Profitez de cette offre exceptionnelle

ABONNEZ-VOUS !



Pin out:
1 : +5V
2 : Ground
3 : Antenna
7 : Ground
10: +5V
11: Ground
13: Test Point
14: OUT
15: +5V...+24V

Figure 4 : brochage du récepteur STD 433 SIL.

Il est intéressant de remarquer que le brochage, reproduit à la **figure 4**, est compatible avec celui du RF 290 A. On pourra ainsi monter indifféremment les deux modèles, selon les performances exigées par telle ou telle application, sans modification des cartes «mères».
Seules les dimensions sont un peu plus généreuses: 45 x 19 mm, pour une épaisseur de 6 mm.
Bien entendu, il existe une version 224,5 MHz et une autre pour 433,92 MHz, qui diffèrent essentiellement par la référence du FOS utilisé.

Aucun point de réglage n'est prévu, ni pour l'utilisateur ni pour le fabricant: les caractéristiques annoncées sont réputées obtenues d'emblée!
En particulier, la réinjection de HF dans l'antenne n'excède pas, sous 50 Ω, -60 dBm. Ce chiffre, non spécifié pour les modules à superréaction (et pour cause...) devrait faciliter les éventuelles démarches d'homologation du produit fini.
Bref, nous sommes en présence d'un composant sérieux et fiable malgré son prix très abordable, tout au moins au départ de l'usine.

L'émetteur TX 433 SAW

Tout juste annoncé à titre de nouveauté dans la gamme TOTEM, cet émetteur à fréquence stabilisée par filtre à ondes de surface sera sans nul doute le partenaire idéal du récepteur STD 433 pour les développements devant être présentés à l'homologation.
Jusqu'à présent, il fallait en effet câbler de toute pièce un schéma du genre de celui de la figure 1 pour bénéficier d'un FOS à l'émission comme à la réception.
Plus puissant (10 mW) que le TX 300, ce nouveau module semble lui aussi présenter le même brochage.
Consommant 3,5 mA sous +5 V, il peut être modulé jusqu'à 4 kHz, et ses émissions parasites sont limitées à -60 dB en dessous du fondamental.
Dans l'état actuel de nos informations, rien ne nous permet d'affirmer qu'il sera disponible en 224,5 MHz, mais rien non plus ne s'y opposerait techniquement parlant.
Les lois du marché étant ce qu'elles sont, les fabricants ne vont bien évidemment pas considérer comme prioritaire une fréquence franco-française, alors que tout le marché européen en attend une autre, plus performante d'ailleurs sur le plan radioélectrique (antennes plus courtes).
Une fois de plus, on ne s'y serait pas pris autrement si on avait voulu dissuader les développeurs de faire homologuer leurs créations, ou protéger des fournisseurs français dont on attend toujours le premier produit comparable à ceux de nos voisins italiens !

Exemples d'application

Avec une entrée (sur l'émetteur) et une sortie (sur le récepteur) compatibles TTL ou CMOS, le jeu de mo-

TITRE D'ABONNEMENT PRIVILEGIE

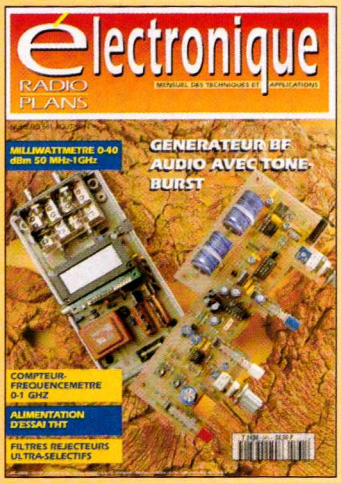
OUI, je désire profiter de votre offre spéciale : m'abonner à Electronique Radio Plans pour 1 an, 12 numéros et en plus recevoir en cadeau la disquette des logiciels Telenews et Emul 2, pour 259 F (étranger 364 F) seulement :

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

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

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

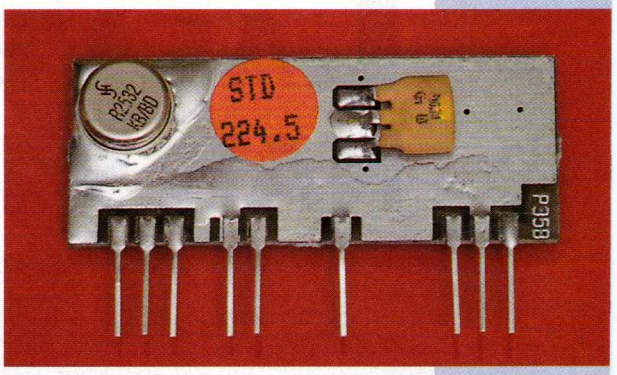
ERP 559 Bulletin à retourner à :



Votre
CADEAU :
2 logiciels

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

dules de transmission HF peut être considéré comme absolument «transparent» par l'utilisateur, qui pourra se contenter de les câbler sans aucune connaissance particulière des choses de la radio.
Il devra par contre gérer correctement les risques de transmissions erronées, pour cause de perturbations hertziennes ou d'éloignement excessif de l'émetteur et du récepteur.
Faute d'un dialogue bidirectionnel avec accusés de réception, on se contente bien souvent de répéter inlassablement un même ordre jusqu'à confirmation visuelle de sa bonne exécution (ouverture de porte, par exemple).
Cela étant, le schéma d'application de la **figure 5**, proposé par AUREL, doit être considéré comme un simple exemple montrant l'extrême simplicité de mise en oeuvre des modules.
Il réunit un émetteur équipé d'un circuit intégré codeur MC 14026 (MOTOROLA), et un récepteur muni d'un module décodeur compatible, lui aussi de marque AUREL.
Mais en pratique, tous les composants classiques de codage et de décodage conviendront tout aussi bien, à condition évidemment de les utiliser par paires programmées de façon cohérente : MM 53200, bien sûr, mais aussi son digne successeur le MM 57410 et une foule de produits moins connus comme ceux de chez AMS (Austria Mikro Systeme), SUPERTEX, ou tout simplement TEXAS INSTRUMENTS. Certains mériteraient assurément d'être mieux connus, si toutefois leur notoriété limitée n'était un gage supplémentaire de sécurité.
Et n'oublions surtout pas les petits microcontrôleurs comme les PIC, particulièrement indiqués pour la création de codeurs et décodeurs «sur mesures».



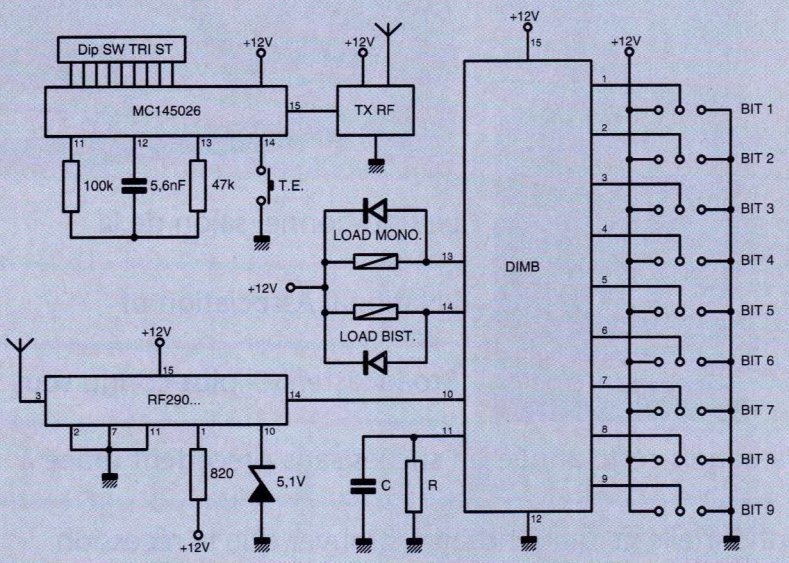


Figure 5 : schéma d'application d'une télécommande codée.

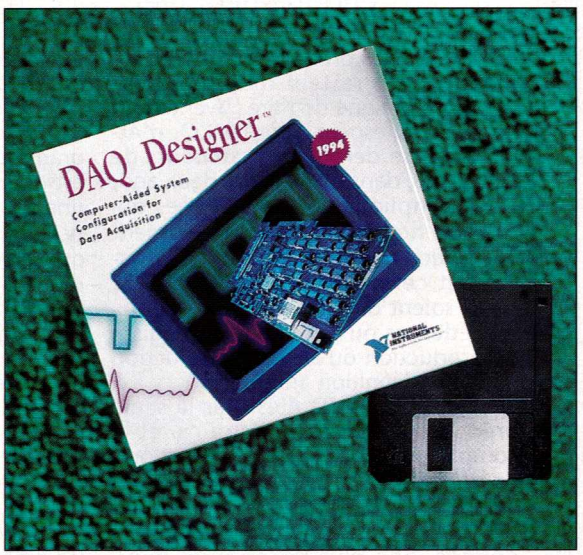
Patrick GUEULLE.

Sélectionner les composantes de votre système d'acquisition? DAQ Designer le fait à votre place gratuitement!!!

Finie la recherche fastidieuse dans les catalogues de produits d'acquisition de données.

Installez simplement la disquette DAQ Designer dans votre PC. Le logiciel vous interroge sur les besoins de votre application, et en déduit automatiquement la configuration correspondante, parmi une gamme complète de produits d'acquisition de données sur PC:

- Cartes d'Entreés/Sorties enfichables
- Produits de conditionnement du signal
- Accessoires de câblage
- Logiciels de pilotage et d'application



NATIONAL INSTRUMENTS
The Software is the Instrument

Centre d'Affaires Paris-Nord
BP 217 - 93153 Le Blanc-Mesnil CEDEX

Pour recevoir DAQ Designer, il vous suffit de nous renvoyer le coupon-réponse ci-joint, par courrier ou par télécopie: (1) 48 65 19 07 ou appelez le: (1) 48 14 24 24

Ne vous privez pas du logiciel DAQ Designer, il est gratuit.

ERP 08/94

Nom/Prénom _____ Fonction _____

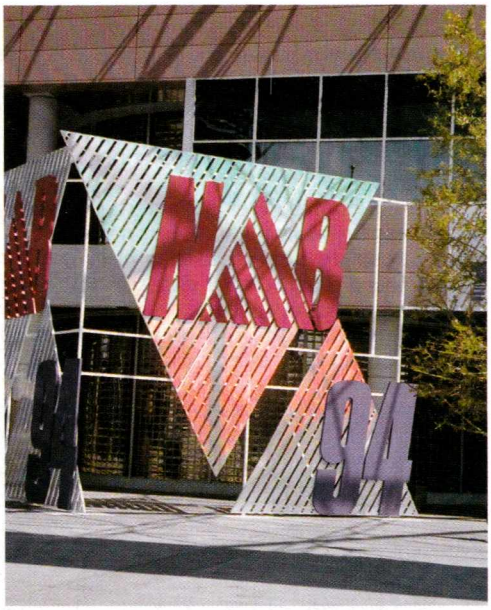
Société _____ Adresse _____

Code/Ville _____ Tél. _____ Fax _____

Mon PC est équipé d'un lecteur 3.5" ❑ 5.25" ❑ de CD-ROM ❑

© Copyright 1994 National Instruments Corporation. Tous droits réservés.

LAS VEGAS : NAB 94



Le traditionnel salon de la «National Association of Broadcasters» - plus connu sous son abréviation NAB - a connu cette année un succès sans précédent grâce à une participation exceptionnelle ce qui tendrait à prouver que la récession s'éloigne des U.S.A., bien que le nombre des visiteurs étrangers ait considérablement augmenté, donnant ainsi à penser que ce sont et la TV et la vidéo qui ont le vent en poupe, quel que soit le pays concerné par cet engouement réel*.

Aux U.S.A., les préoccupations des radiodiffuseurs restent multiples avec toutefois en ligne de mire l'avènement de la TVHD espéré pour les J.O. d'Atlanta qui se dérouleront au cours de l'été 1996, dans maintenant deux ans ; ce qui implique dans les années qui suivront non seulement l'équipement des stations de télédiffusion mais également celui des studios afférents, qu'ils soient directement associés aux précédentes ou encore, qu'il s'agisse de production ou de post-production avec une définition améliorée.

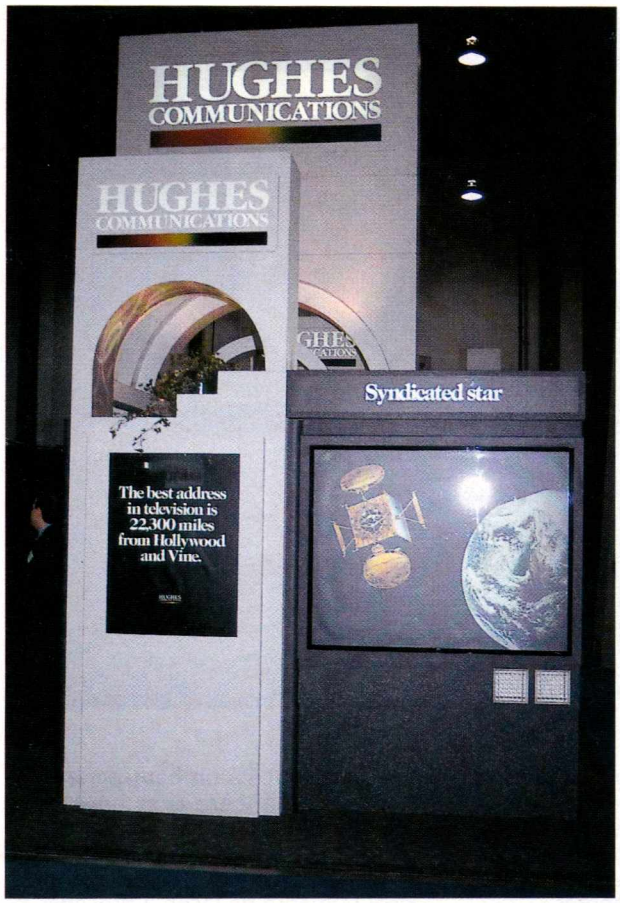
Toutefois, la TVHD n'est pas la seule préoccupation des Américains, et la compression - ou mieux, la réduction - du débit de l'information se révèle tout autant à l'ordre du jour : il s'agit cette fois, pour une bande de fréquences donnée, non plus de loger un minimum d'émetteurs avec la meilleure qualité d'image possible - des images TVHD - mais, dans le même espace fréquentiel, de loger un maximum de programmes différents avec une définition qui demeure acceptable, de l'ordre de celle du NTSC.

Une telle issue est certes envisageable - le CDV de Philips l'a prouvé - et le système de diffusion par satellite de la firme US Hugues, élaboré avec le concours de Thomson, qui prévoit la retransmission de quelque 150 programmes sous la bannière de DirecTV est désormais sur la case départ ; mais une telle pléthore de programmes appelle une question essentielle : «Comment pourra-t-on financer une telle multiplicité ?» Par augmentation des budgets publicitaires ?... Par augmentation du nombre de téléspectateurs payants ?... Or il est certain que ni les uns ni les autres ne sont extensibles à l'infini... Alors, comment on fait ? L'avenir nous donnera, à coup sûr, une réponse mais la bataille pour survivre s'annonce, dès à présent, particulièrement acharnée.

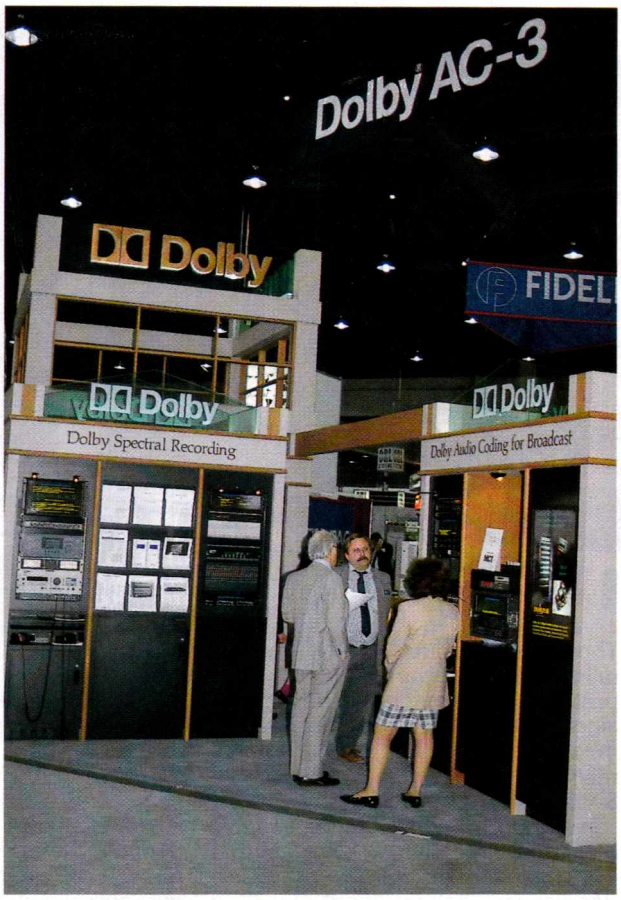
Pour en revenir à la TVHD, on sait que les différents systèmes en compétition pour proposer un procédé typiquement américain avaient du se fondre en un seul, compte tenu des coûts si chacun d'eux avait continué sous sa propre bannière. Réunis au sein de la «Grand Alliance» (GA), divers protagonistes de cette aventure ont donc uni leurs efforts pour aboutir à un système commun résultant des efforts de recherche et développement des ex-protagonistes. les résultats de ces travaux ont fait l'objet de communications des participants au GA, chacun apportant sa pierre à l'édifice :

- Vue globale du système TVHD des U.S.A. par Zénith Electronics et General Instrument.
- Formats vidéo avec AT & T Bell Laboratories.
- Compression du signal vidéo pour Philips North America.
- Traitement du signal, celui-ci étant également envisagé du point de vue de la compatibilité avec les autres formats existants et en particulier le NTSC ; cette partie étant assurée par le David Sarnoff Research Center, associé à Thomson Consumer Electronics et à la chaîne NBC.
- Transmission du signal, cette fois en-

** Le NAB 94 s'étendait cette année sur plus de 50000 m² du Convention Center de Las Vegas. Il a acceuilli cette année 71082 visiteurs - bilan au soir du deuxième jour , ce qui implique un peu plus de participants puisque le salon s'étend sur trois jours et demi - dont 14669 venus de l'extérieur des frontières des U.S.A. et représentant 109 pays. Pour la première fois dans l'histoire du NAB, plus de 20% des visiteurs venaient de l'étranger.*



Hughes Communications : l'annonce de DirecTV.



Dolby avec l'AC-3.

core avec General Instrument et Zenith Electronics.
- Audio numérique multivoies avec les Dolby Laboratories dont l'algorithme AC-3 a été préféré aux autres procédés en lice, en particulier celui proposé par Philips.

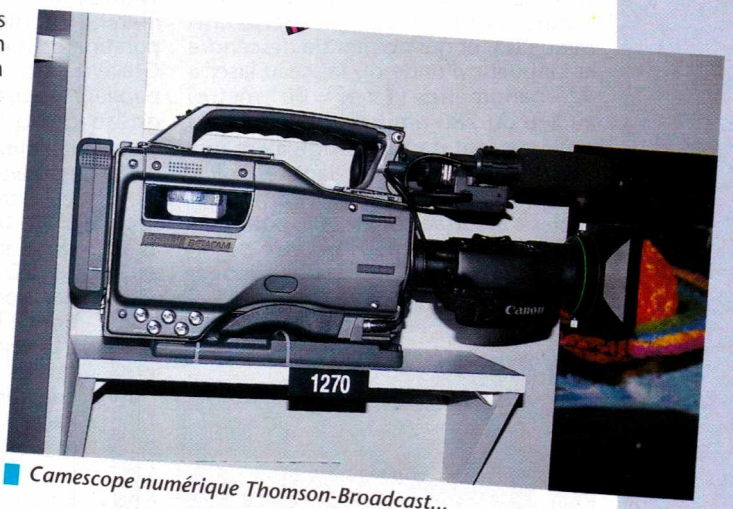
L'AC-3 est issu du système Dolby Surround SR-D (D pour Digital) présenté en 1992 pour des applications cinéma ; pour ces dernières, les voies numériques - au nombre de 6 : 5 voies large bande et une voie sub-graves - viennent doubler les 4 voies analogiques existantes qui ont été conservées pour assurer la comptabilité avec les précédents équipements, antérieurs au SR-D de Dolby.

Cette obligation de continuité avec les installations qui existaient déjà et uniquement capables d'exploiter les pistes optiques analogiques avait obligé les Dolby Laboratories à faire preuve d'imagination pour parvenir à caser les 6 pistes numériques supplémentaires. Celles-ci ont trouvé place sur une des deux portions du film comportant les perforations nécessaires à son entraînement mécanique ; et comme chacun des évidements que constituent ces perforations se traduit par une coupure dans la continuité des messages sonores, un système de mémoires vient pallier cette rupture de l'information.

D'après les Dolby Laboratories, une destruction mécanique de plus de 10 cm de long de ces perforations n'a aucune incidence sur la qualité sonore grâce à cette mémorisation. En ce qui concerne le débit de l'information, l'AC-3 à la réception permet une réduction de celui-ci à 320 kbits/s. Reste à présent à abaisser les coûts de mise en oeuvre de l'AC-3 à la réception et à cet effet la firme US Zoran, en collaboration avec les Dolby Laboratories, est en train d'étudier un CI spécifique à ce procédé et pouvant remplir toutes les fonctions de décodage du signal SR-D. Par ailleurs, comme l'algorithme AC-3 peut convenir au codage de signaux stéréo et que General Instrument l'a retenu pour ses retransmissions par satellite, cette société étudie avec Motorola et Dolby un autre CI adapté à cette application.

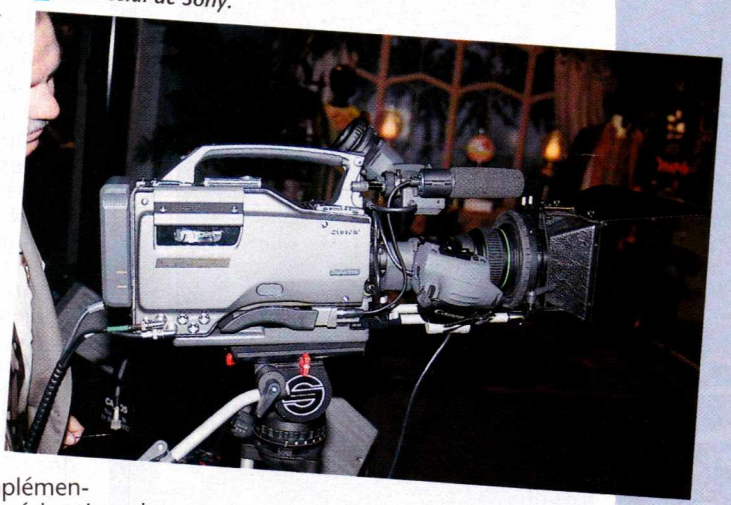
L'une et l'autre de ces études devraient connaître une issue favorable à la fin de cette année.

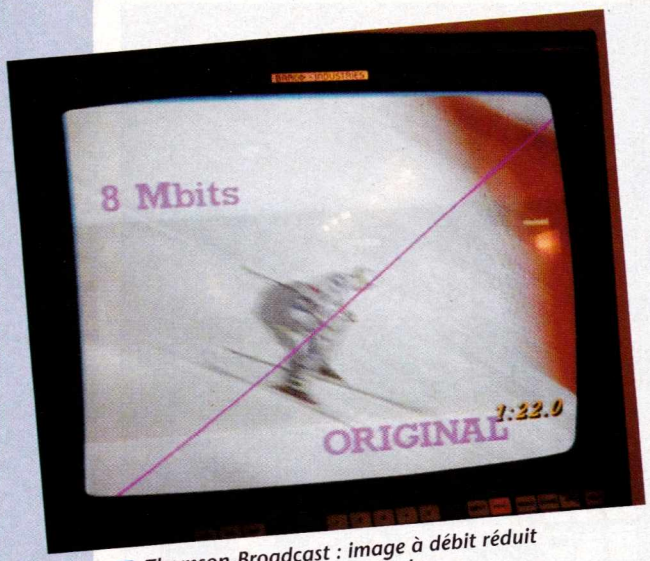
Réduction aussi du débit de l'information vidéo sur le stand Thomson Broadcast où sur un même écran il était possible de comparer séparées par une diagonale, la moitié d'une image non traitée et sa moitié complémentaire résultant d'une réduction du débit à 8 Mbits/s.



Camescope numérique Thomson-Broadcast...

... et celui de Sony.





Thomson-Broadcast : image à débit réduit (8 Mbits/s) et image originale.

Optical Disc Corp : 4 heures sur un 30 cm.

Thomson qui, tout comme BTS, s'est rallié au Betacam numérique de Sony présentait des machines de ce type alors que Sony vient de passer au camescope numérique à partir de ce même Betacam. Quant à JVC, fidèle au S-VHS, il avait en démonstration sur son stand un magnétoscope capable d'enregistrer des images soit au format 4/3 soit au format 16/9.Du côté des vidéodisques, Pioneer faisait état d'un lecteur utilisant l'harmonique 2 d'un cristal développé par Du Pont de Nemours, le géant de l'industrie chimique US, et qui permet de descendre la longueur d'onde du faisceau laser à 425 nanomètres (1 nm = 10^{-9} mètre) au lieu du 780 nm habituel des lasers qui émettent dans le rouge alors que celui de Pioneer émet dans le violet. Conséquence : les «pits» (micro-alvéoles à la surface du disque, porteuses de l'information) peuvent être de dimensions plus réduites et donc la densité de l'information par unité de surface peut être augmentée. Ce qui, en conjonction avec la réduction du débit de l'information, permettra de multiplier par un facteur 10 la durée des messages visuels et sonores.

La réduction du débit de l'information s'agissant des vidéodisques, c'est la démarche choisie par Optical Disc Corporation et Tektronix.

Grâce à cette approche, Optical Disc parvient à enregistrer sur disque magnéto-optique 4 heures d'images (avec son) numérisées de qualité radiodiffusion ou encore 1 heure de TVHD ; alors que Tektronix, avec son système Profile PDR 100 d'enregistrement audio-vidéo sur disque dur de 340 MB et CODEC (COdeur-DECodeur) à compression des signaux JPEG, annonce la possibilité d'enregistrer jusqu'à 4 canaux vidéo en temps réel et jusqu'à 16 canaux en audio ; durée de stockage : de 40 à 160 minutes vidéo (avec une qualité Bétacam SP) et audio.

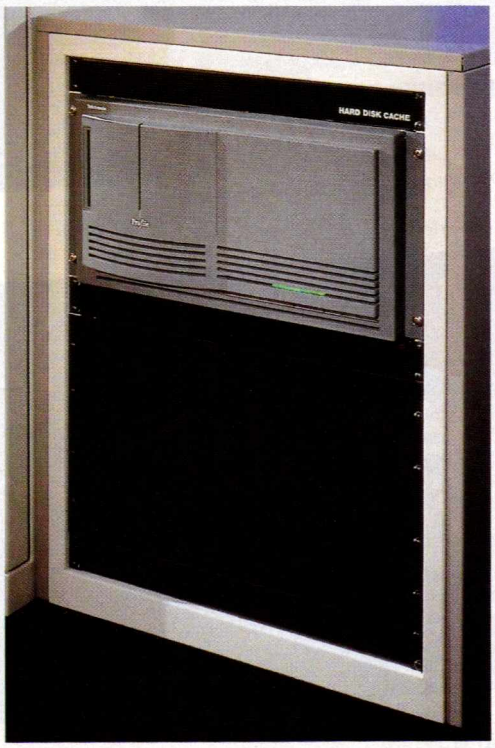
Sur ce stand Tektronix également nombre de nouveaux produits destinés à la métrologie TV, vidéo et audio ; avec en particulier l'AM70, un générateur-analyseur audio numérique qui tient dans la main.

Cet appareil opère suivant 3 modes : «générateur», avec synthèse directe du signal numérisé, soit à partir de son horloge interne, soit à partir d'un signal numérisé externe ; les signaux de sortie de l'AM70 peuvent être synchronisés avec des signaux audio numériques extérieurs. «Mode moniteur» : en connectant l'AM70 à un signal électrique ou optique, il est possible d'avoir accès, grâce à son affichage à un monitoring de nombreuses fonctions. En outre, un convertisseur N/A permet d'écouter le message grâce à un haut-parleur incorporé ou encore avec un casque réuni à l'AM70 par un jack. «Mode modify» : permet à l'utilisateur de brancher «en ligne» l'AM70 avec un signal numérisé de façon à procéder au montage en temps réel des données audio-numériques.

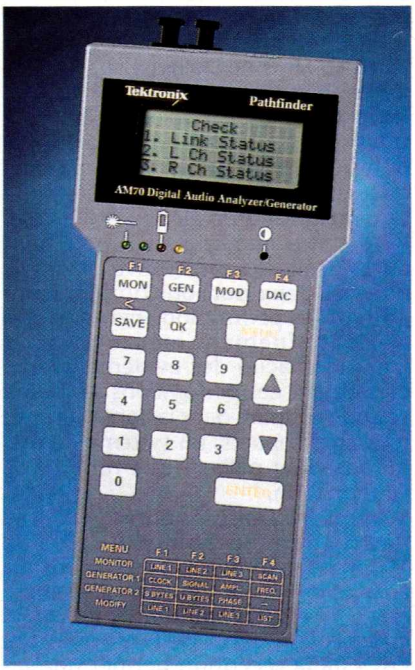
De son côté, Audio Précision adopte, pour ses systèmes de mesures audio, des procédés de codages à réduction du nombre de bits adaptés à toutes sortes de signaux (DAB, TVHD, DCC, Mini-Disc...) pour une évaluation métrologique en temps réel.

Voilà pour quelques vues sur ce NAB 94, des vues qui n'en donnent qu'une idée partielle mais traduisant bien les tendances actuelles : numérisation et réduction de débit de l'information.

Ch. PANNEL.



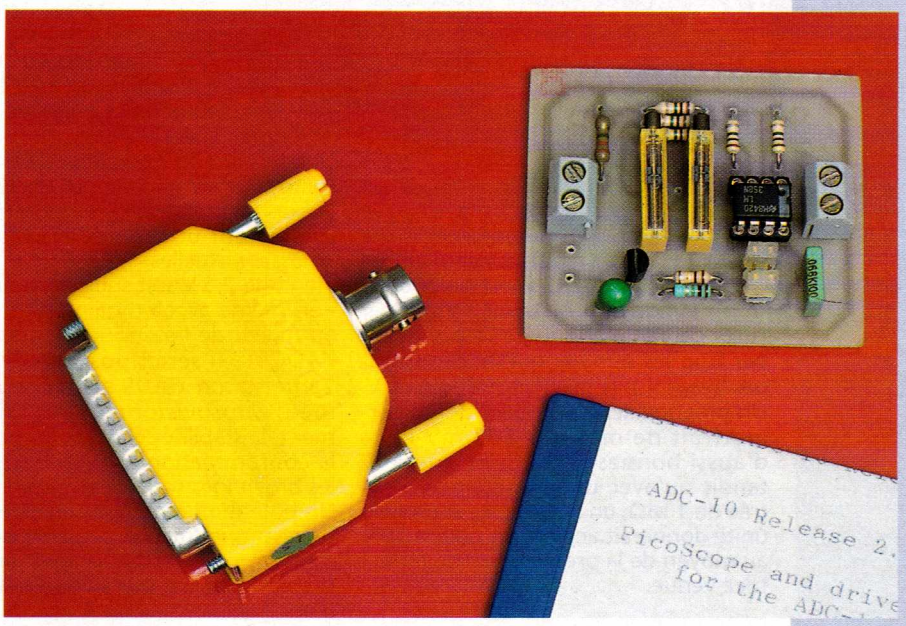
Tektronix : Profile PDR 100.



Tektronix : l'AM70.

UN AMPLIFICATEUR D'ENTREE POUR L'ADC10 PICO

Le convertisseur analogique-numérique miniature ADC10 de PICO TECHNOLOGY permet d'accéder de façon particulièrement simple et économique au domaine de «l'instrumentation virtuelle» sur PC. Deux de ses principales limitations peuvent être facilement corrigées à l'aide du petit montage qui va être décrit : son calibre unique 0 à 5 volts, et son inaptitude à traiter les signaux alternatifs dépourvus de composante continue. Un dispositif de décalage du zéro et un amplificateur à gain commutable entre 1, 10, et éventuellement 100 élargiront considérablement le domaine d'application de l'ADC10 et des puissants logiciels qui l'accompagnent : vous pourrez même vous en servir pour digitaliser du son !

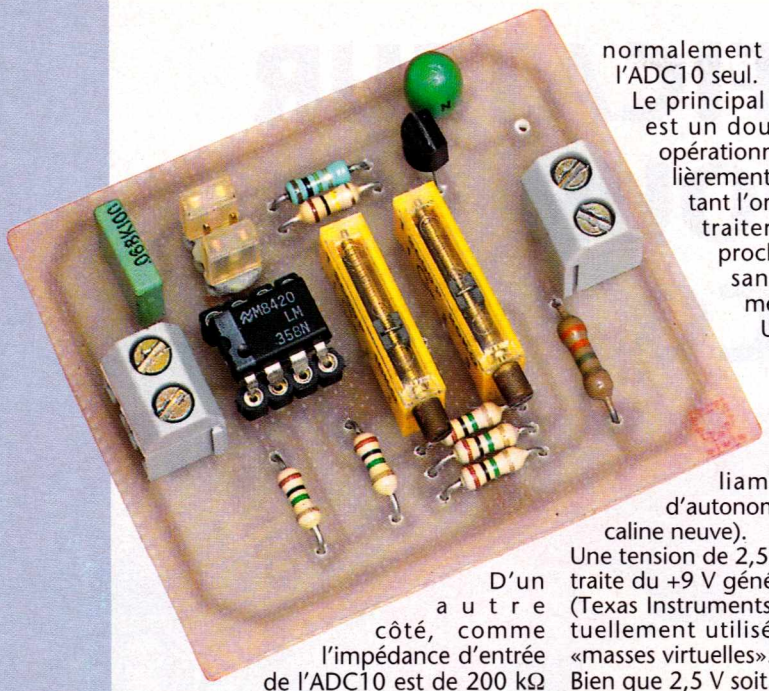


D'abord décaler le zéro :

Appliquer un signal alternatif de valeur moyenne nulle (autrement dit sans composante continue) à l'entrée d'un convertisseur analogique-numérique 0-5 V revient tout simplement à lui faire subir un redressement simple alternance.
Cela fausse bien entendu complètement toutes les mesures que l'on pourra tenter d'effectuer par son intermédiaire!
Ainsi, la **figure 1** montre ce que devient l'oscillogramme du signal DTMF de la **figure 2** si on ne lui ajoute pas un «offset» avant de l'appliquer à l'ADC10.
De son côté, la **figure 3** présente les perturbations que subit le spectre de ce même signal, par rapport à la courbe normale de la **figure 4** (apparition de raies parasites, caractéristiques d'une forte distorsion).
Le problème est comparable à celui qui se pose avec un oscilloscope dont la trace est placée en bas d'écran plutôt qu'au milieu, ou avec un enregistreur dont la plume est calée sur l'un des bords du papier.
Dans les deux cas, une commande de «cadrage» ou de «décalage de zéro» permet de résoudre le problème en ajoutant tout simplement une tension continue réglable au signal d'entrée.
Mais dans l'état actuel des choses, il n'est pas exagéré d'affirmer que le voltmètre RMS de PICOSCOPE, en particulier, est tout simplement inutilisable.
Heureusement, cela va changer !

Puis introduire du gain :

Bien qu'un calibre 0-5 V puisse déjà rendre de multiples services, il faut savoir que pour profiter au mieux des 256 points de mesure d'un CAN à 8 bits comme l'ADC10, il est souhaitable d'utiliser la plus grande partie possible de cette étendue de mesure. Une tension évoluant entre 0 et 500 mV, par exemple, ne serait en effet quantifiée que sur 25 niveaux, et souffrirait par conséquent d'une incertitude de 4% alors que l'ADC10 est précis à 1% près !
L'avantage du modèle 12 bits (ADC12) est d'ailleurs d'affranchir en bonne partie l'utilisateur de cette contrainte, mais cela ne règle nullement la question des signaux alternatifs.



D'un autre côté, comme l'impédance d'entrée de l'ADC10 est de 200 kΩ et non de 1 MΩ, une sonde «par dix» courante atténuera bien souvent par trop les signaux qui ne dépassent pas beaucoup la pleine échelle de +5 V. Un préamplificateur à gain de 10 permettrait de mesurer 500 mV dans d'aussi bonnes conditions que 5 V, tandis qu'avec une impédance d'entrée de 1 MΩ, un amplificateur de gain unité donnerait accès à un calibre 50 V au moyen de la première sonde réductrice venue.

Uu schéma ultra simple :

Compte tenu de l'extrême simplicité de l'électronique interne de l'ADC10, il nous a paru souhaitable de développer pour lui un amplificateur réduit à sa plus simple expression.
Nous n'aurions en effet que faire d'une bande passante supérieure à quelques kHz, d'une précision meilleure que 1%, et d'un offset se chiffrant en microvolts puisque l'ADC10 sait tout juste faire la différence entre 0 et 20 mV.
Il ne faudra donc pas considérer le schéma de la **figure 5** comme celui d'un instrument de haute précision, mais simplement d'un petit accessoire rendant possibles des manipulations normalement irréalisables avec l'ADC10 seul.

Notre montage permet de rendre utilisable le voltmètre RMS vrai de Picoscope.

Le principal composant utilisé est un double amplificateur opérationnel LM358, particulièrement courant et présentant l'originalité de pouvoir traiter des tensions très proches de zéro, même sans alimentation symétrique.
Une simple pile 9 V suffira donc pour alimenter le montage, qui ne consomme guère qu'un milliampère (500 heures d'autonomie avec une pile alcaline neuve).
Une tension de 2,5 V très stable est extraite du +9 V général par un TLE2425 (Texas Instruments), composant habituellement utilisé pour réaliser des «masses virtuelles».
Bien que 2,5 V soit suffisant pour amener, même avec un gain unité, le zéro au milieu de l'étendue de mesure de l'ADC10, il serait possible de se rabattre sur un 78L05 en cas de problème d'approvisionnement. Simplement, la stabilité serait moins bonne et la consommation plus forte. Cela dit, les brochages sont identiques.
Un potentiomètre multitours de 10 kΩ prélève une fraction réglable de cette tension, qui est appliquée à un sommateur recevant par ailleurs la tension d'entrée.
Celle-ci peut être amenée soit directement (position DC) soit à travers un condensateur (position AC) comme sur les «vrais» oscilloscopes.
La position AC permet de supprimer la composante continue (a priori quelconque) du signal d'entrée, pour lui substituer celle qui facilitera au maximum les mesures à venir.
La valeur du condensateur (de préférence isolé à 400 V) dépendra de la nature des mesures qu'on se propose de faire: 1 µF (non polarisé) permet de descendre très bas en fréquence, mais 0,1 µF suffit amplement en audio.
Les valeurs des résistances (en principe à 1%) ont été calculées de façon à ce que le gain de ce premier étage soit égal à l'unité, et que son impédance d'entrée soit de 1 MΩ.
Bien entendu, la résistance de 500 kΩ peut être constituée de deux de 1 MΩ en parallèle.
C'est le second étage qui va introduire une amplification commutable entre 1, 10, et 100, qu'un potentiomètre multitours de 22 kΩ permet soit d'ajuster finement une fois pour toutes, soit de régler à des valeurs intermédiaires comme avec le «vernier» d'un oscilloscope.
Bien entendu, rien n'interdit d'utiliser des valeurs de résistances différentes pour créer des gains «à la carte» pour tel ou tel usage particulier: 2, 5, etc.
Faute de résistances de précision toujours délicates à se procurer, nous avons utilisé une valeur de 1 MΩ pour le gain 100, 100 kΩ en parallèle avec 1 MΩ pour le gain 10, et naturellement un court-circuit pour le gain unité (montage «suiveur»).
Si on désire privilégier la précision, on opèrera l'étalonnage sur le gain de 10, celui de 100 étant normalement d'un usage très occasionnel et de toute façon plus ou moins perturbé par l'offset résiduel du LM358 (il ne faut pas espérer pouvoir descendre tout à fait à zéro).
L'ADC10 (ou 12) étant équipé d'une prise BNC, le mode de raccordement le plus indiqué est un câble coaxial muni de ce type de fiches.
Compte tenu des fréquences en jeu (moins de 10 kHz) et de l'amplitude confortable des signaux véhiculés (0-5 V), l'impédance importe peu et la longueur ne pose guère de problème : nous sommes allé jusqu'à une dizaine de mètres sans surprise particulière !
Cette disposition permet d'enficher l'ADC directement dans le connecteur CENTRONICS du PC, évitant toute

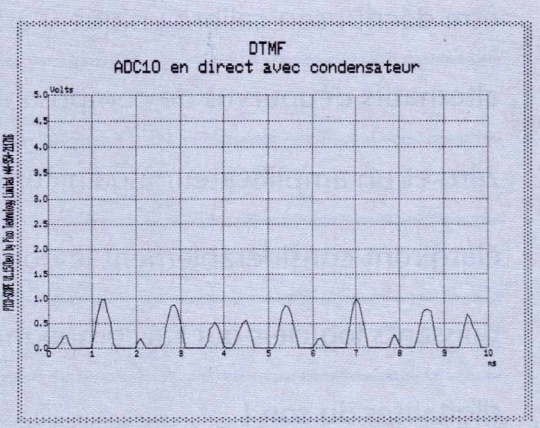


Figure 1

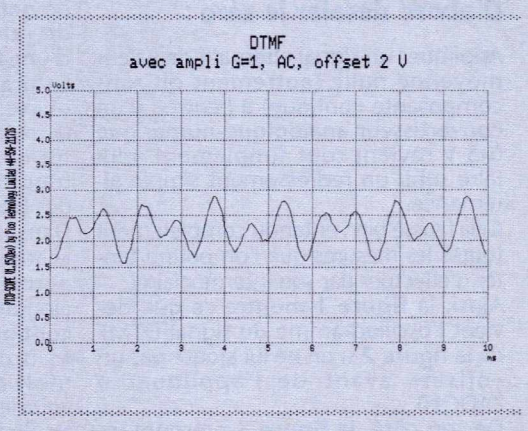


Figure 2

longueur inutile qui, à ce niveau, serait franchement défavorable.
On ne manquera pas de remarquer que la masse de ce montage (et notamment de son entrée) est commune avec celle de l'ADC10 et donc aussi avec celle du PC, en principe reliée à la terre.
Il est donc bien clair que toute application d'une tension anormalement élevée à l'entrée de l'amplificateur risque de se trouver répercutée sur la carte d'interface parallèle du PC, tout comme avec l'ADC10 seul.
En aucun cas notre montage ne devra être considéré comme un bouclier de sécurité, il n'a absolument pas été conçu dans ce but.
Il appartient donc à l'utilisateur de prendre toutes les précautions usuelles, et même plus encore car un PC est plus vulnérable qu'un oscilloscope ou un multimètre.

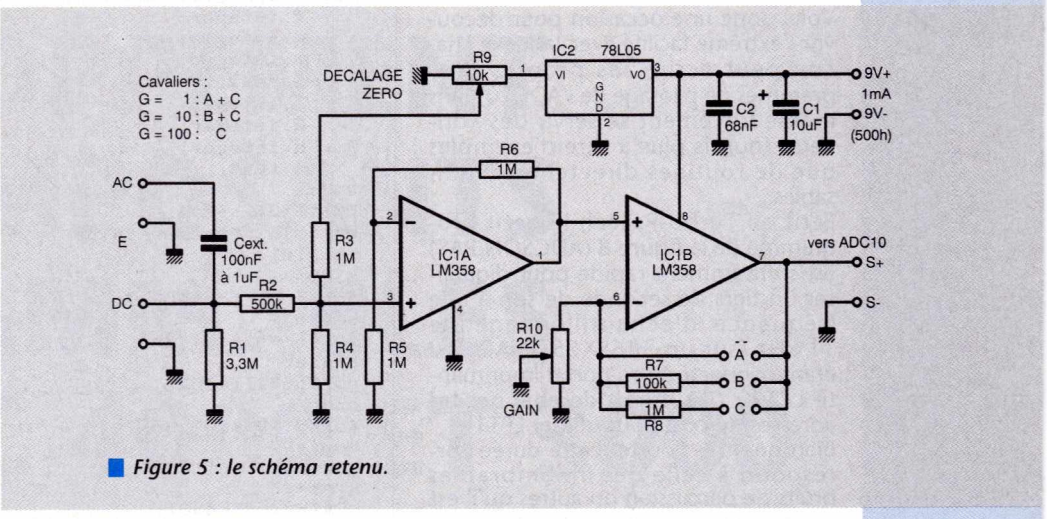


Figure 5 : le schéma retenu.

RÉALISATION PRATIQUE :

La **figure 6** donne le tracé d'un petit circuit imprimé capable d'accueillir, selon le plan de la **figure 7**, tous les composants du montage y compris des borniers à vis pour l'entrée, la sortie, et éventuellement l'alimentation 9 V si on souhaite utiliser autre chose qu'une pile miniature (en cas de mesures de très longue durée avec PICOLOG, par exemple).
Seul le condensateur d'entrée, qui peut être volumineux si on choisit l'option 1 µF 400 V, sera câblé aux bornes même de son interrupteur de court-circuit.
Les deux potentiomètres multitours pourront être soit du type ajustable pour circuit imprimé, soit des modèles à monter en traversée de panneau. Cette seconde solution est de toute façon à recommander pour la commande de décalage de zéro, que l'on aura sans doute à manoeuvrer fréquemment.
De même, le choix du gain pourra se faire soit par déplacement de cavaliers sur des barrettes à picots (usage occasionnel) soit par un inverseur ou un commutateur (utilisation régulière). La plupart du temps d'ailleurs, un inverseur x1 / x10 suffira.
Les dimensions de la carte permettent son installation, avec la pile, dans un coffret métallique genre EM 06/03 ESM, sur lequel quelques trous suffiront pour fixer les organes de commande et, si on retient ce mode de connexion, deux embases BNC.
Il sera facile de vérifier le bon fonctionnement du montage sans même lui appliquer encore de signal d'entrée: en position «gain unité», DC, et l'entrée étant court-circuitée, le simple fait de tourner le bouton de décalage du zéro doit faire évoluer la lecture du «multimètre» de PICOSCOPE entre 0 et environ 2,5 V, lecture qui devra se trouver multipliée par dix si on passe en gain x10 (mais au delà de 5 V, l'ADC bute sur le maximum de son étendue de mesure).
Il ne restera alors plus qu'à expérimenter avec les signaux les plus variés, à commencer par tous ceux qu'on n'arrivait pas à exploiter correctement avec l'ADC10 seul.

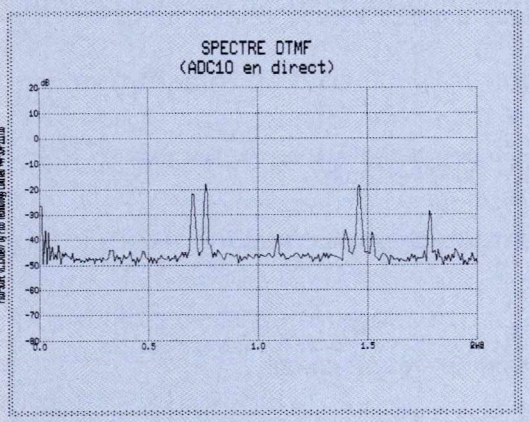


Figure 3

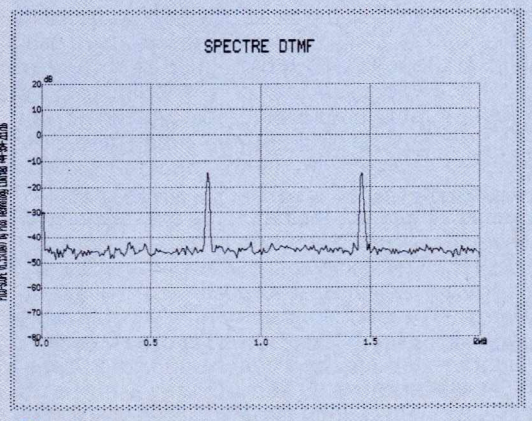


Figure 4

Application à la digitalisation

Parmi tous les signaux que notre montage permet d'adapter à l'ADC10, le son arrive en bonne place en raison de son caractère résolument alternatif : il suffit, sous le contrôle de l'oscilloscope de PICOSCOPE, de régler le gain et le décalage du zéro de telle sorte que la courbe soit bien centrée sur l'écran et ne présente aucun écrêtage, même lors des pointes de modulation.
Il va naturellement sans dire que la position «AC» s'impose !
Mais si l'oscilloscope, le voltmètre efficace vrai et l'analyseur de spectre offrent des possibilités intéressantes en audio, ni PICOSCOPE ni PICOLOG ne présentent les caractéristiques voulues pour «enregistrer» valablement du son dans un fichier DOS.

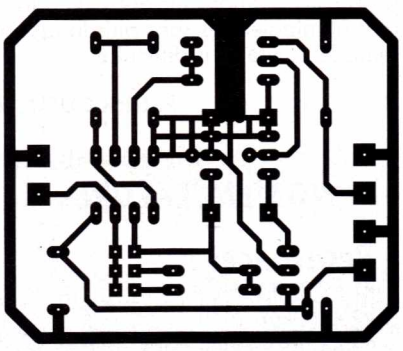
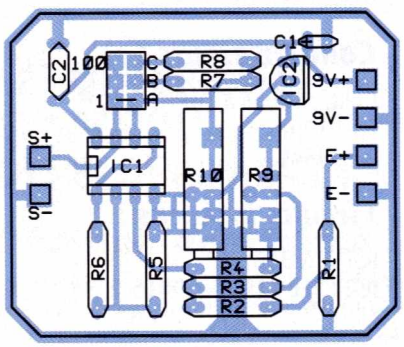


Figure 6 : le CI très simple...

Figure 7 : et son implantation.



Voici donc une occasion pour découvrir l'extrême facilité avec laquelle chacun peut écrire ses propres programmes de pilotage de l'ADC10, sans même forcément se servir des «drivers» fournis plus à titre d'exemples que de routines directement utilisables.
Ecrit en Turbo-Pascal, le petit programme de la **figure 8** (ADCSON.PAS) est suffisamment rapide pour digitaliser un tiers de seconde de son à une fréquence d'échantillonnage de 11 kHz (sur un 386SX25), l'ADC10 étant connecté à son port d'imprimante LPT2 : (il suffirait de changer les adresses de port pour utiliser LPT1).
Bien que très courte, cette durée correspond à celle des innombrables bruits de percussion ou autres qu'il est maintenant fréquent de faire émettre pour un oui ou pour un non au PC, notamment sous WINDOWS.
Habituellement, il faut une carte genre «Sound Blaster» pour digitaliser puis reproduire le son, mais l'ADC10 est un fort honnête digitaliseur tandis que MICROSOFT fournit un «gestionnaire» capable d'assurer la reproduction du son par le haut-parleur standard du PC. L'économie est d'importance !
Seulement, il faut encore convertir le format décimal du fichier «.ROM» issu de la digitalisation dans le format «.WAV» normalisé, seul reconnu par WINDOWS et par les innombrables utilitaires de gestion de son disponibles en shareware, notamment dans les «compilations» sur CD-ROM.
C'est ce que fait le programme BASIC de la **figure 9** (ROMTOWAV.BAS), spécifiquement développé pour nos fichiers «.ROM» monophoniques échantillonnés sur 8 bits à 11 kHz : ne vous attendez pas à pouvoir l'utiliser tel quel pour d'autres usages !
Bien entendu, nos lecteurs adeptes du Turbo-Pascal ou même du C pourront s'inspirer de nos idées pour écrire leur propre application, surtout s'ils souhaitent manipuler des sons plus longs : le matériel suivra sans difficulté.

Patrick GUEULLE

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 : 3,3MΩ
R2 : 500kΩ
R3,R4, R5,R6,R8 : 1MΩ
R7 : 100kΩ
R9 : 10kΩ multitours
R10 : 22kΩ multitours

Condensateurs :

Cext. : 100nF à 1µF
C1 : 10µF
C2 : 68nF

Circuits intégrés :

IC1 : LM358
IC2 : TLE 2425 ou 78L05

```
program adcson;
uses crt;
var t:array[1..32000] of integer;
    f:integer;
    g:integer;
    h:integer;
    i:real;
    j:integer;
    k:integer;
    d:integer;
    a:text;
begin
port[632]:=254;
writeln('presser ENTER');
readln;
k:=0;
for f:=1 to 4000 do
begin
for h:=0 to 4 do
begin
port[632]:=252;
end;
for g:=0 to 7 do
begin
port[632]:=253;
k:=k+1;
t[k]:=port[633];
port[632]:=252;
end;
for h:=0 to 4 do
begin
port[632]:=254;
end;
end;
port[632]:=2;
clrscr;
writeln('----- TRAITEMENT EN COURS -----');
assign(a,'son.rom');
rewrite(a);
k:=0;
for f:=1 to 4000 do
begin
i:=0;
for g:=0 to 7 do
begin
k:=k+1;
if(t[k] and 128)<>128 then i:=i+(exp((7-g)*ln(2)));
end;
j:=round(i);
write(a,' ',j,' ');
end;
writeln('terminé');
close(a);
end.
(* COPYRIGHT 1994 Patrick GUEULLE *)
```

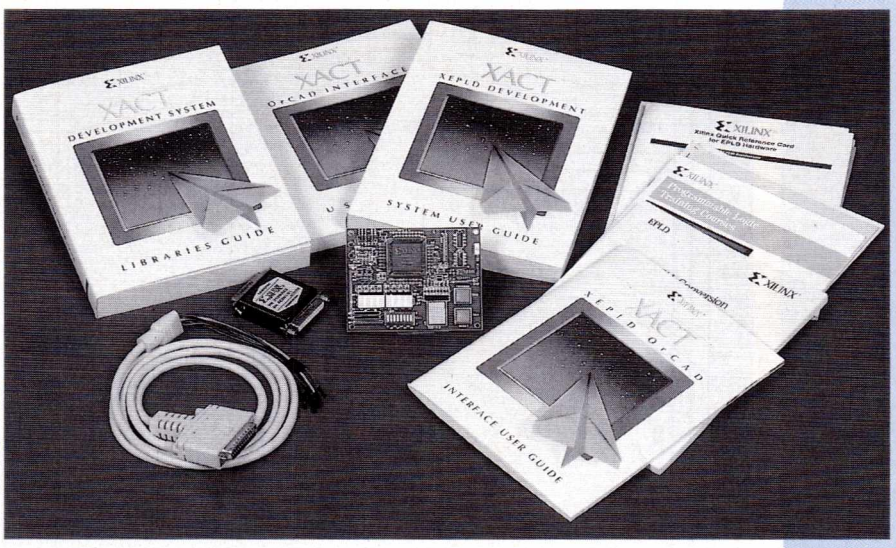
Figure 8

```
10 REM ---- ROMTOWAV ----
20 CLS:PRINT"Nom du fichier .ROM à convertir en .WAV ?"
30 INPUT R$:B$=R$+".WAV":R$=R$+".ROM"
40 OPEN R$ FOR INPUT AS #1
50 OPEN "R",#2,B$,1
60 CLS:PRINT"---- CONVERSION DE FORMAT EN COURS ----"
70 Z$=CHR$(0)+CHR$(0)
80 Y$=CHR$(16)+CHR$(0)
90 X$=CHR$(17)+CHR$(43)
100 W$=CHR$(1)+CHR$(0)
110 T$="RIFF"+Z$+Z$+"WAVEfmt "+Y$+Z$+W$+W$+X$+Z$+X$+Z$
120 T$=T$+W$+CHR$(8)+CHR$(0)+"data"+Z$+Z$
130 FIELD#2,1 AS A$
140 FOR F=1 TO LEN(T$)
150 RSET A$=MID$(T$,F,1):PUT#2,F
160 NEXT F
170 IF EOF(1) THEN 210
180 INPUT#1,M:M$=CHR$(M)
190 RSET A$=M$:PUT#2,F
200 F=F+1:GOTO 170
210 L=F-9:L$=HEX$(L)
220 IF LEN(L$)<8 THEN 240
230 GOTO 250
240 L$="0"+L$:GOTO 220
250 FOR G=1 TO 4
260 RSET A$=CHR$(VAL("&h"+MID$(L$,9-(2*G),2))):PUT#2,4+G
270 NEXT G
280 L=F-45:L$=HEX$(L)
290 IF LEN(L$)<8 THEN 310
300 GOTO 320
310 L$="0"+L$:GOTO 290
320 FOR G=1 TO 4
330 RSET A$=CHR$(VAL("&h"+MID$(L$,9-(2*G),2))):PUT#2,40+G
340 NEXT G
350 CLS:PRINT R$;" est transformé en ";B$
360 END
370 REM (c)1994 Patrick GUEULLE
```

Figure 9

DÉVELOPPEMENT SUR COMPOSANTS PROGRAMMABLES

FPGA XC 4000 ET 3000



Les composants programmables connaissent un développement important dans de nombreux domaines. Outre la puissance apportée par de tels composants, on dispose de facilités de développement des plus intéressantes. A la suite des articles de présentation sur les composants programmables de type FPGA et notamment ceux de la société XILINX avec la série des XC4000 et des XC3000, nous allons vous présenter un exemple de développement sur ce type de produit. Vous allez ainsi voir les différentes possibilités de la gamme et surtout la facilité avec laquelle elle peut vous aider à réaliser votre projet.

Le développement que nous allons détailler est un exemple de ce qu'on peut faire avec les composants XILINX et surtout de la manière d'opérer. Pour cela, et utilisant le produit que nous vous avons présenté lors d'un article précédent, nous emploierons la version prévue pour l'éditeur de schémas OrCAD.
Celui-ci est largement implanté et permettra à beaucoup de monde de visualiser exactement les différentes démarches. Que les autres se rassurent, le produit est disponible pour un vaste choix de systèmes et d'éditeurs de schémas.
Le petit projet que nous allons vous décrire met à contribution le module d'essai livré avec le produit et nous utiliserons comme support, le projet ROLLDICE fourni en exemple. Celui-ci vise à concevoir un petit jeu dans lequel un compteur génère rapidement une séquence de nombres et ensuite sur commande l'arrêt de celui-ci avec affichage sur un afficheur 7 segments.

Le matériel disponible :

Le travail de développement que nous allons vous décrire repose sur le matériel fourni avec le système de développement. Celui-ci, outre les logiciels de développement et les différents ouvrages de référence fournis, comporte un module hardware destiné à l'entraînement des futurs développeurs. Ce module peut se connecter directement au PC par l'intermédiaire d'un câble relié à l'imprimante.
Il permet à la suite d'un cycle de développement de configurer le FPGA présent sur le module. On peut observer sur la **figure 1** le schéma du module fourni. On distingue bien la présence d'un afficheur 7 segments, d'une rangée de switches, de boutons poussoir et de LED. Deux oscillateurs RC sont également disposés sur les pattes spéciales du FPGA.

LES DIFFÉRENTES ÉTAPES DU DÉVELOPPEMENT :

L'édition de schéma :

La version dont nous disposons pour évaluation est destinée à être utilisée avec l'éditeur de schéma OrCAD. D'autres versions sont disponibles,

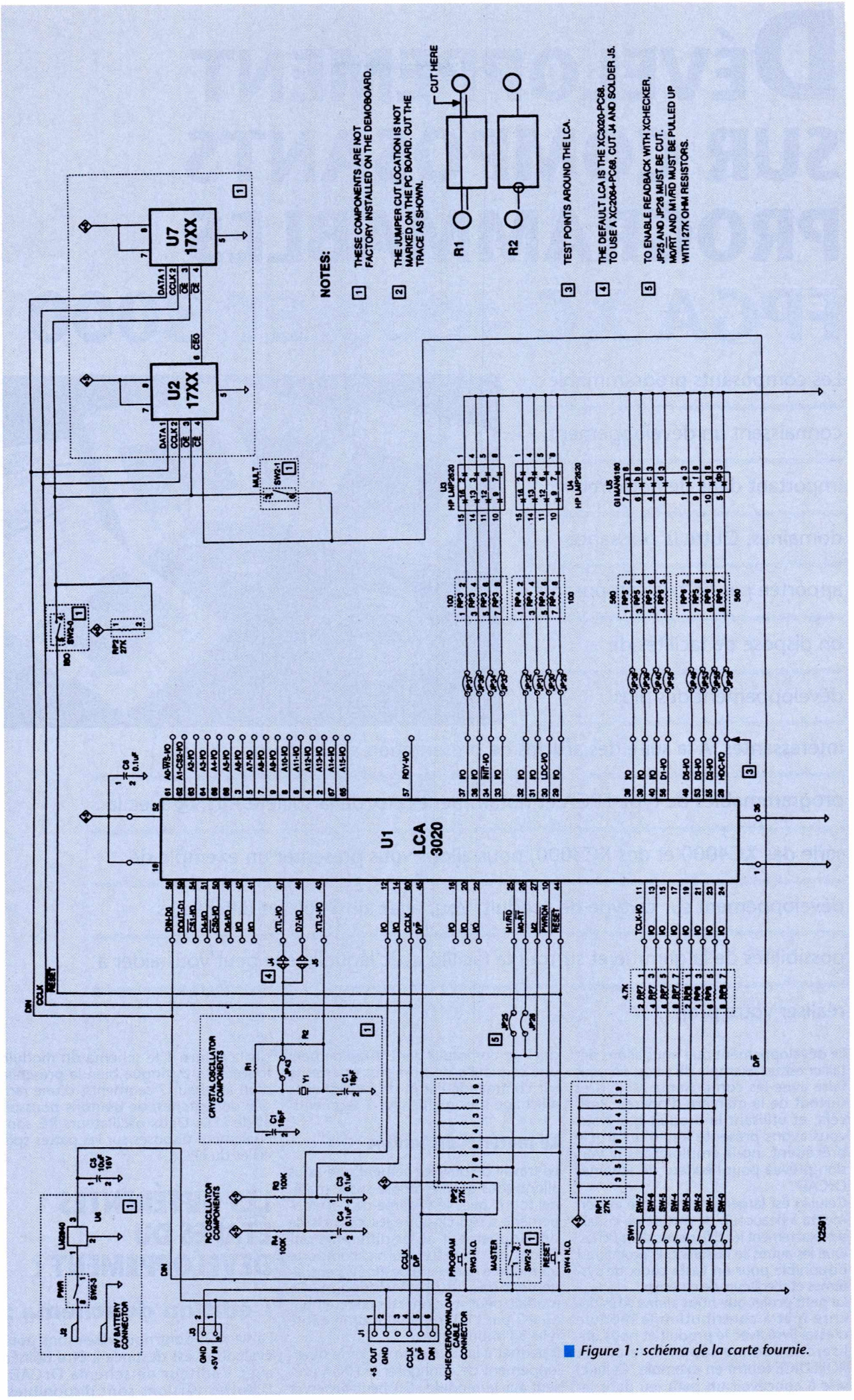


Figure 1 : schéma de la carte fournie.

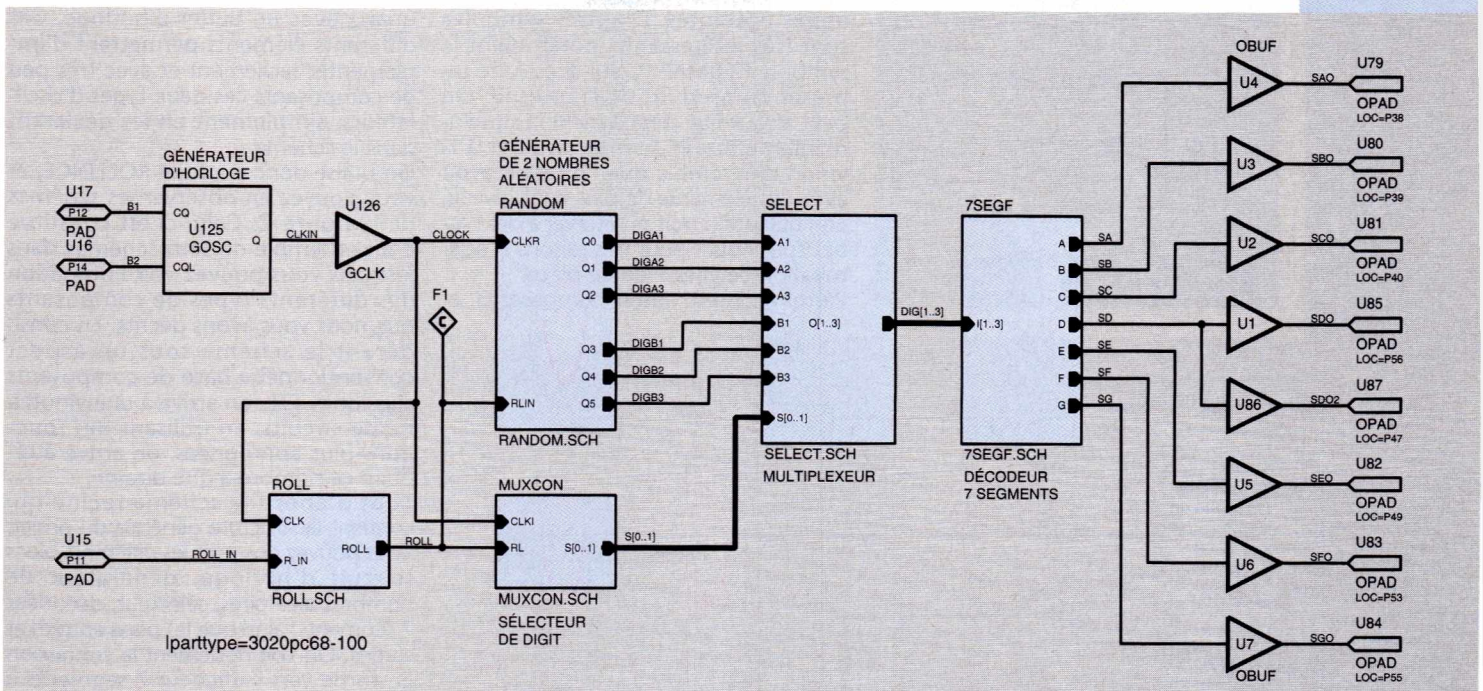


Figure 2 : schéma global de l'application.

pour ainsi dire sur la majorité des éditeurs de schémas du marché, et il existe aussi un éditeur qui permet de gérer directement la structure interne d'un FPGA. Ce programme XDE non livré avec la version présentée permet de router manuellement les ressources internes du FPGA, ceci pour des optimisations de temps et de parcourt des signaux électriques à l'intérieur de la structure. On ne remplacera jamais l'astuce humaine !

Mais cette possibilité nécessite tout de même un important travail et une habitude certaine, et pour notre démonstration nous nous limiterons aux résultats produits par le compilateur XILINX sans aucune modification. Revenons à l'éditeur de schémas et en particulier à OrCAD. Après avoir crée un répertoire de travail comme d'habitude avec OrCAD, il suffit de lancer à l'intérieur le programme XDRAFT avec comme paramètre 2,3 ou 4 suivant que vous voulez utiliser les XC2000,XC3000 ou XC4000. Ce programme modifie la configuration du répertoire courant en y installant les librairies spécifiques à la famille XILINX choisie. Une fois ce travail achevé, on procède à l'édition proprement dite du schéma. Pour cela vous disposez de tous les éléments des librairies XILINX.

En aucun cas, il ne vous est possible d'utiliser les librairies TTL préexistantes ou encore celles que vous avez créées. Les librairies XILINX disposent d'informations supplémentaires chargées de produire les informations nécessaires à la compilation. Ainsi les composants disponibles ont des noms bien spécifiques qui seront repérés à la compilation et traduit en la séquence correspondante. Mais il ne faut pas penser que vous disposez de peu de fonctions : on retrouve dans les librairies disponibles la majorité des composants TTL couramment utilisés, les composants PAL, des éléments comme des compteurs, des bascules, des décodeurs ...

Le schéma s'organise donc autour de ces éléments dont l'utilisation est similaire à celle des composants classiques. L'utilisateur d'OrCAD n'aura donc pas à apprendre de nouvelles habitudes. Les seules différences se situeront dans les composants disponibles et pour cela, le manuel de référence des librairies est une véritable source d'inspiration.

C'est sur certains éléments que nous allons nous étendre plus précisément, certains d'entre eux étant bien spécifiques à la structure XILINX.

Tout d'abord, et il s'agit d'un point essentiel, la configuration des ports d'entrées-sorties se fait à l'aide de différents symboles que nous allons énumérer. Auparavant un petit rappel sur le type de bloc associé aux ports d'E/S.

A chaque patte d'Entrée/Sortie standard du composant est associé un IOB chargé de définir les caractéristiques du port. Celui-ci peut être de type entrée simple, sortie simple, entrée/sortie, entrée avec registre, sortie avec registre, ou entrée/sortie avec registre. Les possibilités sont donc importantes et pour un tel nombre de possibilités, on retrouve les composants suivants :

- IBUF :

Cet élément déclare un port en tant qu'entrée simple. Il isole le port de la structure interne du FPGA. Cet élément doit être connecté à un port physique de type PAD , IPAD ou encore BPAD pour des fonctions 3 états.

- INFF :

Cet élément déclare un port en tant qu'entrée avec registre. On dispose de la connexion vers un port de type PAD, IPAD ou BPAD, de l'entrée Clock du registre et de deux sorties complémentaires.

- INLAT :

Cet élément définit un port en tant qu'entrée avec latch transparent. Là encore on dispose des mêmes possibilités que pour INFF.

- OBUF :

Cet élément définit un port pour une utilisation en sortie simple. Sa sortie doit être connecté à un port physique de type PAD ou OPAD.

- OBUFT :

Cet élément correspond à la version 3 états de OBUF. Il peut être connecté à un port physique de type PAD, OPAD ou BPAD

- OUTFF :

Cet élément définit un port de sortie avec registre de sortie. On dispose des entrées données et horloge, et il peut être connecté en sortie à un port physique de type PAD ou OPAD. - OUTFFT :

Cet élément est la version 3 états de OUTFF. Il peut être connecté à un port de sortie BPAD.

- PAD :

Cet élément détermine la connexion à un port physique du composant. C'est à dire qu'il détermine quelle est la patte à laquelle sera connectée le signal attaché. En remplissant le paramètre LOCATION on le force à être en telle patte, sinon le cycle de compilation lui attribuera une patte libre.

Forcé un port à une patte donnée est une contrainte de plus donnée au système de développement, il ne pourra pas ainsi faire toutes les optimisations voulues. Une bonne méthode consiste à ne pas fixer de pattes, à observer le résultat obtenu et ensuite à fixer certaines pattes pour essayer d'obtenir le même type de résultat.

- IPAD :

Cet élément définit un port physique à utiliser comme PAD mais le détermine aussi pour une utilisation en tant qu'entrée.

- OPAD :

idem que IPAD mais pour une sortie.

- BPAD :

idem que IPAD mais en version 3 états

- UPAD :

Cet élément est utilisé pour référencer les ports qui ne sont pas effectivement disponibles sur le composant. Certains blocs IOB ne sont en effet pas connectés à une patte du composant, ceci pour des raisons de disponibilité.

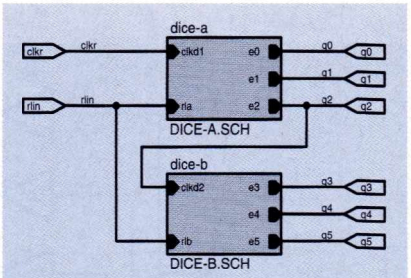


Figure 2 b : 2 fois le générateur aléatoire sur 3 bits.

lignes flottantes. D'autres symboles sont très intéressants, notamment le symbole CLBMAP. Celui-ci est une représentation d'un CLB* interne. On peut ainsi éditer directement la structure interne du FPGA, mais on perd là la vision d'ensemble que l'on peut avoir avec des éléments de plus haut niveau. Son utilisation doit se réserver à des parties spécifiques pour des raisons d'optimisation de vitesse ou de place.
Parmi encore d'autres composants, et il y en a !, on peut citer les macros destinées à produire des oscillateurs. On en dispose de trois types, GOSC qui se satisfait d'un réseau RC sur un port pour produire un oscillateur simple, OSC pour un oscillateur à quartz et GXTL qui détermine un oscillateur à quartz avec un buffer d'horloge. Ces différents éléments permettent d'implémenter facilement et avec très peu de composants ces deux types d'oscillateurs, simplement en les déclarant dans le schéma.

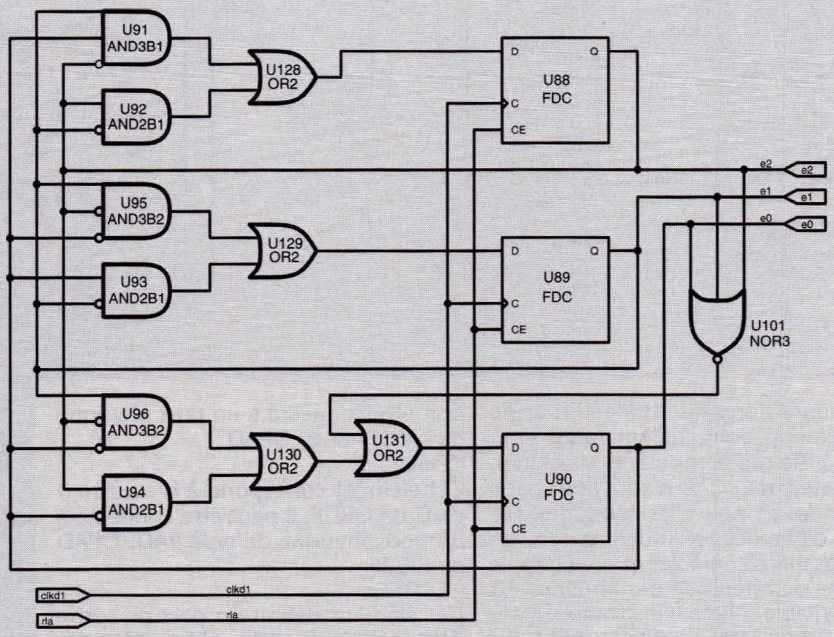


Figure 2 c : générateur aléatoire A sur 3 bits (logique combinatoire + bascules).

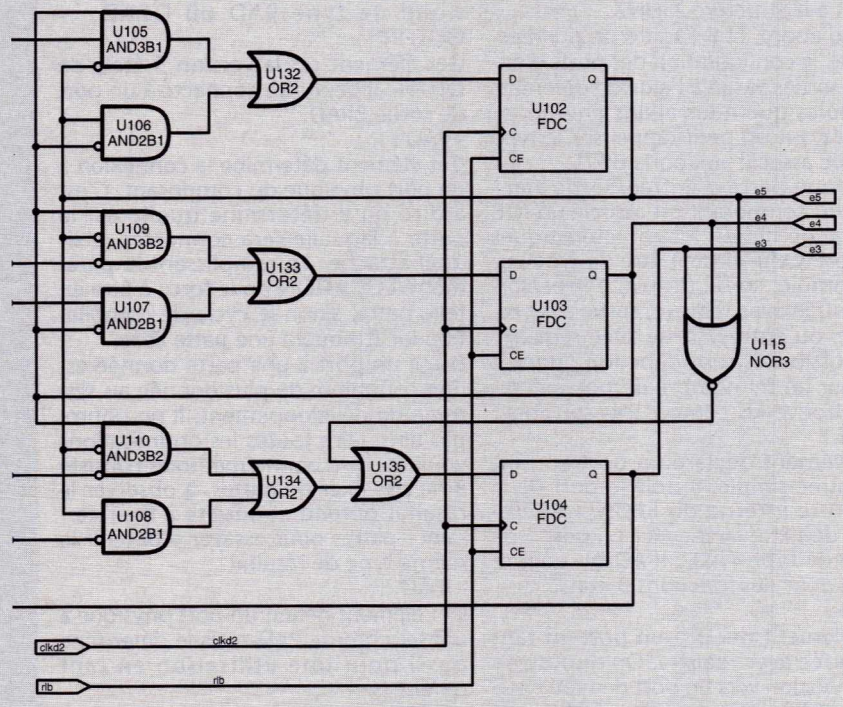


Figure 2 d : générateur aléatoire B sur 3 bits (logique combinatoire + bascules).

On utilise donc le projet ROLLDICE, et vous pouvez en observer les schémas de la **figure 2**. Celui-ci est constitué d'un ensemble de sous-schémas dans lesquels vous pouvez voir l'utilisation des différents types de composants que nous vous avons décrits. En considérant le schéma sous un aspect conventionnel à base de composants classiques TTL, on arrive à une vingtaine de circuits. En utilisant des fonctions plus appropriées, on arrive à réduire ce nombre à une dizaine.
Tout d'abord le schéma racine qui contient la structure générale du projet. Vous pouvez observer les différents blocs (circuit d'horloge, générateur de nombres aléatoires, sélecteur, décodeur 7 segments) ainsi que les ports entrées et sorties. On voit nettement la connexion en sortie vers l'afficheur 7 segments à l'aide des OPADs et OBUFs, tandis que les entrées se servent des IPAD.
Sur le schéma du générateur de nombres aléatoires, vous avez un exemple de l'utilisation de fonctions logiques standards telles que des portes, des bascules...
Ceux qui ont l'habitude d'utiliser OrCAD constateront que,à part les composants qui ont un aspect et un nom différent de ceux présents dans la configuration d'origine, c'est exactement le même type de schéma. Il n'y aura donc pas de grosses difficultés d'adaptation.

Le cycle de compilation :

Une fois le schéma établi, on rentre dans la phase de compilation du projet. Pour cela on dispose de deux moyens: soit exploiter un par un les différents programmes fournis soit lancer l'utilitaire XMAKE qui se chargera de le faire pour vous. Nous allons décrire les différentes étapes, mais la majorité utilise la version automatique. Les diverses opérations que nous allons détailler sont donc faites par XMAKE sans que vous ayez à vous en soucier.

L'annotation

Le schéma entré, il faut que chaque élément ait une et une seule référence bien définie. On lance donc l'annotation du schéma et on utilise pour cela le programme fourni avec OrCAD. Le schéma obtenu contient alors tous les éléments référencés différemment pour pouvoir être traduits par le programme suivant.

La création d'un fichier netlist

Sur le résultat de l'annotation, le programme INET , appartenant à OrCAD, va traduire l'ensemble des schémas en un fichier netlist contenant toutes les connexions nécessaires et toutes les références aux composants XILINX.

- PULLUP
Cet élément permet de forcer à l'état haut une ligne flottante. Sur les XC3000, seuls les composants IPAD peuvent y être attachés, tandis que sur les XC4000 les types OPAD et BPAD peuvent y être rattachés pour forcer des

*Configurable Logic Block.

La création d'un fichier XNF

Ensuite, sur le fichier netlist, le programme SDT2XNF produit un fichier XNF, spécifique à XILINX et qui contient la logique que vous avez voulu représenter dans votre schéma. Ainsi ce fichier est vu comme un fichier logique de haut niveau dans lequel les informations telles bascules, décodeurs et autres sont présentes. Ce type de fichier pourra être exploité par d'autres types de programmes comme des simulateurs logiques via un convertisseur au format idoine.

La création du fichier LCA

Ensuite vient toute la phase de création de fichier LCA. Le fichier .sch provenant d'OrCAD est transformé en fichier XNF propre à XILINX, est ensuite traité par XNFMERGE au cas où le projet serait dans plusieurs fichiers différents, est testé par le programme XNFDRC.
XNFMAP traduit alors la logique interne à un fichier XNF en une suite de composants de type CLB, IOB convenablement configurés.
Enfin MAP2LCA produit le fichier avec les CLBs et IOBs destinés à un type donné de la famille XILINX. Cette étape ne comporte encore que le «chevelu» comme sur un routage classique. Le routage entre les différents CLBs et IOBs ,ainsi que le placement de ces divers éléments est alors effectué par le programme APR. On peut forcer le placement à certaines places spécifiques, forcer certains nets à être plus prioritaires par rapport à d'autres, ainsi que tout un ensemble d'autres contraintes.
Ces contraintes sont souvent nécessaires par exemple pour produire un FPGA susceptible de se placer dans une carte déjà existante, mais là encore les performances de placement et de routage peuvent être dégradées. Le fichier LCA regroupe alors toutes les informations nécessaires pour pouvoir programmer le FPGA. Par contre il ne peut être transféré sous cette forme.

La création du fichier BIT ou EPROM

Cette étape permet de traduire le fichier LCA qui regroupe les informations logiques ainsi que les ressources et le placement de celles-ci dans votre projet, en un fichier .bit qui contient le flux de bits nécessaire à la programmation du FPGA. On utilise le programme MAKEBIT. Si on a besoin de la version PROM, on peut utiliser le programme MAKEPROM mais à la suite de MAKEBIT sur un fichier .bit.

Le résultat

Comme indiqué sur le rapport de compilation, tout cet ensemble de composants a utilisé 18 des 64 CLBs disponibles dans un XC3020 et 11 des 54 ports de sortie. Une section APR (non représentée) - Automatic Place Route - détaillent les statistiques de placement.

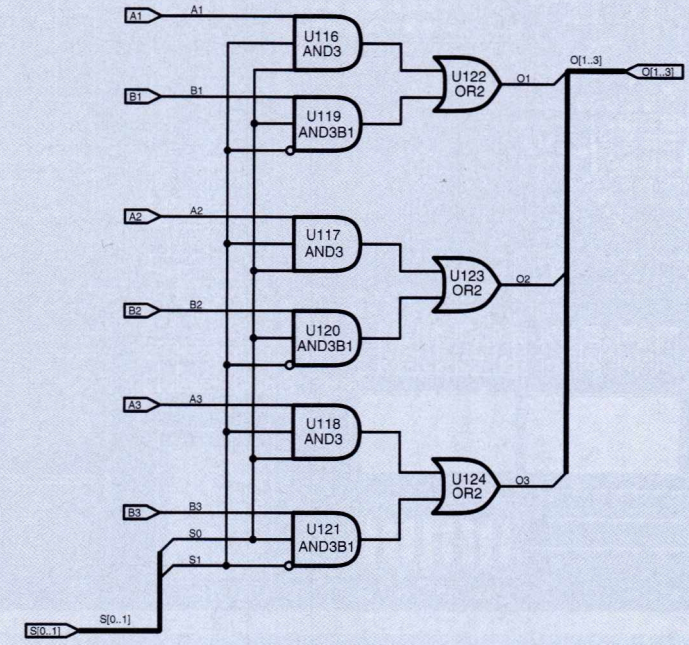


Figure 2 e : multiplexeur 2x3 bits (logique combinatoire).

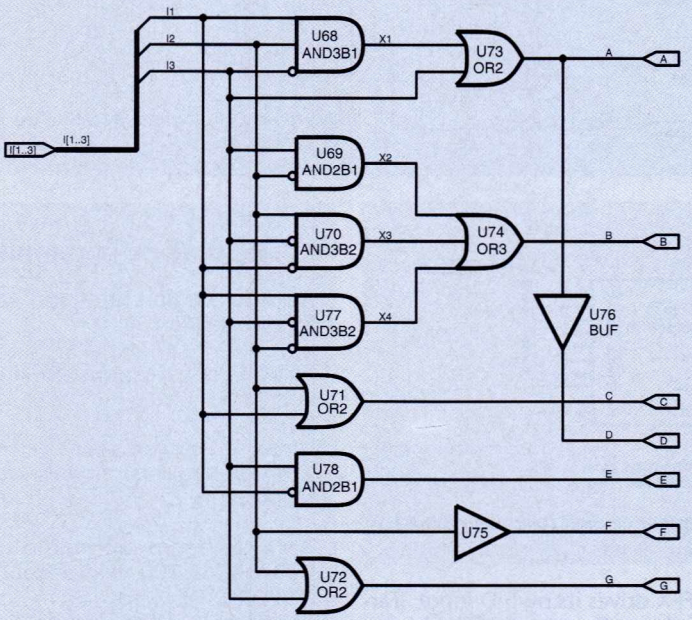
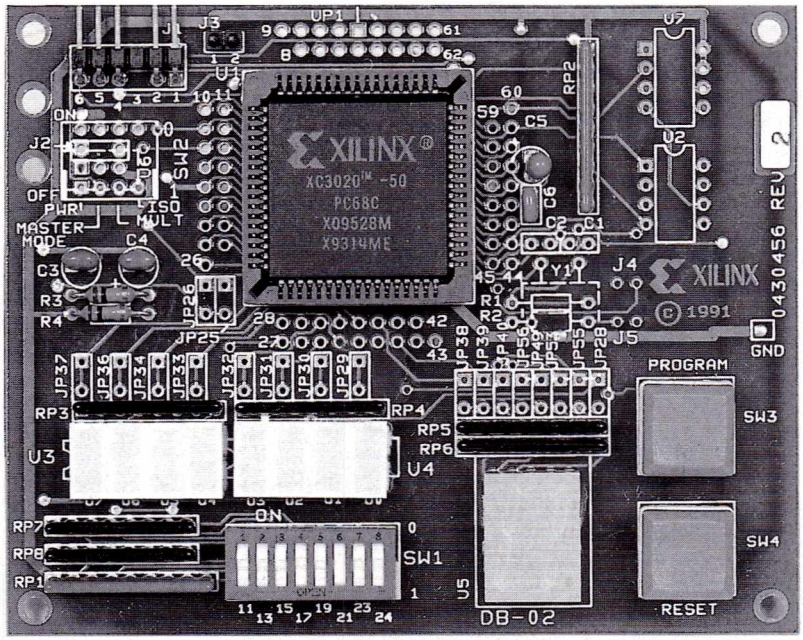


Figure 2 f : décodeur 7 segments (logique combinatoire).

La vérification

De par la structure particulière d'un FPGA et surtout du temps de propagation différent entre les différents blocs, il se peut que le routage ait introduit des possibilités d'erreur. Comme on l'a déjà exposé dans un précédent article, certains signaux sont déphasés entre eux et lorsqu'ils arrivent par exemple à une bascule, le signal d'horloge peut arriver après la ligne donnée. Pour cela, un programme XDELAY, fourni dans le produit, permet de placer des informations temporelles dans le fichier LCA. D'autres programmes tels LCA2XNF et BAX permettent de récupérer ces informations dans un fichier XNF. Ensuite si on possède un simulateur logique (comme VST pour OrCAD) on peut visualiser les différents timings en chaque point du schéma.
Voyons le résultat de ce que donne XDELAY dans son fichier rapport :
Xdelay timing analysis options :
From all.
To all.
Worst case Pad to Pad path delay :46.1ns (1 block level)
Pad «B1» (P12) to Pad «B1» (P12.T)
Clock net «DIGA3» path delays :
Clock to Pad : 59.4ns (2 block levels) (Assuming external output margin of 0.0ns.)
Clock to Q, net «DIGB2» to Pad «SDO» (P56.O)
Clock to Setup (same edge) : 14.9ns (0 block levels)
Clock to Q, net «DIGB1» to FF Setup (D) at «DIGB3.A»
Target FFX drives output net «DIGB3»
Target FFY drives output net «DIGB2»



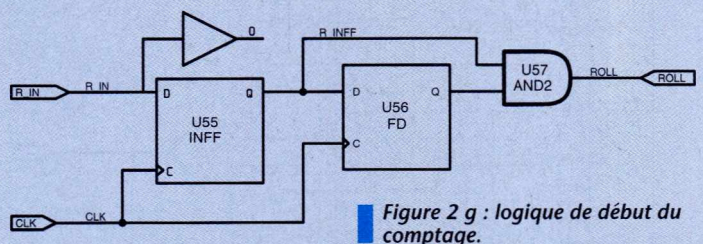


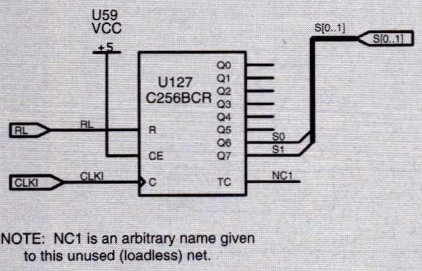
Figure 2 g : logique de début du comptage.

sage «done signal now high» apparaît à l'écran. On peut enfin jouer !
Et çà marche !

Conclusion :

Les composants programmables sont en expansion, et on comprend pourquoi !
Il y a une facilité d'emploi dans ce type de composants que l'on ne retrouve nulle part ailleurs.
Il suffit de quelques modifications sur un schéma pour modifier une carte déjà existante et ce d'autant que la configuration du circuit tient sur EPROM et que donc le circuit lui-même est réexploitable. Bien sûr le parfait contrôle de ce type de composant dans ses moindres recoins requiert parfois d'aller plus loin que l'édition d'un schéma.
L'expérience vous montrera vite ses possibilités et ce que vous pourrez en faire. Mais globalement pour le temps passé et le résultat obtenu, il n'y a pas à hésiter. Il y a quelque part une sensation de toucher les composants de demain, surtout qu'ils ne cessent de s'améliorer.
Nous vous réservons donc pour les mois à venir quelques exemples d'application très, très intéressants.

P. de CARVALHO



NOTE: NC1 is an arbitrary name given to this unused (loadless) net.

Figure 2 h : sélecteur de digit (compteur 8 bits).

Target FFX drives its own D input Target FFY drives D input to FFX driving net «DIGB3»
Target FFX drives D input to FFY driving net «DIGB2»
Minimum Clock Period : 59.4ns
Estimated Maximum Clock Speed : 16.8MHz

Sans précautions particulières, le résultat est honorable, mais de fortes améliorations sont possibles en spécifiant par exemple pour les signaux d'horloge des contraintes particulières. Mais là il faut commencer à bien connaître les FPGA et à étudier le routage avec plus de soins.
Finalement, et pour en voir le résultat physique, nous allons transférer le programme sur le petit module de test. Pour cela on connecte le câble DOWNLOAD sur le port parallèle du PC et ensuite à l'aide du programme XCHECKER on spécifie le projet à tester.
Après un reset du FPGA, qui se met en mode programmation, on a à l'écran Programming qui apparaît et à la suite d'une bonne programmation, le mes-

Résumé de la compilation et exemple de résultat obtenu.

XMAKE: begin command «annotate rolldice.sch»
.....
XMAKE: begin command «inet rolldice.sch»
.....
WriteInetList: complete
XMAKE: begin command «sdt2xnf -x rolldice.inf»

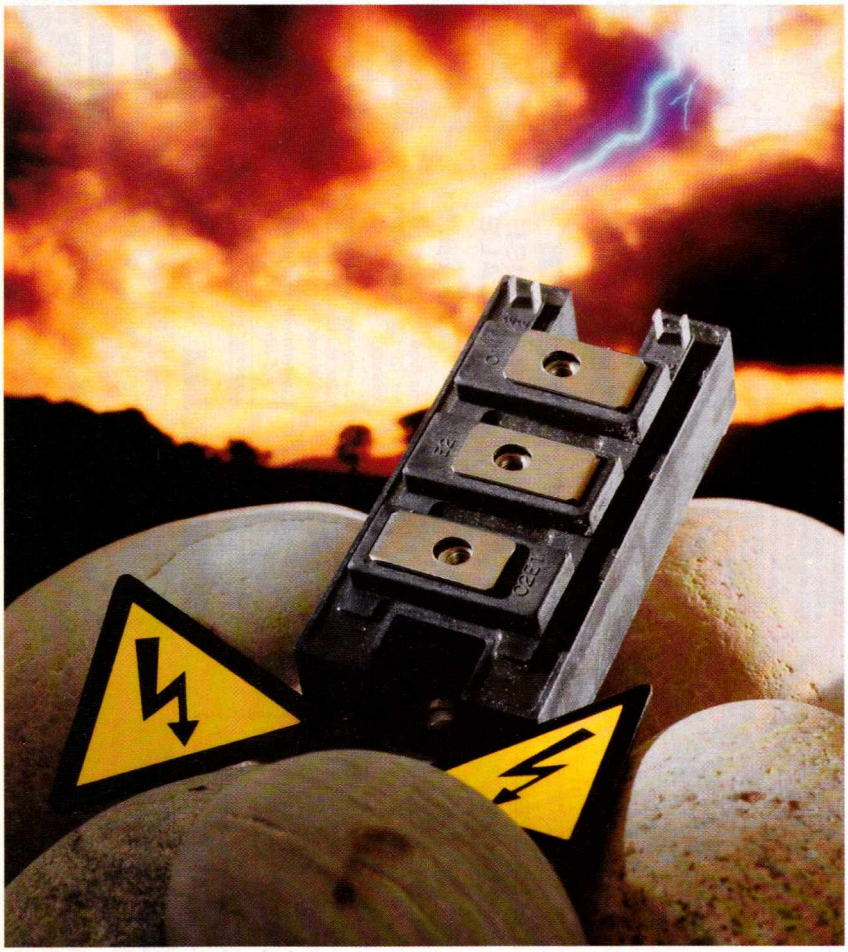
XMAKE: begin command «xnfdrc -p3020PC68-100 rolldice.xnf»
XNFDRC Ver. 3.30
Reading file rolldice.xnf...
Checking network for design errors...
Warning 504 : All of the external outputs in this design are using slew-rate-limited output drivers.
The delay on speed critical outputs can be dramatically reduced by designating them as fast outputs in the schematic.
Warning 511 : More than 5 I/O locations are constrained in this design using the LOC parameter.
This may make the design more difficult to route.
Report information written to file rolldice.drc.

XMAKE: begin command «xnfmap -p3020PC68-100 rolldice.xnf»
XNFMAP Ver. 3.30 Reading file rolldice.xnf...
Checking network for logical errors...
WARNING 277: No load pins on signal «MUXCON/NC1».
Phase 1: Checking for unused/disabled logic...
5 unnecessary inverters/buffers removed.
1 disabled or unused symbols removed.
1 sourceless or loadless signals removed.
(See file rolldice.crf for listing of removed symbols/signals.)
Assigning logic to LCA elements...
Preparing GUIDE file...
Phase 2: Checking for unused/disabled logic...
DESIGN SUMMARY:
Part type=3020PC68-100
18 of 64 CLBs used
11 of 58 I/O pins used
0 of 6 internal IOBs used
0 of 16 internal three-state signals used (0 TBUFS used)
15 CLB flipflops used
Total number of WARNINGS generated during mapping = 1.
Total number of ERRORS generated during mapping = 0.

XMAKE: begin command 'map2lca -p3020PC68-100 rolldice.map'
MAP2LCA Ver. 3.30
Checking network for logical errors...
Assigning logic to LCA elements...
SUMMARY: Part type=3020PC68-100
18 of 64 CLBs used
11 of 58 I/O pins used
0 of 6 internal IOBs used
0 of 16 internal three-state signals used
Design written to file rolldice.lca (APR constraints in rolldice.scp)

Les nouveaux IGBT de la gamme GS Hitachi : 1200 V

Après le succès des IGBT de la gamme 600 V Sadmos (self-aligned Double-diffused MOS), Hitachi ajoute désormais toute une nouvelle série d'unités à haute tension.



La gamme GS est destinée aux applications qui exigent beaucoup d'énergie comme le contrôle des moteurs, la conversion de fréquence et l'alimentation ininterrompue en courant, puisqu'elle fonctionne à 1200 V. Toutes les unités GS travaillent très vite, puisque le temps nominal de mise en repos, de 0,2 µs permet de les utiliser dans des systèmes atteignant des vitesses de 20 kHz, avec une baisse de tension directe de seulement 2,5 V VCEsat (typique), ce qui diminue les pertes de conduction.

C'est la première fois qu'est proposée une unité 400 A en un seul bloc. La possibilité dual pack est étendue à 200 et 300 A. De nouvelles unités à six packs proposent des puissances nominales pouvant aller jusqu'à 100 A.

Malgré des puissances nominales plus élevées, les conditionnements gardent le même style que les unités de la deuxième génération. Les concepteurs de système peuvent ainsi fournir plus de puissance dans un même encombrement ou procéder à des évolutions avec un minimum de travail.

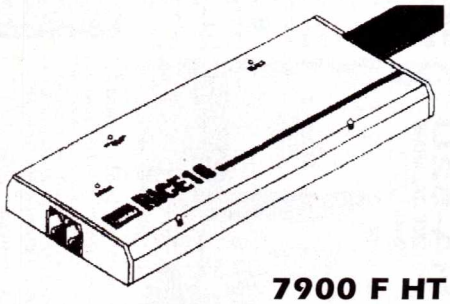
Les IGBT de la gamme GS ont des pertes bien moindres - jusqu'à 20% - que les unités de deuxième génération. En conséquence, il est possible d'utiliser des dissipateurs thermiques plus petits et les impératifs de refroidissement sont réduits. La nouvelle structure d'éléments auto-alignés augmente la densité de courant et assure une plus grande protection contre les court-circuits. Toutes les unités modulaires disposent de diodes (SFD) à roue libre à grande vitesse et à récupération souple et rapide. Le conditionnement suit des lignes standard.

Hitachi
Immeuble Le Thales
27, rue Olaf Palme
94006 Créteil Cedex
Tél. : 45 13 23 45

ETSF
recherche auteurs
dans l'électronique de loisir
Ecrire ou téléphoner à :
B. FIGHIERA
2 à 12, rue de Bellevue
75019 Paris
Tél. : (1) 44 84 84 84

EMULATEUR PIC 16

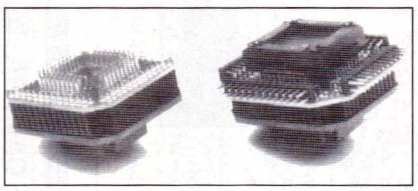
Emulateur temps réel. Cet émulateur temps réel pour famille PIC 16 est performant à prix attractif. Il est livré complet avec le programme PC-DOS.



7900 F HT

CONVERTISSEURS

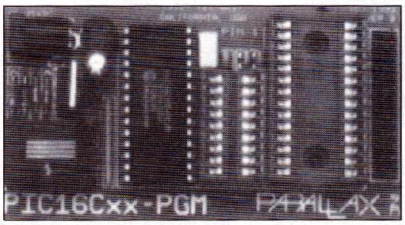
CONVERTISSEURS DIP- PLCC- PGA-SOP etc.
Ces convertisseurs vous permettront de convertir un gabarit DIP en PLCC-PGA-SOP-QFP, etc et le contraire aussi : trés utile pour : les programmateurs, les émulateurs, la fabrication.



1590 F HT

PROGRAMMATEUR PIC 16

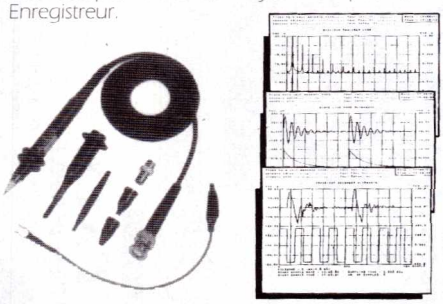
Ce programmateur à prix défiant toute concurence peut être livré en modèle DIP et PLCC. Nous disposons de nombreux autres modèles de programmateur.



2990 F HT

OSCILLOSCOPE sur PC

Instruments de mesure sur PC (Port parallèle). Oscilloscope, Volmètre, Analyseur de spectre, Enregistreur.



A partir de **1990 F HT**

ECI 19, rue du Pr Curie
95320 ST Leu la Forêt
Tél. 48 41 80 36

Photos non contractuelles.

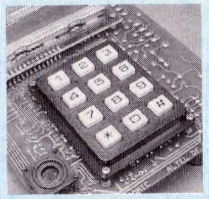
L'UNIVERS ELECTRONIQUE

POUR LA MAISON

LE TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE INTELLIGENT QUE VOUS ATTENDIEZ !

ALTEL

2 VOIES DE SURVEILLANCE - SYNTHESE VOCALE - AFFICHEUR LCD 2x16 car. - CLAVIER DE COMMANDE ET MICRO INCORPORES - QUALITE PROFESSIONNELLE - ALIMENTATION A PREVOIR : 12 V_{DC} - Etc...



OPTIONS ALTEL :
CARTE INTERFACE DE PUISSANCE
CARTE MICROPHONE ESPION
CARTE ALIMENTATION 12 V_{DC}

PROMO **ALTEL en Kit complet** *(sans boîtier)*
112.5770 *1.053,96 F HT* **1.250,00 F TTC**

OPTIONS :

Carte Inter. de Puiss.	111.5571	*337,27 F HT*	400,00 F TTC
Carte Mic. Espion	111.5772	*105,40 F HT*	125,00 F TTC
Carte Alim. 12 V_{DC}	111.5902	*122,26 F HT*	145,00 F TTC

Matériel non homologué. Usage interdit sur réseau téléphonique public

POUR L'AUTOMOBILE

SECURYTALK

SYSTEME DISSUASIF A SYNTHESE DE PAROLE

Ce dispositif à micro-contrôleur prévient le voleur éventuel que votre véhicule est équipé d'un système d'alarme et lui demande de s'éloigner.
Son comportement est analysé et s'il n'obtempère pas, SECURYTALK déclenche le système d'alarme existant, évitant ainsi les dommages au véhicule.

SECURYTALK se compose d'un système de détection volumétrique à rayon d'action réglable et d'un micro-contrôleur associé à un système de synthèse de parole couplé à un amplificateur de puissance, et à un haut-parleur spécial (à installer dans le compartiment moteur). C'est par ce haut-parleur que sont diffusés les messages d'alarme. ***(BANC D'ESSAI DANS LE HAUT-PARLEUR DU 15/11/93)***

Compatible avec tout système d'alarme, il est livré prêt à l'emploi avec notice en français.

SECURYTALK 112.3880 PROMO ~~1.390,00 F TTC~~ **1.190,00 F TTC**

CA 6000

SYSTEME 2 FILS A TELECOMMANDE

INSTALLE en 10 mn. !

Ce petit prodige détecte l'ouverture des portes, capot, coffre et le bris de vitre... ***Et vous n'avez que deux fils à installer !*** *(version de base)*

- ***Télécommande par radio.***
- ***Détecteur de choc incorporé.***
- ***Détection de consommation de courant.***
- ***Sirène puissante : 115 dB.***

CA 6000 111.3480 *476,39 F HT* **565,00 F TTC**

RK-1 : Module d'inhibition du démarreur	111.3481	*67,45 F HT*	80,00 F TTC
PL-1 : Module d'activation des clignotants	111.3482	*84,32 F HT*	100,00 F TTC
DL-1S : Module de télécommande des portes	111.3484	*185,50 F HT*	220,00 F TTC

ISD 1016 AP

SYNTHESE DE PAROLE
112.4173 *75,04 F HT* 89,00 F TTC
POURQUOI PAYER PLUS CHER ?

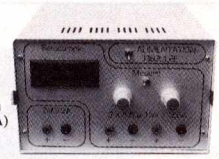
CABLE PERITEL *"PRO"*

Pour signaux RVB
6 coax. 75 ohms + 4 BF + 4 Commut.
Blindages separés
Le mètre 111.3415 *37,94 F HT* 45,00 F TTC
Les 10 m. 111.3417 *303,54 F HT* 360,00 F TTC

Selectronic
LA PASSION DE L'ELECTRONIQUE

ALIMENTATION

ALIMENTATION MULTI-TENSIONS ECONOMIQUE



2 sections variables 1,5 à 15V : 2,5A
1 sortie 5V / 3A
Toutes sorties flottantes permettant la mise en série ou parallèle. (30V / 2,5A ou 15V / 5A)

De qualité professionnelle et spécialement conçue pour l'enseignement, l'amateur, le labo, etc...

Le kit complet avec face avant autocollante gravée et boîtier :
111.7225 666,10 F HT **790,00 F TTC**

ALARMES AUTOMOBILE

POUR CEUX QUE LE KIT REBUTE ...

CAR-ALARM CA-8A

Système d'alarme sophistiqué et très performant, à télécommande infra-rouge, combinant la détection par ultra-sons, la détection d'ouverture (contacts) et la consommation de courant.

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES :
- Codage sur 10 bits (1024 combinaisons)
- Sirène piezzo 110 dB
- Sensibilité réglable
- Dim. : 36 x 128 x 99 mm

Sortie prévue pour relais 1 RT permettant d'inhiber le démarreur, de commander les clignotants et la commande des portes.

Fourni avec télécommande, sirène et tous les accessoires nécessaires.

Le CAR-ALARM CA-8A	111.5370	834,74 F HT	990,00 F TTC
L'émetteur supplémentaire	111.5372	160,20 F HT	190,00 F TTC
Le relais 12V / 1 RT	111.5369	31,62 F HT	37,50 F TTC

PA-1 EMETTEUR-RECEPTEUR CODÉ POUR TÉLÉ-ALARME.

- Vous prévient à distance d'une tentative de vol sur votre véhicule (également utilisable sur alarme domestique)
- Utilisable sur toute centrale (pour CA-6000, nous demander le schéma d'adaptation)
- Alimentation : 12 V continus
- Portée : environ 3 km (selon antenne et environnement)

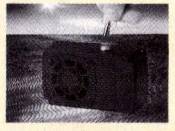
PA-1 111.4470 581,79 F HT 690,00 F TTC

ST-1 ANTENNE "STRIP-LINE"

Spécialement étudiée pour le PA-1, si vous n'avez pas ou ne désirez pas utiliser l'antenne de votre auto-radio. Montée sur support auto-collant 3M.
Longueur 42 cm

ST-1 111.4510 71,67 F HT 85,00 F TTC

CS-01 SIRENE D'HABITACLE MODULEE

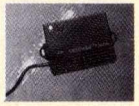


Sirène pour tout véhicule et alarme domestique.
- Auto-alimentée par accu incorporé et auto-protégée.
- Alimentation : 12 V continus

Se déclenche en même temps que l'alarme principale et sur tentative de sabotage.
Son très perçant. Niveau sonore : 110 dBA à 1 m
Dimensions : 11 x 7 x 4 cm

CS-01 111.4512 333,90 F HT 396,00 F TTC

MW-100 DETECTEUR HYPER-FREQUENCES



CE QUE VOUS ATTENDIEZ
POUR COMPLETER VOTRE INSTALLATION !

IDEAL pour protéger les cabriolets, ou pour laisser ouvert une vitre ou votre toit ouvrant en été !
Le RADAR ne sera pas déclenché par un courant d'air ou un changement de température, mais uniquement par une intrusion
- Système à codage d'impulsions pour éviter les fausses alarmes.
- Alimentation 12 V continus
- Sortie de déclenchement négative (par mise à la masse)
- Compatible avec toute centrale (pour CA-6000, nous demander le schéma d'adaptation)

MW-100 111.4520 412,31 F HT 489,00 F TTC

VOUS DESIREZ EN SAVOIR PLUS SUR UN PRODUIT ?
Envoi de documentation détaillée sur simple demande.

CONDITIONS GENERALES DE VENTE : Voir nos publicites annexes.

VENTE DE COMPOSANTS ET MATERIELS ELECTRONIQUES
BP 513 - 59022 LILLE CEDEX - TEL : 20.52.98.52 - FAX : 20.52.12.04
Magasin situé à LILLE au 86 rue de Cambrai

MICRO-CONTRÔLEUR

Après "BASIC INSTINCT" ...

Opération "BASIC INTEL"

Développez vos applications en BASIC

grâce à notre package comprenant le µ-contrôleur INTEL 8052 accompagné de son guide de développement (215 pages - en anglais).

Micro-contrôleur 8052-AH BASIC + MCS BASIC-52 User's Manual
L'ensemble *SUPER PROMO* 111.6210 *248,74 F HT* 295,00 F TTC

VIDEO SURVEILLANCE

MODULE CAMERA

NOIR & BLANC - MINIATURE

(46 x 70 x 27 mm seulement ! - Poids : 40 g)

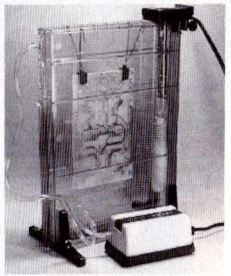
Caméra CCD 1/3" - Standard CCIR :

- *Haute sensibilité : 0,1 lux*
- *Objectif miniature : f = 4,3 mm (F = 1,8) - H : 74° - V : 56°*
- *Obturateur et iris électroniques (exposition automatique)*
- *Excellente qualité d'images*
- *Haute résolution : 380 lignes / 298000 pixels*
- *Sortie : 1 Vcc / 75 ohm*
- *T° d'utilisation : -10 à +50 °C @ 95% RH*
- *Alimentation : 12 V nominal (11 à 15 V DC / 200 mA)*

890,00 F TTC

Le module caméra CCD 111.8050 *750,42 F HT* 890,00 F TTC
A partir de 3 pièces *682,97 F HT* 810,00 F TTC
(Emetteur UHF video pour d° EN PREPARATION)

CIRCUITS IMPRIMES



GRAVEUSE VERTICALE

Economique..., mais de qualité !

Pour circuit imprimé de 16 x 25 cm max. (20 x 25 cm sans résistance chauffante)

Fournie avec générateur de bulles et résistance chauffante 150 W avec thermostat.

Contenance de perchlo : 1,5 litre max.

La graveuse 111.7441 *235,24 F HT* 279,00 F TTC

METROLOGIE

PIED A COULISSE *NUMERIQUE au 1/100e mm*

Affichage LCD en mm ou en pouces.
Ouverture maxi : 150 mm.

Le pied à coulisse 111.5937 *252,95 F HT* 300,00 F TTC

POUR LA MAISON

NOUVEAU **HA-52U** NOUVEAU
SYSTEME D'ALARME *"Sans fil"*

Ce nouvel ensemble reprend le concept de la célèbre HA-50 :

- *Liaison (codée) sans fil entre les détecteurs et la centrale.*
- *Très grande facilité d'installation sans provoquer de modification de votre décoration intérieure.*
- *Possibilité d'ajouter un nombre quelconque de détecteurs.*
- *Sirène incorporée + auto-protection.*

AVANTAGES SPECIFIQUES
Mise en veille partielle ou totale par la télécommande.
Réglage séparé des temporisations avec mode test.
Livrée avec ensemble sirène + clignotant extérieur.
Nouvelle présentation.

Le système de base HA-52 U comprend :

- *La centrale **HA-52** et son bloc d'alimentation.*
- *1 télécommande multi-fonctions **(HA-52 R)**.*
- *2 détecteurs d'ouverture sans fil **(HA-52 M)**.*
- *1 ensemble FLASH + SIRENE (110 dB) d'extérieur **(HA-52 E)**.*

Le HA-52 U 111.8618 1.950,00 F TTC

Option :

HA-52 P : Détecteur I.R. passif à liaison radio-codée (Détection : 10 m sur 110° avec auto-protection).
Le HA-52 P
111.8622 450,00 F TTC

OFFRE SPECIALE DE LANCEMENT :

1 système **HA-52 U**	1.950,00 F
1 détecteur **HA-52 P**	450,00 F
1 accu ***VARTA*** 12 V / 1,2 Ah	190,00 F
1 jeu de piles pour l'ensemble	82,00 F
	~~2.672,00 F~~

L'ENSEMBLE PRIX PROMO 111.8575 **2.250,00 F TTC**

OPTIONS :

Télécommande supplémentaire	HA-52 R	111.8629	270,00 F TTC
Détecteur infra-rouge passif	HA-52 P	111.8622	450,00 F TTC
Détecteur magnétique	HA-52 M	111.8628	290,00 F TTC
Clavier de télécommande	SA-224	111.8692	475,00 F TTC
Pile 12 V pour HA-52 R ou HA-52 M		111.6591	18,00 F TTC
Pile 9 V ***VARTA*** pour HA-52 P		111.0739	28,00 F TTC

AMELIOREZ LES PERFORMANCES DES HA-50 ET HA-52 !

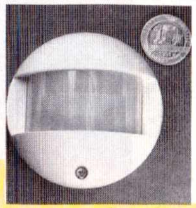
SA-224 CLAVIER SANS FIL

Remplace et assure les fonctions de la télécommande.

- ***Code secret interchangeable.***
- ***Sécurité anti-sabotage.***
- ***Usage intérieur ou extérieur.***
- ***Alimentation par pile 9V alcaline.***
- ***Dimensions : 115 x 80 x 30 mm***

Le SA-224 111.8692 475,00 F TTC

DETECTION



S-230 *LE DETECTEUR INFRA-ROUGE PASSIF QUE VOUS ATTENDEZ TOUS !*

- Détection sur 180°
- Fourni avec 4 lentilles; interchangeables :
  - une standard grand-angle (180°) - portée 12 m
  - une longue portée 20 m
  - une spéciale "animaux domestiques"
  - une spéciale "Rideau" (protection de passage)
- Auto-protection. Technologie CMS
- Immunité aux parasites
- Voyant de contrôle, etc... ***ET... PRIX DEBILE !!!***

Le S-230 111.7852 *248,74 F HT* 295,00 F TTC

LIBRAIRIE TECHNIQUE

LE BUS I2C *de Dominique PARET* (Editions DUNOD-TECH)
323 pages - Format 16 x 24 mm - *Livré avec disquettes d'applications 3" 1/2.*
Le livre + disquettes 111.7418 *210,79 HT* 250,00 F TTC

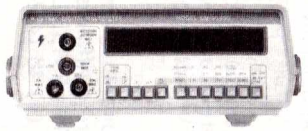
L'UNIVERS ELECTRONIQUE

MESURE

MULTIMETRE PROFESSIONNEL DE LABO — INSTEK

La haute précision devient vraiment abordable

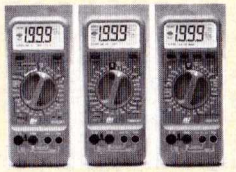
Modèle DM-8045 G — PROMO
20.000 points - 4 1/2 digits - True RMS



- * 6 fonctions : DCV, ACV, DCA, ACA, Ohm et test de diodes.
- * Mesures en EFFICACE VRAI (true RMS) en alternatif ou DC + AC.
- * Précision de base : 0,03 %.
- * Mesure jusqu'à 1200 V et 20 A.
- * Zéro automatique.
- * Circuit de protection sur toutes les gammes.
- * Haute résolution : 10 µV, 10 nA et 0,01 ohm.
- * Affichage LED de 13 mm

Le DM-8045 G 112.5580 2.192,24 F HT **2.600, 00 F TTC**

BI-WAVETEK — LES "MUSTS" CHEZ Selectronic



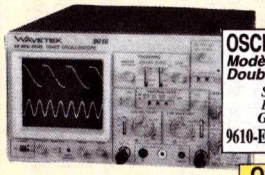
MULTIMETRES *SERIE XT*

DM 23 XT
112.5593 589,38 F HT **699,00 F TTC**

DM 25 XT
112.5594 631,53 F HT **749,00 F TTC**

DM 27 XT
111.5595 673,69 F HT **799,00 F TTC**

Fournis avec cordons de test, fusible de rechange, pile 9 V, manuel d'utilisation. Pinces croco pour DM 25-27 XT - Thermocouple type K pour DM 23 XT



OSCILLOSCOPE 9016-E 2 x 60 MHz
Modèle professionnel analogique.
Double trace, double base de temps
Sensibilité : 1 mV à V / div.
Base de temps : 50 ns à 0,5 s / div.
Garantie 2 ans.
9610-E 111.5767 6.230,19 F HT **7.389,00 F TTC**

OSCILLOSCOPE 9020-E
Le célèbre 9020 dans sa nouvelle présentation.
9020-E 112.8417 3.364,25 F HT **3.990,00 F TTC**

FG-513 AMREL

Générateur de fonctions wobulé 13 MHz
Avec affichage numérique de la fréquence

Voir catalogue SELECTRONIC page 2-14
(Banc d'essai paru dans RADIO-PLANS n°529 de 12/91)

Le générateur FG-506 PROMO 112.4299 3.625,63 F HT **4.300,00 F TTC**

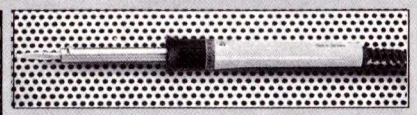
OFFRE SPECIALE

sur la gamme des multimètres APPA
fournis avec **GAINE ANTI-CHOCS**
(Valeur 89,00 F) ... ***GRATUITE***

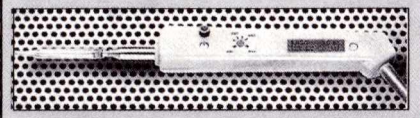
APPA 91	2.000 pts	112.2510	*PROMO*	505,06 F HT	**599,00 F TTC**
APPA 93 T	2.000 pts	112.2511	*PROMO*	589,38 F HT	**699,00 F TTC**
APPA 95	4.000 pts	112.2515	*PROMO*	673,69 F HT	**799,00 F TTC**
APPA 103	4.000 pts	112.2517	*PROMO*	1.053,96 F HT	**1.250,00 F TTC**
APPA 105	4.000 pts	112.2518	*PROMO*	1.096,12 F HT	**1.300,00 F TTC**

ERSA® — LA PERFECTION DU SOUDAGE

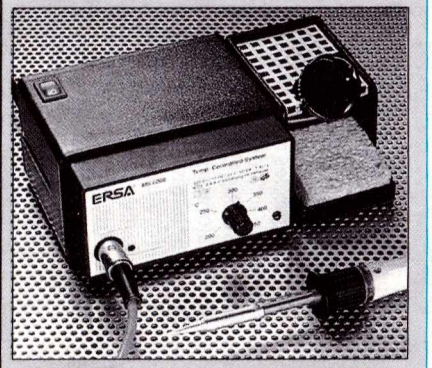
DOCUMENTATION DETAILLEE SUR SIMPLE DEMANDE



Fer 30W 111.9056 **178,00F TTC**



Fer TC 65 111.8495 **598,00F TTC**



Station MS 6000 111.8504 **1.304,00F TTC**

MIC-39

TRUE RMS **696,00 F TTC**

La version "EFFICACE VRAI" du célèbre MIC-37 !
(Décrit dans le catalogue Selectronic page 2-8)

Mêmes performances et même qualité que notre MIC-37 mais mesures en mode efficace vrai (TRUE RMS) en alternatif

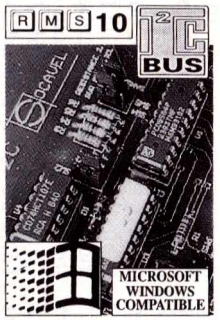
Le MIC-39 111.3943 586,85 F HT **696,00 F TTC**

BUS I²C

CARTE INTERFACE *BUS I2C* POUR *PC GEREE SOUS WINDOWS*

Conçue pour répondre aux besoins des bureaux d'études et des industriels de plus en plus nombreux à utiliser le BUS-I²C, cette carte permet l'exploitation sous WINDOWS (mais également sous DOS) du BUS-I²C à partir d'un PC. Son intérêt est fondamental, puisqu'elle permet depuis un PC de faire tourner des applications graphiques et multi-tâches en recevant des informations ou en envoyant des ordres à n'importe quel périphérique se trouvant sur le BUS-I²C.

La carte RMS-10 est fournie avec une bibliothèque de liens dynamiques (DLL), permettant de développer sous différents langages (PASCAL - BASIC - VISUAL BASIC et "C") et avec un logiciel d'émulation et d'évaluation.



La carte RMS-10
111.5930 950,00 F HT **1126,70 F TTC**

POUR LA MAISON

GROOM — REPONDEUR ELECTRONIQUE

Dimensions : 92 x 26 x 127 mm

Pour ceux qui auraient besoin de laisser un message en leur absence sur leur téléphone, ***sans nécessité d'enregistrer de réponse***, GROOM s'avère indispensable! En effet, GROOM est un répondeur miniature, (vraiment miniature!), totalement électronique (pas de pièces en mouvement ni bande magnétique) utilisant la technologie de la synthèse de parole, (grâce à l'utilisation de ISD-1016). ***Sûreté de fonctionnement, qualité de réproduction, fiabilité sont ses principaux atouts.***

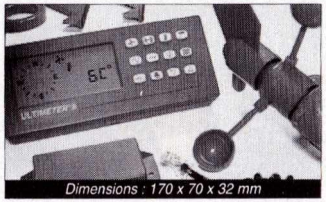
- ***Durée d'un message : 16 s (extensible à 32 s par rajout d'un ISD-1016)***
- ***Micro d'enregistrement intégré***
- ***Alimentation à prévoir : 8 à 25 V DC ou AC***

Matériel non homologué. Usage interdit sur réseau téléphonique public

Une réalisation* Selectronic, *évidemment !

Le kit complet version 16s (sans alim.) 111.3300 *333,05 F HT* **395,00 F TTC**
Fourni avec boîtier et face avant autocollante gravée, cordon et prise TPH gigogne

Bloc alim secteur pour d°	111.0694	*29,51 F HT*	**35,00 F TTC**
Bloc alim. 9 V *PKO*	111.4175	*80,10 F HT*	**95,00 F TTC**
L'ISD-1016 supplémentaire	112.4173	*75,04 F HT*	**89,00 F TTC**



Dimensions : 170 x 70 x 32 mm

ULTIMETER II

STATION METEO DOMESTIQUE
(FIABLE et PRECISE)

Vitesse et direction du vent.
Température,
Date et heure avec alarme.
Unités métriques.
Eclairage nocturne de l'affichage, etc...

PLUS DE 20 FONCTIONS !

DOCUMENTATION DETAILLEE ET CATALOGUE DES ACCESSOIRES SUR SIMPLE DEMANDE

OFFRE PROMOTIONNELLE :
La station ULTIMETER II + le pluviomètre 0,1 " + l'interface PC / RS 232
111.8490 *1.981,45 F HT* ***2.350,00 F TTC***

La station *ULTIMETER II*	111.7653	*1306,91 F HT*	**1550,00 F TTC**
Le PLUVIOMETRE	111.7654	*501,69 F HT*	**595,00 F TTC**
L'INTERFACE RC/RS-232 (logiciel en anglais)	112.7656	*619,13 F HT*	**735,00 F TTC**
Le câble d'extension universel 12 m	112.7655	*160,20 F HT*	**190,00 F TTC**

TELECOMMANDE HF CODEE

UNIVERSELLE

Livrés prêt à l'emploi, ces ensembles vous permettrons de réaliser très rapidement et très simplement une fonction télécommandée (ouverture de portail, allumage de lampe, alarme, etc...) avec codage de sécurité.

Technologie SAW (résonateur à ondes de surface) calibré en usine..
Emetteur miniature type porte-clefs.

TX / RX 001
Modèle 1 canal - Codage sur 12 bits par ponts de soudure.
Récepteur miniature alimenté sous 12VDC.

TX / RX 003
Modèle un canal extensible à 2 canaux.
Sortie à collecteur ouvert ou sur relais (en option).
Codage par dipswitch.
Récepteur universel (alim. 9 à 24 VAC ou 12 à 40 VDC).

En option :
Lot de composants nécessaires pour transformer le récepteur en 2 canaux.

L'ensemble Em. + Réc. TX/RX 001	111.4466	278,25 F HT	**330,00 F TTC**
L'emetteur supplémentaire pour TX/RX 001	111.3495	168,63 F HT	**200,00 F TTC**
L'émetteur TX 003	111.4465	193,93 F HT	**230,00 F TTC**
Le récepteur RX 003	111.4463	227,66 F HT	**270,00 F TTC**
Lot de composants pour extension 2 canaux	111.4460	33,73 F HT	**40,00 F TTC**

NOUVEAU

MICRO-CONTRÔLEURS MICROCHIP : L'AVENIR ?

Microchip

En effet, ces microcontrôleurs bénéficient d'une architecture de type RISC à grande vitesse, donc à jeu d'instructions réduit et à grande vitesse d'éxécution. **Prix très compétitif!**
(Cf. ELECTRONIQUE RADIO-PLANS n° 551)

Selectronic vous propose dès à présent une gamme complète de circuits et de moyens de développement :

PIC-START-16B
L'outil de développement économique pour la famille PIC-16CXX
Pour bien démarrer avec MICROCHIP!

Le PIC-START	111.7725	1.365,94 F HT	**1.620,00 F TTC**
Micro-contrôleurs version OTP			
PIC-16C54 RC/P	111.7724	32,04 F HT	**38,00 F TTC**
PIC-16C56 XT/P	111.7751	40,47 F HT	**48,00 F TTC**
PIC-16C57 XT/P	111.7755	48,06 F HT	**57,00 F TTC**
PIC-16C71-04/P	111.7757	59,02 F HT	**70,00 F TTC**
Micro-contrôleurs version UV-PROM			
PIC-16C54/JW	111.7726	129,85 F HT	**154,00 F TTC**
PIC-16C56/JW	111.7753	153,46 F HT	**182,00 F TTC**
PIC-16C57/JW	111.7756	205,73 F HT	**244,00 F TTC**
PIC-16C71-04 JW	111.7758	215,85 F HT	**256,00 F TTC**
THE MICROCHIP DATA-BOOK	111.7730	125,63 F HT	**149,00 F TTC**

INTERRUPTEUR MAGIQUE ES 47

REMPLACE AVANTAGEUSEMENT UN INTERRUPTEUR STANDARD ENCASTRE

Branchement 2 fils seulement — SUPER PROMO
Système à détection infrarouge.
Minuterie réglable de 4 s à 12 mn.
Distance de detection : de 0 à 10 m.
Pouvoir de coupure : 300 W / 220 V

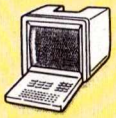
L'interrupeur ES 47 112.8690 150,93 F HT **179,00 F TTC**
A partir de 5 pièces 139,12 F HT **165,00 F TTC**

3616 SELECTRO

Voilà le code d'appel du serveur Minitel Selectronic.

Il vous offre :

- un service d'assistance et de renseignements techniques
- les dernières nouveautés et promotions
- des informations, des petites annonces classées, etc...
- *TELECHARGEZ UN ASSEMBLEUR 68705 POUR PC*



TOUT LE RESTE SE TROUVE DANS LE CATALOGUE GENERAL SELECTRONIC 1993
Envoi contre 25,00 F en timbres-poste

Selectronic
LA PASSION DE L'ELECTRONIQUE

VENTE PAR CORRESPONDANCE DE COMPOSANTS ET MATERIELS ELECTRONIQUES
B.P 513 - 59022 LILLE CEDEX - TEL : 20.52.98.52 - FAX 20.52.12.04

CONDITIONS GENERALES DE VENTE

REGLEMENT A LA COMMANDE : Forfait port et emballage 28,00 F TTC.

FRANCO à partir de 700,00 F

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

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

Cartes d'acquisition de données pour PC entièrement configurables soft

National Instruments annonce l'introduction des cartes d'acquisition de données multifonction AT-MIO-16E-2 et AT-MIO-16XE-50, premières cartes enfichables pour PC qui soient entièrement configurables et étalonnables par logiciel. Toutes deux offrent des entrées/sorties analogiques, numériques et d'horloge, avec des fonctions de synchronisation évoluées, et sont exemptes de cavaliers, d'interrupteurs ou de potentiomètres.

Pour la première fois, les ingénieurs et les scientifiques peuvent enficher leur carte dans un emplacement ISA et replacer le capot de l'ordinateur sans avoir à manipuler de cavalier ou d'interrupteur sur la carte. C'est par logiciel qu'ils configurent tous les aspects des entrées/sorties du bus, comme par exemple, les adresses de base, les interruptions ou les canaux DMA, sans oublier tous les aspects de l'acquisition de données elle-même, comme la gamme, la polarité ou le gain des entrées/sorties.

Une architecture inédite

Les AT-MIO-16E-2 et AT-MIO-16XE-50 sont les premiers modèles d'une nouvelle série de cartes d'acquisition de données pour PC, appelée «série E», qui présente une architecture inédite, combinant notamment :

- Le circuit ASIC DAQ-PnP™ pour l'acquisition sans cavalier ni interrupteur.
- Le circuit ASIC DAQ-STC™ pour la synchronisation des acquisitions au sein de la carte.
- Le bus RTSI® pour la synchronisation de systèmes multicartes.

En outre, tous les modèles de la série E à vocation haute vitesse, comme l'AT-MIO-16E-2, sont équipés d'un amplificateur d'instrumentation NI-PGIA™, circuit ASIC conçu spécialement par National Instruments pour garantir la précision des acquisitions analogiques.

Les utilisateurs ont la possibilité d'exploiter l'AT-MIO-16E-2 ou l'AT-MIO-16XE-50 avec le logiciel driver NI-DAQ® pour DOS et pour Windows, ou avec un logiciel d'application comme LabVIEW®, LabWindows® ou LabWindows/CVI et avec les produits de conditionnement, pour construire des applications d'automatisation expérimentale, de contrôle/commande de processsus, d'ingénierie automobile ou aérospatiale ou encore de test électronique.

L'AT-MIO-16E-2, pour sa vitesse et sa précision

La carte AT-MIO-16E-2 compte 16 entrées analogiques simples, 16 entrées pseudo-différentielles avec masse commune ou 8 entrées entièrement différentielles. Elle offre également 2 sorties analogiques avec 12 bits de résolution, 8 lignes d'E/S numériques TTL supportant chacune 24 mA et 2 canaux d'horloge de 24 bits. En ce qui concerne les entrées analogiques, le convertisseur offre une résolution 12 bits, une fréquence d'échantillonnage de 500 Kéch./s. Le transfert de données peut s'effectuer en utilisant l'accès direct à la mémoire (DMA), les interruptions ou le mode E/S programmées. Le gain est programmable pour chaque voie (1, 2, 5, 10, 20, 50 ou 100), avec des gammes d'entrées de + 10 V, 0 à 10 V, et + 5 V. La polarité et le mode d'entrée (différentielle ou simple) sont également programmables pour chaque voie. L'AT-MIO-16E-2 dispose en outre de toutes les fonctions de déclenchement numériques et analogiques.

Grâce à l'intégration du cricuit d'interface de bus DAQ-PnP, la configuration et l'étalonnage de l'AT-MIO-16E-2 s'effectue au travers du logiciel. Quant à l'amplificateur d'instrumentation NI-PGIA, il garantit une résolution de 12 bits à pleine vitesse (500 Kéchantillons/s) quels que soient les gains programmés, même si plusieurs canaux sont utilisés simultanément.

L'amplificateur NI-PGIA assure en fait des temps d'établissement cinq fois supérieurs aux meilleurs amplificateurs d'instrumentation du marché. L'AT-MIO-16E-2 dispose en outre de deux mémoires tampons FIFO de 2048 mots, l'une pour les entrées analogiques et l'autre pour les sorties analogiques, ainsi que d'un accès DMA à deux canaux pour accélérer les transferts de données d'entrées/sorties analogiques et des données de comptage (c'est la première fois qu'une carte d'acquisition multifonction offre l'accès DMA pour les compteurs/timers). L'AT-MIO-16E-2 peut aussi partager des signaux de synchronisation et de déclenchement avec d'autres cartes installées dans le même ordinateur, grâce au bus RTSI. Elle intègre en outre le circuit DAQ-STC, un ASIC de contrôle de synchronisation spécifiquement conçu pour les applications d'acquisition de données. Enfin, la carte est équipée d'un connecteur renforcé avec câblage blindé pour garantir la précision des mesures en environnements perturbés.

L'AT-MIO-16XE-50, pour sa grande précision et son prix réduit

La carte AT-MIO-16XE-50 compte 16 entrées analogiques simples, 16 entrées pseudo-différentielles avec masse commune ou 8 entrées entièrement différentielles. Elle offre également 2 sorties analogiques avec 12 bits de résolution, 8 lignes d'E/S numériques TTL supportant chacune 24 mA et 2 canaux d'horloge de 24 bits qui peuvent être utilisés pour la mesure de fréquence, le comptage ou les applications nécessitant la génération d'impulsions. En ce qui concerne les entrées analogiques, le convertisseur offre une résolution de 16 bits, une fréquence d'échantillonnage de 20 Kéch./s. Le transfert de données peut s'effectuer en utilisant l'accès direct à la mémoire (DMA), les interruptions ou le mode E/S programmés. Le gain, la polarité et le mode d'entrée (différentiel ou simple) sont programmables pour chaque voie. Comme l'AT-MIO-16E-2, l'AT-MIO-16XE-50 intègre le DAQ-PnP pour la configuration et l'étalonnage par logiciel, le DAQ-STC pour la synchronisation au sein de la carte et le bus RTSI pour la synchronisation en configuration multicarte. Par contre, l'AT-MIO-16XE-50 ne dispose pas de l'amplificateur NI-PGIA, qui ne se justifie pas compte tenu des fréquences d'échantillonnage plus faibles. L'AT-MIO-16XE-50 dispose d'une mémoire tampon FIFO de 512 mots pour les entrées analogiques et d'un accès DMA à deux canaux pour accélérer les transferts des données d'entrées/sorties analogiques et des données de comptage.

L'AT-MIO-16XE-50 dispose aussi d'un connecteur renforcé avec câblage blindé pour garantir la précision des mesures en environnements perturbés.

Le conditionnement de signal

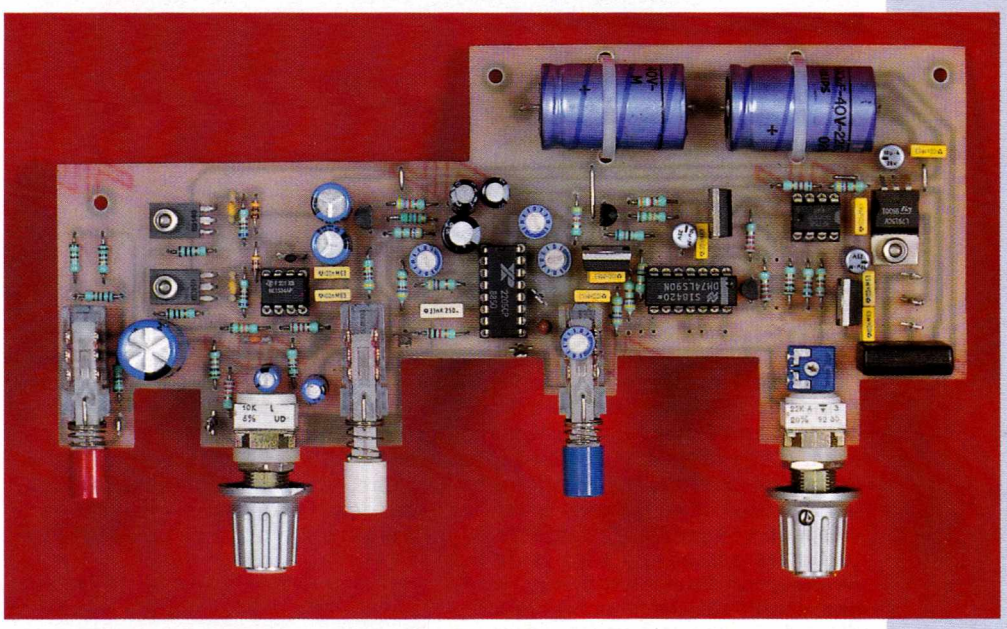
Comme pour les autres cartes d'acquisition, le système SCXI peut compléter avantageusement les cartes de la série E lorsqu'il s'agit de conditionner les signaux d'entrée ou de sortie. Particulièrement adapté aux configurations multivoies, le SCXI se compose d'un châssis accueillant des modules spécialisés, lesquels servent à amplifier, isoler et multiplexer des signaux d'entrée analogiques, à produire des signaux de sortie analogique isolés, à isoler et multiplexer des signaux d'entrée/sortie numériques et à contrôler des relais électromécaniques.

Les logiciels

Les cartes AT-MIO-16E-2 et AT-MIO-16XE-50 sont fournies avec le logiciel driver NI-DAQ qui comprend la bibliothèque des fonctions d'acquisition de données pour applications DOS et Windows. Ce logiciel offre des interfaces pour plus de huit langages de programmation différents. Il inclut notamment des contrôles personnalisés pour Visual Basic. Ces cartes sont bien sûr compatibles avec les logiciels d'application de la société : LabView, LabWindows/CVI pour Windows et LabWindows pour DOS.

National Instruments France
Centre d'Affaires Paris-Nord
BP 217 - 93153 Le Blanc-Mesnil
Tél. : (1) 48 14 24 24.

MINI GÉNÉRATEUR BF AVEC TONE BURST



La maquette que nous vous proposons de construire ici est sans grandes prétentions, mais d'une telle simplicité qu'on dirait un devoir de vacances ! Pourtant elle est en mesure de rendre de nombreux services pour les mesures audio : - Générateur BF de 20 Hz à 20 kHz, sinus - triangles, - Niveau de sortie : +10 dBV dans 600 Ohms, - Option tone burst avec des cycles de salves de 1/2, 4/10 et 2/10 - Modulation AM de -20 ou -50 dB, - Atténuateur de 20 dB, - Sortie synchro, - Commande de porte extérieure.

Les mesures faites en audio à partir de formes «stables» telles que sinusoïdes, triangles, carrés, sont indispensables mais bien éloignées de la réalité d'exploitation. A part une belle nappe de synthé registre flûte, rares seront les cas où ces méthodes de mesure approcheront la vérité des modulations à traiter, et leur phénoménale complexité.

Tout le monde a été confronté un jour ou l'autre à un test d'amplificateur considéré correct aux mesures classiques, et qui s'avérait décevant en régime dynamique.

Ceux qui ont connu l'arrivée sur le marché des premiers pianos électriques doivent se rappeler que le tri des amplis (et HPs) capables de les restituer correctement était vite fait ! Certains constructeurs ont alors étudié des systèmes dédiés à ces machines, mais on reconnaissait déjà dans le parc existant des modèles qui se différenciaient totalement de la concurrence par un son plein et une absence de saturation (fort désagréable sur ce type d'instrument). On peut dire que YAMAHA faisait partie des très rares amplis capables de restituer correctement une dynamique terrible, tout en offrant la puissance escomptée.

Le principe de certains de ces claviers consistait à charger au repos une capa et à la décharger brutalement pour ouvrir plein pot la porte d'un oscillateur. Le decay quant à lui était assuré par un transfert de charge sur un bus spécifique. On peut imaginer alors l'impact d'un tel traitement sur la chaîne d'amplification et de reproduction, sans limiteur...

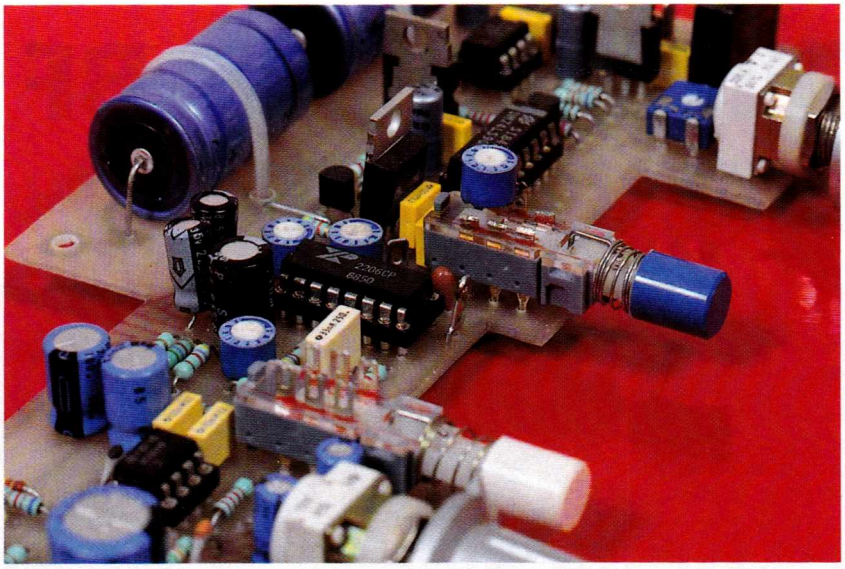
Des schémas très simples permettent de simuler de telles attaques déclenchées manuellement ou automatiquement, toutefois l'interprétation des résultats n'est pas aisée, surtout si on ne dispose pas d'un oscilloscope à mémoire.

En effet, les formes obtenues ne sont pas rigoureusement reproductibles et si les attaques sont brèves et franches, le retour se fait quant à lui en douceur, ce qui ne permet pas d'analyser les phénomènes de mémoire (instabilité des polarisations).

Une méthode plus traditionnelle fait appel à un générateur de salves, connu sous le nom de tone burst. C'est en fait souvent une option des générateurs (appelée modulation AM, en complément de la modulation FM ou glissante -SWP-), mais rien n'interdit d'envisager un circuit annexe raccordable à un générateur existant.

Cette modulation d'amplitude qui nous intéresse peut être commandée par toutes les formes d'ondes classiques. Toutefois les salves les plus faciles à exploiter sont celles pilotées par des signaux carrés, synchronisés sur le signal source de telle sorte que des périodes complètes de ce dernier soient parfaitement isolées.

Ayant décidé de se construire un petit appareil complet (à générateur incorporé), facile à déplacer et ne risquant pas grand chose sur le terrain (donc peu coûteux), l'auteur s'est alors penché sur la littérature de ses confrères, espérant trouver un produit conforme à ses besoins. En vain : les réalisations étaient soit beaucoup trop complexes et importantes (générateurs performants AVEC option tone burst), soit sous forme d'accessoires à ajouter à un générateur déjà en place. Après avoir néanmoins maquetté quelques formules, il s'est avéré que le problème n'était pas aussi simple que son principe pouvait laisser paraître, et de nombreux défauts étaient à traiter pour que l'objet soit utilisable, même si ses prétentions restaient modestes.



Principe

La **figure 1** présente le synoptique d'une telle machine. La sortie d'un générateur est confiée à une porte audio, avant d'être rendue accessible (après dosage de niveau et bufférisation). Les signaux issus de ce générateur sont livrés à un comparateur chargé de détecter les passages à zéro et de les rendre conformes à un diviseur programmable, lequel se chargera alors d'ouvrir ou non la porte pendant un temps donné, ceci en synchro totale (par définition) avec le signal source. On peut difficilement faire plus simple, et suivant le rapport du diviseur, on obtiendra alors des plages de cycles au maximum de niveau, séparées soit par des zones de silence (relatif..), soit par des trains de modulation de même fréquence, mais atténués en général au 1/10 (-20 dB).
Si nous parlons de «silence relatif», c'est que la porte doit être excessivement performante pour obtenir des atténuations supérieures à 50 dB dans un temps très court (fermeture), ainsi que dans le sens inverse c'est à dire à l'ouverture.
Nous verrons deux solutions, dont une permet d'envisager jusqu'à plus de 70 dB d'atténuation . Toutefois, ce n'est pas celle que nous avons retenue, car trop coûteuse et sans grand intérêt dans le cas présent : 50 dB devraient largement suffire pour évaluer les performances dynamiques d'un système, tout du moins dans un premier temps ! Bien d'autres problèmes sont à résoudre si l'on veut obtenir un signal propre, sur la plus grande partie possible de la bande audio.
La **figure 2** illustre celui qui nous a posé le plus de tracas. En **2a** on peut voir ce que l'on souhaite obtenir, en théorie : une parfaite reconnaissance des zéros par le comparateur permet de transmettre au diviseur des basculements exactement synchrones avec le signal source, donc d'extraire des salves conformes à nos désirs.
Dans le cas présent, la division étant de 1/2 on recueille une période au maxi, une période de silence etc.. Bien entendu, suivant le rapport affiché au diviseur, on pourra par exemple prélever 4 périodes actives pour 6 de silence (4/10) ou encore 2 actives pour 8 de repos (2/10), voire tout autre rapport.
On constate que pour ce faire, dans l'idéal, le comparateur devrait simplement avoir pour référence le zéro volt si le signal est centré sur cette valeur, ce qui est le cas ici. Mais ce qui est valable pour des fréquences basses ne l'est plus dès que l'on atteint 2 ou 3 kHz et se dégrade progressivement plus la fréquence s'élève. Le dessin **2b** montre ce défaut (amplifié) et ses conséquences: le temps d'établissement d'un comparateur ordinaire fait - si on admet le basculement pour le diviseur à la demi-tension - que la porte ne s'ouvrira qu'après un temps t (de plus en plus grand quand la fréquence augmente), idem à la fermeture. D'où retard à l'allumage et à l'extinction qui - bien que remis en forme dans le diviseur - se traduit par un découpage incorrect de la période «maxi», comme on peut le voir au bas du dessin. Un tel signal, même s'il peut se rencontrer en sortie d'un synthétiseur, n'est pas idéal pour surveiller le comportement d'un amplificateur dans les zones critiques dynamiques, soit attaques et retours autour du zéro.
A ce sujet, et sous forme de petit intermède, nous convions le lecteur à écouter le son d'un tel générateur.
Qui ne l'a jamais fait sera étonné du résultat, c'est certain ! Sans dévoiler totalement la fin du film, il sera bon d'écouter la fréquence originelle AVANT de passer en salves, pour bien comprendre les effets tendant à donner l'impression (dans le cas précis de la figure 2a soit 1/2), de la transposition d'une octave... On n'en est en effet pas loin et il faudra en tenir compte dans un système filtré.
La salve n'a rien à voir avec la méthode que l'auteur appelle «note de piano» (qu'elle soit électrique ou mieux encore issue d'un instrument acoustique) et l'entrée EXT permettra de s'en approcher.
Toutefois, de tels générateurs diaboliques (on peut également penser à la caisse claire) mériteraient d'être étudiés attentivement, car pour avoir la chance de faire des écoutes comparatives d'amplificateurs de sonorisation réputés et de grande puissance sur des enceintes de qualité, il s'avère souvent

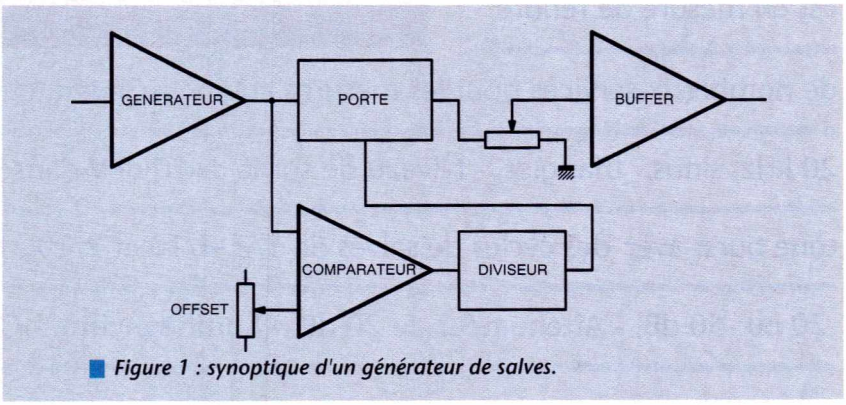


Figure 1 : synoptique d'un générateur de salves.

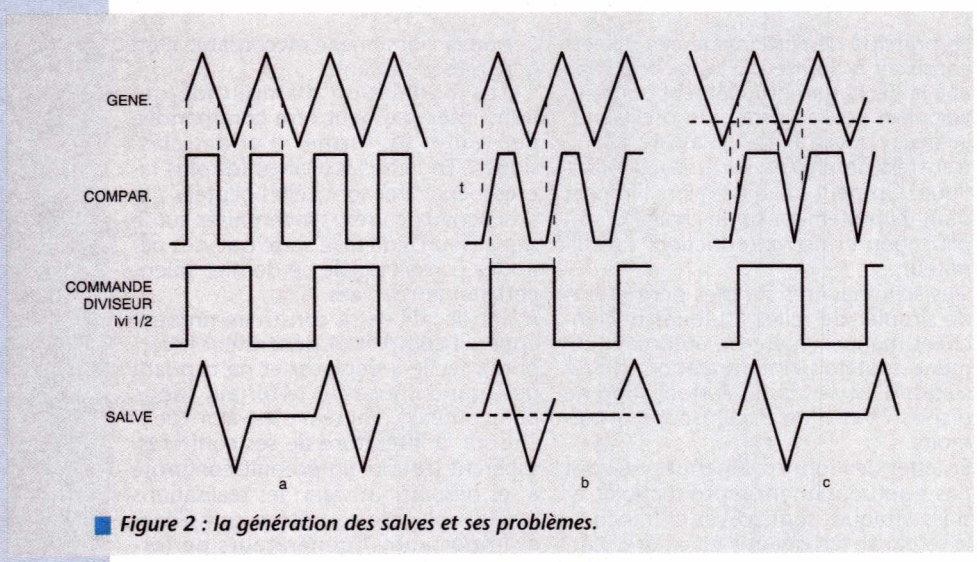


Figure 2 : la génération des salves et ses problèmes.

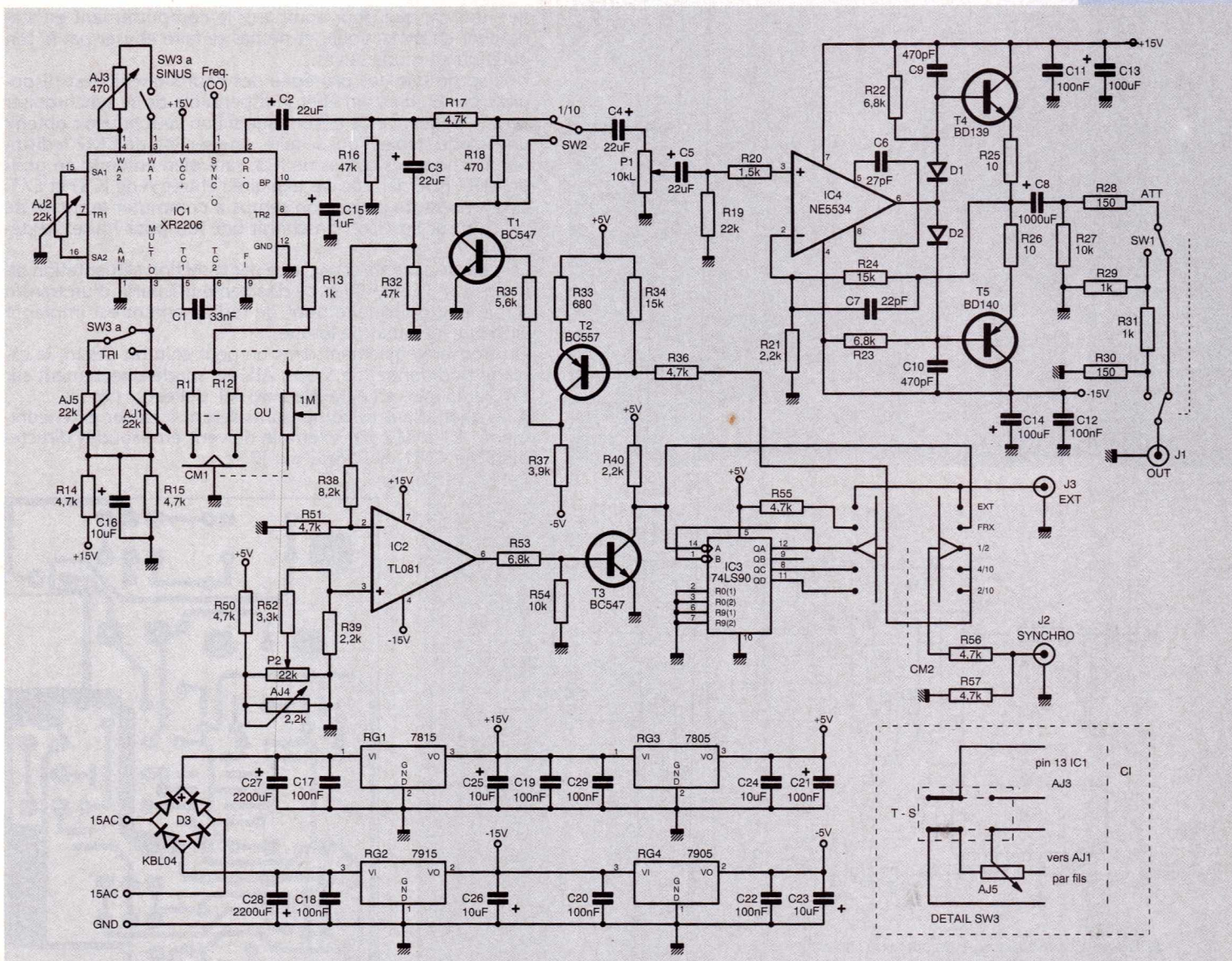


Figure 3 : le schéma de notre petit générateur.

qu'on en vient à se demander si ils sont bien raccordés à la même source ! Sans faire dans «l'audiophilie extrême», avec quelques amis nous nous réunissons parfois dans une salle de spectacle afin de comparer - tout aspect commercial exclu - diverses machines du commerce (et pas des moindres). Ces expériences conduisent parfois à douter de TOUT, alors que les mesures au labo n'indiquent à priori que des divergences minimes, sans aucun rapport avec les résultats d'écoute. Effrayant, consternant ? Choisissez, mais en tout cas bien réel.

Tout ceci pour dire que les mesures sont très utiles, mais qu'à l'évidence on n'a pas encore fait le tour de la question, puisqu'au bout du compte l'écoute reste la seule méthode permettant à ce jour de percevoir des différences non mesurables.

La recherche dans ce domaine est passionnante mais épuisante si on en croit les spécialistes penchés sur le sujet. Certains d'ailleurs poussent leurs investigations au moyen de formes d'ondes torturées afin de s'approcher au plus près de la réalité musicale, voire envisagent des salves de sources laser ! C'est à notre avis une excellente démarche qui mérite le détour.

Aussi avons nous ajouté une possibilité supplémentaire à TBMARC : une commande de porte extérieure permettant d'injecter tout type de forme et particulièrement des impulsions . Nous en reparlerons au chapître IDEE.

Revenons à notre «défaut» lié au comparateur pour l'essentiel. A noter que nous l'avons constaté sur de nombreuses maquettes câblées à partir de schémas divers et soigneusement affûtées, voire sur des appareils du commerce. Une belle photo à 400 Hz est facile, à 15 kHz c'est pas joli, joli.. Il fallait donc chercher un moyen permettant à faible coût d'en absorber les effets.

La solution la plus simple que nous ayons trouvée a été de déporter le seuil de comparaison au moyen d'un réglage d'offset sur le comparateur, comme le montre la figure **2c**. Ce dernier permet d'anticiper la commande du diviseur en «allant chercher» un point de déclenchement AVANT le zéro du générateur, de telle sorte que le diviseur se retrouve en synchro avec le «vrai» zéro.

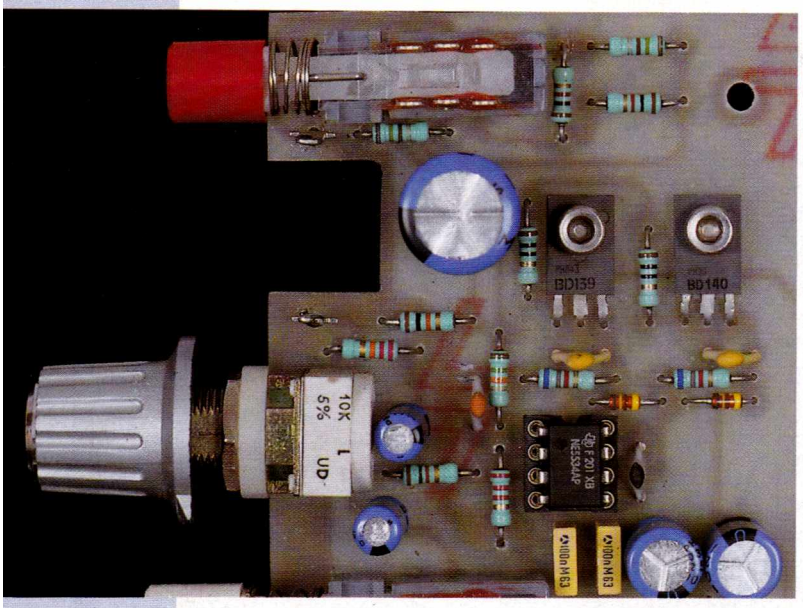
On conçoit bien alors que cette opération n'est pas sans limite et que le rapport cyclique idéal du comparateur en prend un «vieux coup» comme le montre le dessin, mais cet artifice permet de retrouver des salves correctes jusqu'à 20 kHz avec des composants ordinaires (TL081 en comparateur). Toutefois il ne faudra pas pousser le bouchon trop loin car le décrochage sera alors assuré, le diviseur sera bloqué et la salve inexistante !

L'astreinte sera alors de régler un potentiomètre d'offset (ou symétrie) afin d'obtenir des salves de périodes pleines à toutes les fréquences. Pour l'anecdote, entre une salve b et c, un oscillo c'est bien mais un casque en sortie n'est pas mal non plus.. N'importe qui - à l'oreille uniquement - sera en mesure de parfaire l'offset aux fréquences graves (ou médium) sans l'aide d'un scope, par la suppression des harmoniques indésirables : c'est aussi flagrant qu'un battement zéro.

Schéma

Ce dernier est donné **figure 3**. En haut à gauche on aura identifié un bon vieux XR2206 dans sa mise en oeuvre la plus traditionnelle.

Seuls les signaux triangulaires et sinusoïdaux ont été retenus. Des salves de signaux carrés ne nous ont pas semblées utiles et si le besoin s'en faisait sentir une réalisation logique serait



ne serait-ce que pour comparer le comportement en statique et en dynamique; et ne pas se faire abuser par le son entendu en mode salves.
Une sortie synchro protégée des courts-circuits est disponible par J2. Il est en effet indispensable de se synchroniser avec la fréquence de découpage si l'on veut pouvoir obtenir une image stable. Pour se faire, une section de CM2 redistribue le choix des sorties de IC3, sauf bien entendu en position FRX (qui dans ce cas exploite l'entrée A de IC3) et EXT. Ceci évitera de passer son temps à commuter le mode de synchro sur l'oscillo : on choisit une fois pour toutes «extérieur».
Le reste du schéma est occupé par la section alimentation offrant +15/-15/+5/-5V et ce directement à partir d'un transfo 2 fois 15V puisque le pont de redressement est implanté ainsi que les capas de lissage.
On trouvera également dans un petit coin du dessin, le câblage traditionnel de SW3 : AJ5 est soudé directement sur SW3 et la mise en parallèle avec AJ1 s'effectue par fils.
A ce sujet, d'autres composants seront à câbler extérieurement : R1 à R12 par exemple doivent être soudés directement sur CM1, et R56/57 sur J2.

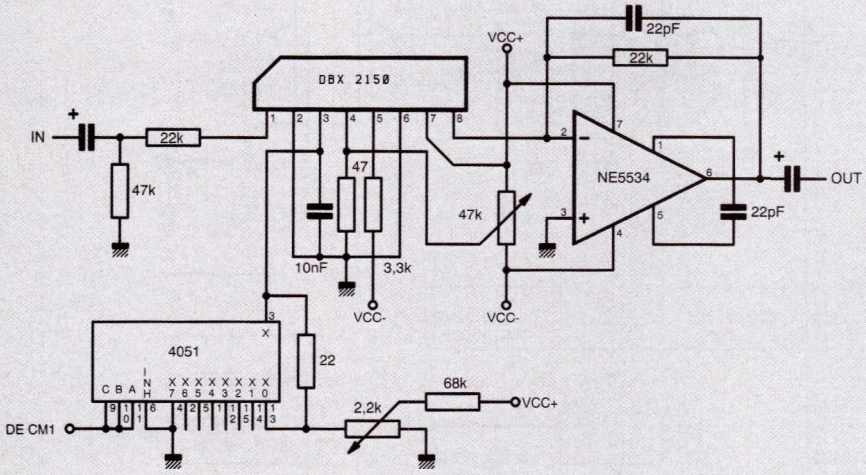
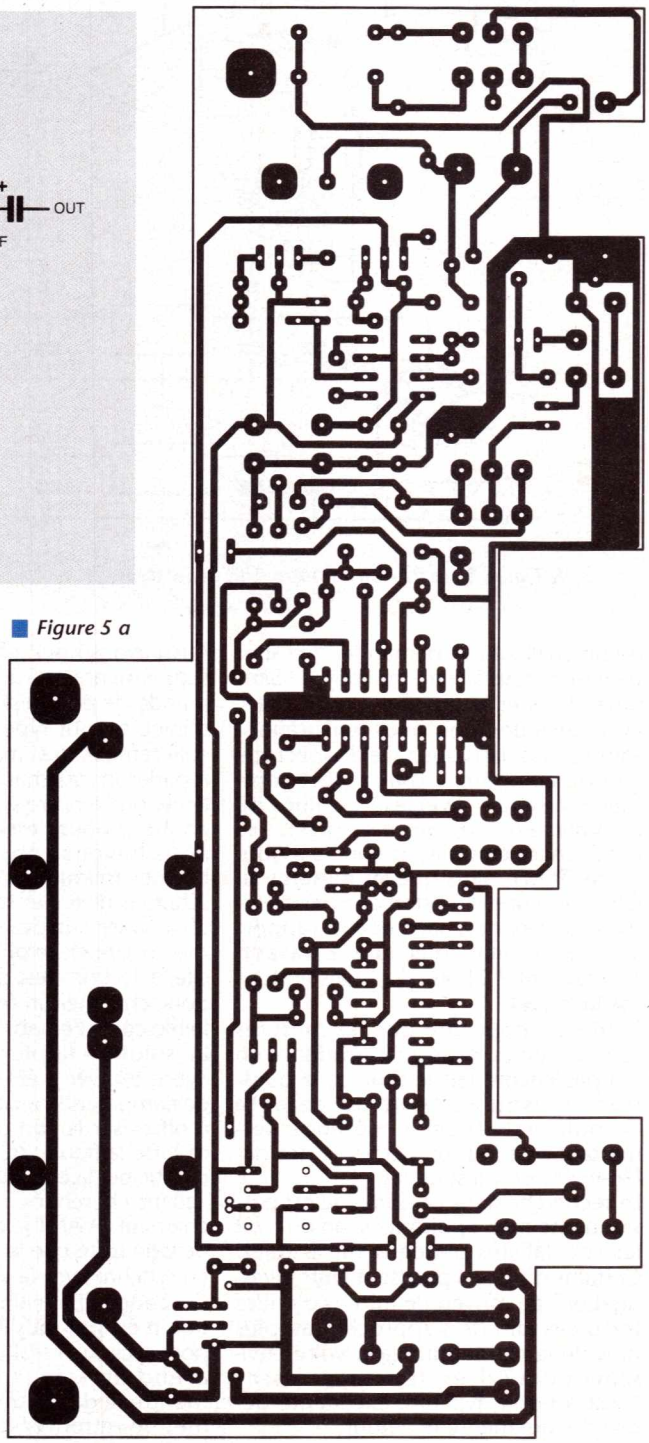


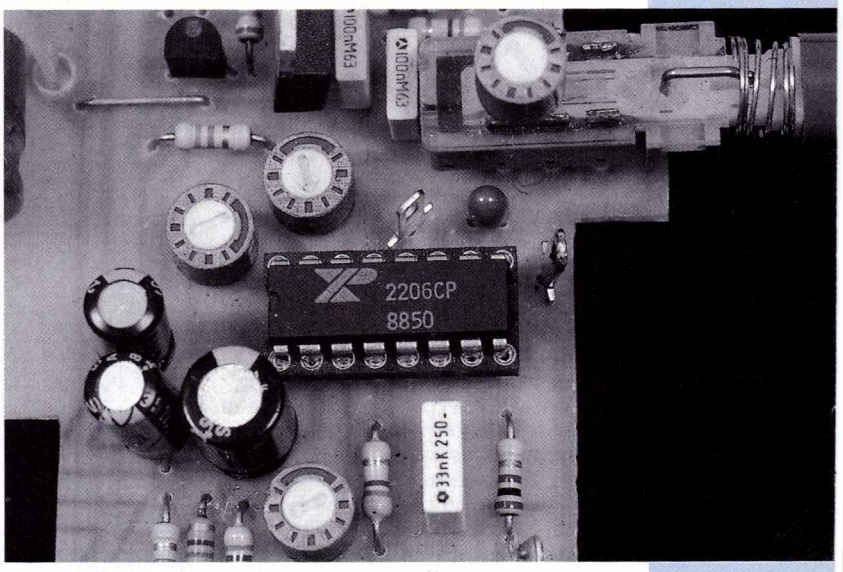
Figure 4 : un autre type de porte de salves

nettement plus performante. Pour l'instant les spécialistes s'accordent à préférer les salves sinus comportant des atténuations de 20 dB, toutefois les triangles sont bien utiles pour détecter un début d'écrêtage.
Une double commutation par SW3 permet d'égaliser les amplitudes de ces formes en réduisant les triangles par mise en parallèle de AJ4 sur AJ1. Pour faire varier la fréquence, le choix a été laissé à des plots ou à un potentiomètre.
Si l'on veut évoluer d'une vingtaine de Hertz à 20 kHz, C1 de 33 nF et un potentiomètre de 1MΩ (avec le talon R13 de 1,5kΩ) conviendront parfaitement, surtout si on peut trouver une courbe antilog pour P. Dans notre cas, un commutateur à 12 plots du genre Lorlin sera préférable, car ainsi nul besoin de fréquencemètre à ajouter pour savoir où on en est.
La sortie de IC1 (broche 2) part dans deux directions. Tout d'abord vers l'atténuateur R17/18 et la porte T1. SW2 comme on peut le constater permettra de choisir le taux d'atténuation des plages douces. Suit alors P1 et le buffer de sortie, terminé par un atténuateur de 20 dB commutable par SW1.
La seconde exploitation du signal original est la liaison au comparateur IC2 sur son entrée inverseuse. L'entrée non inverseuse est dotée du potentiomètre de symétrie, dont l'excursion est bridée par AJ4.
L'étage suivant (T3) se charge de mettre en forme les basculements du comparateur au standard TTL, afin de pouvoir attaquer la décade IC3. Le commutateur CM2 permet alors de sélectionner trois des sorties du 7490 mais également de bloquer la commande de porte T2 en position FRX ou de l'asservir à EXT. FRX présente l'avantage de récupérer la fonction générateur classique,

Figure 5 a



Une autre porte plus performante a été mise en oeuvre puis oubliée : le surcoût important ne se justifiait pas. Néanmoins on en trouvera le schéma à la **figure 4**, pour information.
Il fait appel à un VCA bien connu, dont la broche de commande de gain est commutée entre une tension positive ajustable et le 0V, par un 4051 dont les bits de sélection sont directement reçus de CM1. On sait alors que si la broche 3 du VCA est à 0 il n'y a pas d'atténuation, par contre si on la porte à une tension positive à raison de +6mV/dB, on pourra par exemple obtenir -70 dB avec +420 mV (réglables par ajustable).
Cette formule - outre d'être nettement plus coûteuse que le couple T1-T2 complique encore la situation puisque la commutation SW2 ne peut plus fonctionner.
Il faudrait alors offrir deux références positives au choix, dont la seconde de +120 mV se chargerait de traiter les plateaux à -20 dB.
Bien que non retenu uniquement pour des raisons financières, l'essai du 2150 dans ces conditions particulières s'est avéré fort instructif et il nous semblait bon de vous en faire part.



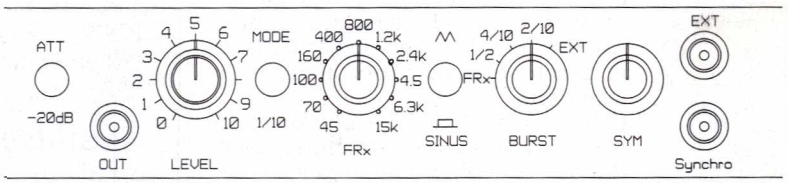


Figure 6

RÉALISATION

La maquette dont le dessin est donné **figure 5** fait appel à un circuit simple face aux formes pour le moins tortueuses ! C'est un choix : afin d'offrir le plus bas profil possible (1U dans notre cas), quelques décrochements ont été nécessaires afin de laisser un peu d'air aux BNCs et LORLINs. Chacun fera à son goût et la carte pourra se simplifier à un simple rectangle pour peu que l'on dispose d'une hauteur plus importante.
L'implantation ne pose aucun problème particulier si ce n'est le montage de AJ5 préconisé figure 1 et non représenté sur ce dessin. Une idée de face avant est proposée **figure 6** , mais le commutateur de fréquences à 11 positions n'est pas contractuel ! On peut toutefois constater que l'instrument est conçu pour occuper un volume minimum si on le désire.
Le câblage de CM2 (vu côté soudures) est détaillé **figure 7** afin d'éviter toute confusion.
Le calcul des résistances R1 à R12 pour une valeur de condensateur telle que C1 = 33nF est donné **figure 8** pour les 12 plots qui intéressent l'auteur. La formule est simple : R = (1/F)/C. Un tout petit «programme» en Basic est listé **figure 9** . Il n'a d'autre prétention que de servir de calculette et ne traite quasiment pas les erreurs de saisie. Par contre il permet de torturer les valeurs et de garder une trace imprimée (IMP ECRAN) ce qui est souvent fort appréciable.

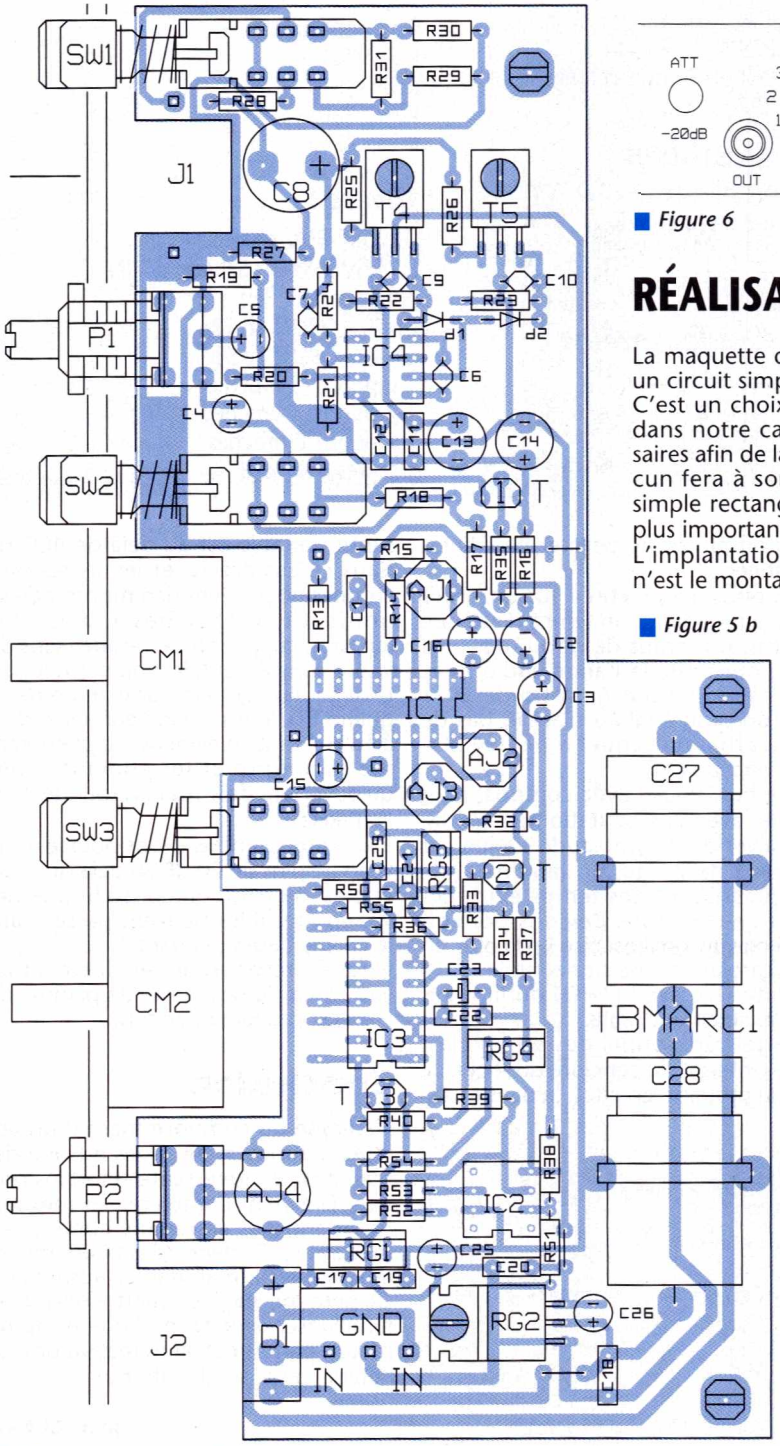


Figure 5 b

On n'oubliera pas AJ3 et son câblage (voir texte).

Mise en route

La procédure de réglage sera à respecter soigneusement si l'on veut obtenir les meilleurs résultats. Ne pas oublier de connecter la sortie synchro à l'oscilloscope !
1 - Tout d'abord se mettre en position FRX, ne pas souder un des fils mettant AJ5 en parallèle sur AJ1, se placer en triangle (SW3 levé) et en position de gain maximum : P1 à fond, atténuateur non enclenché. Charger la sortie sur 600 Ohms et commuter sur 1kHz environ.

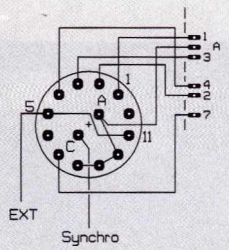


Figure 7 : câblage de CM2.

2 - Régler AJ1 pour obtenir le niveau maxi sans toutefois atteindre la déformation des triangles, AJ2 à mi course.
3 - Enfoncer SW3 et parfaire la sinusoïde au moyen de AJ3 (forme) et AJ2 (symétrie).
4 - Souder les fils mettant AJ5 en parallèle sur AJ1 et équilibrer l'amplitude sinus - triangle au moyen de AJ5.
5 - Tirer P2 à fond vers la droite, AJ4 à mi course, et passer à 20 kHz. Commuter CM1 sur 1/2 par exemple, SW2 levé. La salve ne doit pas être parfaite... Tourner P1 à fond à gauche et ajuster AJ4 pour se situer avant le décrochage et raccorder les morceaux (inutile d'en faire trop).
C'est terminé. Il ne reste plus qu'à essayer des salves sinus, triangles, avec des paliers de 20 ou 50 dB, etc.. Pour essayer, on peut déjà observer la sortie du générateur sur une charge capacitive de 0.1 µF par exemple ou raccorder un transformateur et chercher le réseau d'amortissement idéal. Pour voir !

Idée

Le lecteur doit bien se douter que nous avons passé quelques heures à jouer avec TBMARC, et ce n'est pas fini ! Confronté à des essais divers, une nouvelle idée d'exploitation est devenue évidente : commander la porte par un générateur d'impulsions extérieur au rapport cyclique variable (EXT).
En effet, nous nous sommes lancés dans des essais de salves sur des compresseurs-limiteurs et nous espérions observer les temps de montée et de retour. C'était pas flagrant !
Il est vrai que les produits (Limit 6, L8TC etc..) précédemment publiés sont d'excellente qualité, mais quand même : visiblement, la mesure en tone burst traditionnelle ne montre pas les défauts ou plutôt ne permet pas de les quantifier.

SI C = 33 nF,
avec R13 = 1 k

F =	R =
45 Hz	672 k
70 Hz	431 k
100 Hz	302 k
160 Hz	188 k
400 Hz	74.8 k
800 Hz	36.9 k
1200 Hz	24.25 k
2400 Hz	11.6 k
4500 Hz	5.7 k
6300 Hz	3.8 k
15 kHz	1 k
20 kHz	0.515 k

Figure 8

Alors nous avons «tiré» sur un THAT 4301 pour obtenir un temps d'attaque de 1ms, un temps de retour de 2 ms (pas pour toute la bande audio !), et l'avons réglé pour un ratio de 20/1 avec un seuil égal au plateau bas de l'injection (sur lequel il ne devait y avoir aucun effet).
Notre but, vous l'avez compris, était simple: avec une limitation de 20 dB, des salves dont l'amplitude évolue par plateaux de 20 dB, un taux maxi de compression et des temps extrêmement courts, nous devions pouvoir VOIR sur un oscilloscope ordinaire un tracé proche d'une horizontale quasi parfaite si le seuil (THD) du limiteur était exactement réglé.
L'usage traditionnel des salves classiques interdit de conclure quoi que ce soit de probant. En effet, la bande passante traitable est au delà de 400 Hz dans ce cas précis, et les salves synchrones ne peuvent rien montrer de significatif. Il faut des salves plus longues, ce que notre décade (sans diviseur supplémentaire) ne permet pas.
L'usage d'un générateur externe de signaux TTL à très basse fréquence (de 5 à 15 Hz) met en évidence le phénomème escompté et les «défauts» tels qu'ouverture de 1 ms et retour de 3 ms à 20 kHz.
Bien entendu nous avons poussé le niveau de plus de 20 dB au delà du seuil, et c'est alors qu'on constate que des «pains» terribles peuvent passer dans la chaîne audio pendant 1 ms !
Nous en reparlerons certainement un jour, mais du test «note de piano», on n'en est pas loin cette fois...

```
10 CLS
20 PRINT ; "XR2206  -----------  avec TALON de 1 k OHM"
30 PRINT ; "C en nF "; : INPUT C: IF C = 0 THEN 30
40 C = C * 1E-09
50 PRINT ; "F en Hz "; : INPUT F: IF F = 0 THEN 50
60 R = (1 / F) / C
70 PRINT (R / 1000) - 1; "k Ohm"
80 PRINT ; "----- C idem = O  -   Autre calcul = N  -   QUITTER = Q  -";
90 PRINT ; "  Votre choix "; : INPUT S$
100 IF S$ = "O" OR S$ = "o" THEN GOTO 50
110 IF S$ = "N" OR S$ = "n" THEN 5
120 IF S$ = "Q" OR S$ = "q" THEN END ELSE STOP
```

Figure 9 : la calculette Basic.

Conclusion

L'analyse du comportement d'un appareil au moyen de salves est une démarche très intéressante et fort instructive. Elle vient compléter les mesures traditionnelles en régime continu, en mettant en Évidence des phénomènes impossibles à matérialiser autrement. Ce petit montage permettra déjà de se familiariser avec la méthode et de remettre parfois certaines réalisations sur l'établi, pour améliorations !

Jean ALARY.

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 à R12 : cf texte
R13,R29,R31 : 1 kΩ
R14,R15,R17,R36,R50,R51,
R55 à R57 : 4,7 kΩ
R16,R32 : 47 kΩ
R18 : 470 Ω
R19 : 22 kΩ
R20 : 1,5 kΩ
R21 : 2,2 kΩ
R22,R23,R53 : 6,8 kΩ
R24,R34 : 15 kΩ
R25,R26 : 10 Ω
R27,R54 : 10 kΩ
R28,R30 : 150 Ω
R31 : 247 Ω
R33 : 680 Ω
R35 : 5,6 kΩ
R37 : 3,9 kΩ
R38 : 8,2 kΩ
R39,R40 : 2,2 kΩ
R41 à 49 : non utilisées
R52 : 3,3 kΩ

Ajustables :

AJ1,AJ2,AJ5 : 2,2 kΩ T7Y
AJ3 : 470 Ω T7X
AJ4 : 2,2 kΩ PIHER
P1 : 10 kΩ log

Condensateurs :

C1 : 33 nF (cf texte)
C2 à C5 : 22 µF 63V radial
C6 : 27 pF
C7 : 22 pF
C8 : 1000 µF 25V radial
C9,C10 : 470 pF
C11,C12,C17 à C22,
C29 : 100 nF Milfeuil
C13,C14 : 100 µF 25V radial
C15 : 1 µF tantale
C16,C23 à C26 : 10 µF 63V radial
C27,C28 : 2200 µF 40V axial

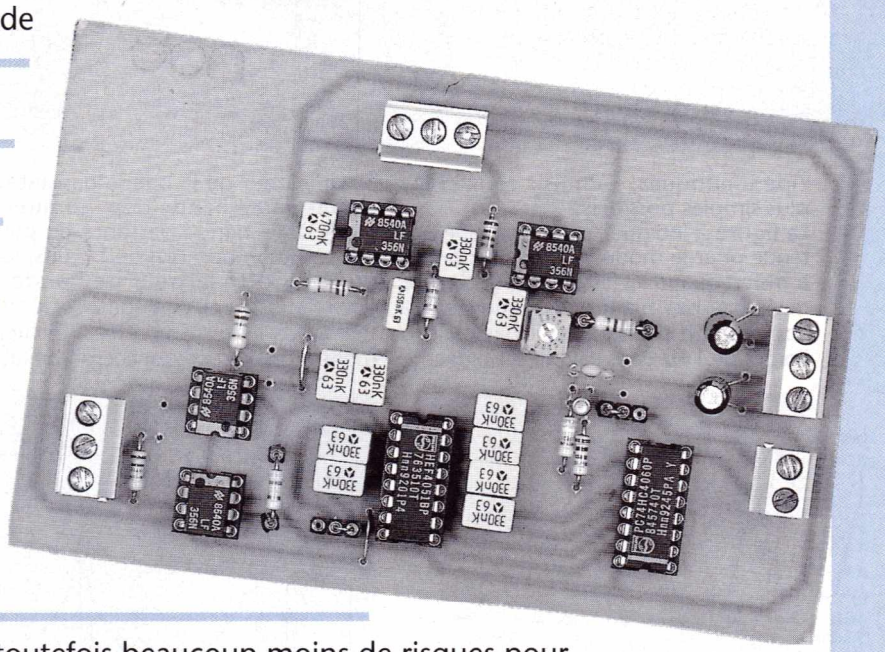
Semi-conducteurs :

IC1 : XR2206
IC2 : TL081
IC3 : 74LS90
IC4 : NE5534
T1,T3 : BC547
T2 : BC557
T4 : BD139
T5 : BD140
D1,D2 : 1N4148
D3 : pont KBL04
RG1 : 7815
RG2 : 7915
RG3 : 7805
RG4 : 7905

Divers :

J1,J2,J3 : BNC châssis
SW1,SW2,SW3 : Schadow 2 INV + boutons FG
CM1 : LORLIN 1c 12p
CM2 : LORLIN 2c 5p
1 support 18 broches
1 support 14 broches
2 supports 8 broches
7 cosses poignard

FILTRES PASSE-BANDES ET RÉJECTEURS ULTRA SÉLECTIFS



La recherche d'un filtre passe-bande ou d'un réjecteur qui soit à la fois simple, facilement réglable en fréquence centrale et en sélectivité, facilement reproductible, stable, avec un faible coût, un faible encombrement, etc.. ressemble un peu à la quête du Graal, avec toutefois beaucoup moins de risques pour celui qui cherche. Le filtre décrit dans cet article réunit de nombreuses caractéristiques intéressantes, mais n'a pas la prétention de les avoir toutes : comme tout circuit, il a ses avantages et ses inconvénients. Le but de ce papier est d'essayer de montrer comment on peut obtenir des circuits compacts et efficaces avec relativement peu de composants.

Le lecteur intéressé par la théorie et les calculs pourra trouver dans l'article [1] de la bibliographie les renseignements souhaités, et verra que ce type de filtre dont le principe est donné à la **figure 1** n'est pas à proprement parler récent puisque sa description par FRANKS et SANDBERG date de 1960 dans le Bell System Technical Journal (BSTJ). D'après la figure 1, on peut dire pour simplifier les choses, que deux commutateurs balayent en synchronisme les différents contacts, tandis que les expressions h(t) représentent les réponses impulsionnelles, toutes identiques, des circuits placés entre les commutateurs. Quatre voies sont représentées ici, mais il pourrait y en avoir bien plus. En théorie (voir l'article mentionné) les commutateurs peuvent être des modulateurs quelconques, sinusoïdaux par exemple.
Il ressort de la théorie qu'un tel système n'est pas invariant dans le temps, mais les auteurs précités ont montré que si ce circuit est placé entre des filtres auxiliaires convenables en entrée et sortie, l'ensemble se comporte comme un système invariant pour lequel on peut définir une fonction de transfert globale qui dépend évidemment de la réponse impulsionnelle h(t), ou si l'on préfère de la fonction de transfert associée H(p) des circuits élémentaires. Plusieurs remarques s'imposent ici :
1) Le montage décrit appartient à la classe des systèmes échantillonnés et présente, de ce fait, une fonction de transfert périodique en fonction de la fréquence.
Le type de filtre obtenu sera donc du genre filtre en peigne, ce qui peut être parfois très utile sinon indispensable, et parfois gênant.
2) Le système étant échantillonné, on peut en conclure que le théorème de Shannon ($f_{ech} > 2f_{max}$) doit s'appliquer. Cela est tout à fait vrai, avec les modifications d'usage si le spectre du signal d'entrée est à bande limitée : possibilité de sous-échantillonnage par exemple.
3) L'allure de la fonction de transfert sera très dépendante de celle des filtres individuels H(p), et il y aura intérêt, du fait de la présence de N filtres, en prin-

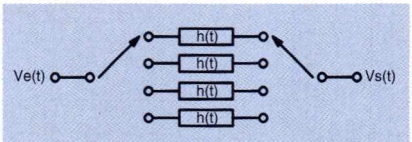
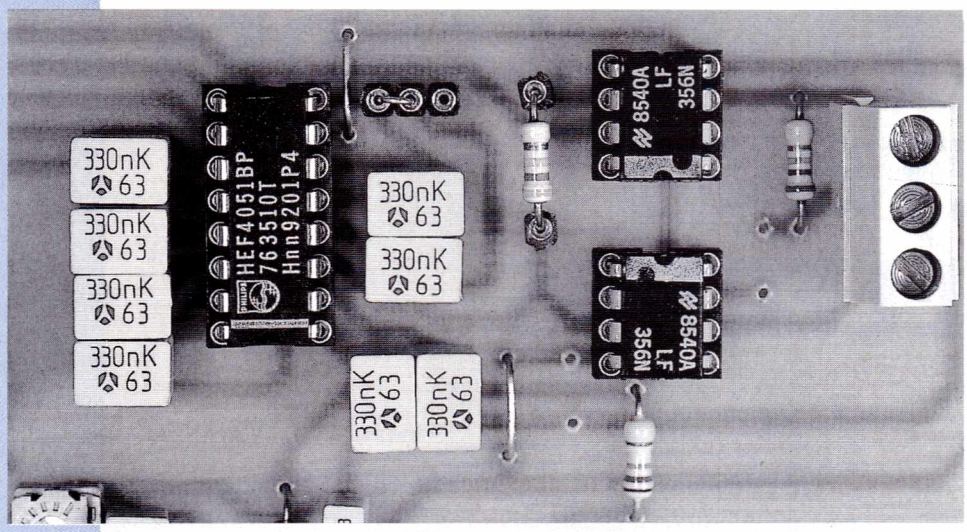


Figure 1 : principe du filtre à commutation. Les commutateurs évoluent de façon synchrone à un rythme constant.



cipe identiques, à choisir ceux-ci les plus simples possibles.
La **figure 2** indique l'allure pratique obtenue pour le module de la fonction de transfert quand les filtres individuels sont des passe-bas ayant des fréquences de coupure fco suffisamment basses, (de l'ordre de 1 Hz dans l'application décrite ici). Ainsi que l'on peut le constater, le fait d'avoir un passe-bas pour H(p) conduit à des passe-bandes pour le filtre global, ces passe-bandes étant centrés autour des harmoniques de la fréquence de commutation féch. Plusieurs résultats importants et très agréables pour l'utilisateur sont à noter ici :
1) Il sera facile de modifier la fréquence d'accord d'un tel passe-bande puisqu'il suffira de modifier de façon adéquate la fréquence de l'horloge de découpage.
2) La précision et la stabilité de la fréquence centrale du filtre obtenu sont exactement celles de l'horloge, et peuvent donc être excellentes dans le cas où celle ci est dérivée d'un quartz.
3) La largeur de la bande passante du circuit passe-bande dépend directement de la bande passante du passe-bas et de N, nombre de circuits commutés. Cette largeur de bande, et donc le Q du circuit, pourront, ainsi que nous le verrons, être très facilement réglables, ce qui accroît de façon considérable la souplesse d'utilisation du montage.
4) Il n'y a absolument aucun risque d'oscillations parasites (accrochage) du circuit, ce qui est loin d'être le cas lors de l'utilisation de filtres passe-bandes analogiques qui posent de gros problèmes dès que le Q nécessaire dépasse quelques dizaines. Un Q atteignant 1000 est très facile à obtenir avec le montage étudié et très stable.
5) La fréquence centrale du passe-bande peut être différente de féch puisque l'on dispose de réponses semblables aux fréquences harmoniques : si par exemple féch = 32 Hz, il sera possible d'avoir un passe-bande à 96 Hz sans pour cela avoir besoin d'une horloge à fréquence triple, ce qui dans bien des cas peut notablement simplifier la conception et la réalisation d'un appareillage.
6) La possibilité de mettre en place des circuits de pré-filtrage et de post-filtrage accroît encore les possibilités du circuit.
Comme déjà dit dans l'introduction ce type de filtre n'a pas la prétention d'être la panacée : il a ses limitations et

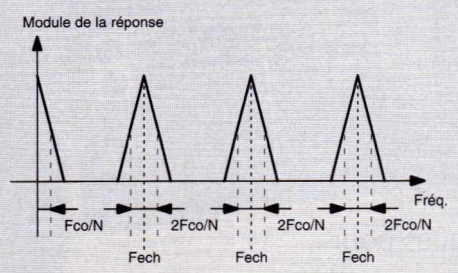


Figure 2 : module de la fonction de transfert. Q = NpFech/2Fco, pFech étant la fréquence centrale choisie.

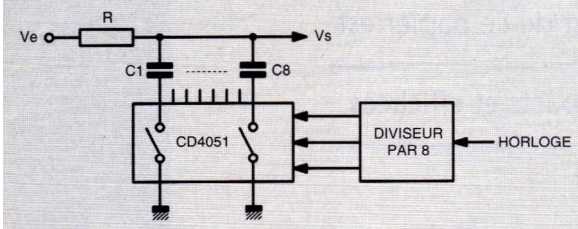


Figure 3 : principe du montage réalisé.

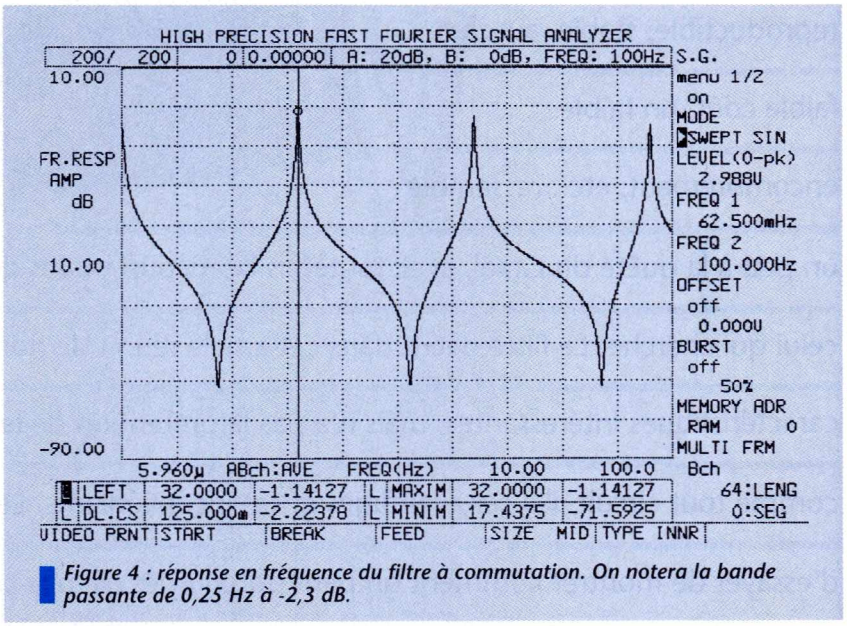


Figure 4 : réponse en fréquence du filtre à commutation. On notera la bande passante de 0,25 Hz à -2,3 dB.

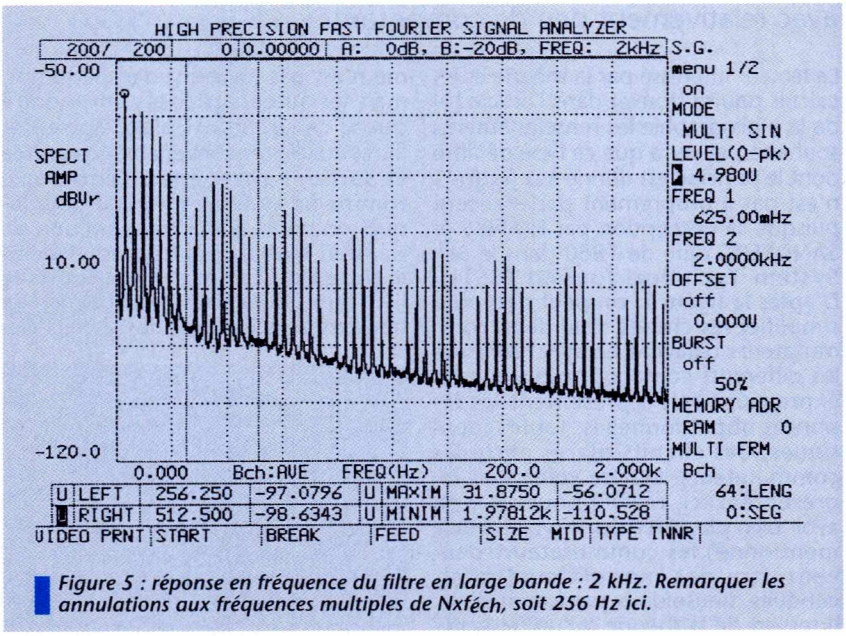


Figure 5 : réponse en fréquence du filtre en large bande : 2 kHz. Remarquer les annulations aux fréquences multiples de Nxféch, soit 256 Hz ici.

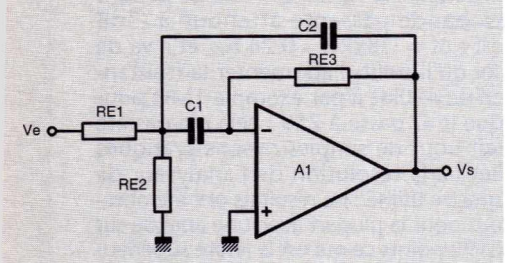


Figure 6 : passe-bande analogique pour post-filtrage.

ses problèmes, mais peut permettre d'arranger bien des situations. Pour être tout à fait honnête dans la présentation d'un dispositif quel qu'il soit, il faut aussi présenter ses points faibles qui sont ici principalement le fait que :
1) Le filtre obtenu est un filtre en peigne ce qui n'est pas toujours souhaitable. Dans le cas où un simple passe-bande est requis, il faudra donc le faire suivre d'un circuit de post-filtrage, circuit qui suivant les cas pourra être de type passe-bas ou passe-bande.
2) Il sera presque toujours indispensable de faire précéder le circuit d'un passe-bas ou d'un passe-bande afin que la condition de Shannon soit respectée, (ces circuits de pré-filtrage pouvant d'ailleurs souvent se contenter de performances très modestes) ; le non respect de la condition mentionnée pouvant conduire à la présence de raies parasites et/ou de bruit supplémentaire dans la réponse par repliement du spectre.
3) Il est souhaitable que les filtres élémentaires soient identiques, car une dissymétrie trop importante de ceux-ci serait cause d'une augmentation du bruit, mais cette condition sera ici facile à réaliser.
4) Le signal de sortie est discontinu ce qui peut être parfois gênant, mais l'utilisation d'un post-filtrage, souvent indispensable pour d'autres raisons, résout du même coup ce problème.
5) Il y a annulation de la réponse pour certaines fréquences multiples de la fréquence d'échantillonnage car un terme $[\sin(n\pi/N)/(n\pi/N)]^2$ figure dans la réponse, terme qui s'annule quand n est un multiple de N. On ne pourra donc obtenir de passe-bandes ou de réjecteurs à ces fréquences ainsi que cela peut se voir sur la **figure 5** où la réponse est nulle aux multiples de 256 Hz.
6) On remarquera enfin que non seulement la réponse globale tend vers zéro à l'infini du fait encore du terme en $[\sin(n\pi/N)/(n\pi/N)]^2$ précédent, mais que de plus, pour les valeurs de n proches d'un multiple de N, il peut y avoir une légère atténuation de la réponse.

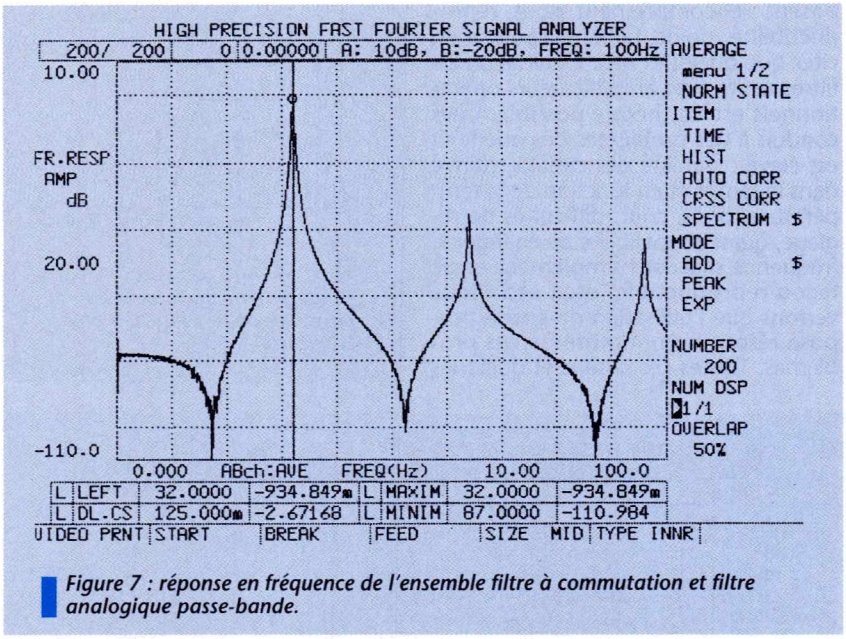


Figure 7 : réponse en fréquence de l'ensemble filtre à commutation et filtre analogique passe-bande.

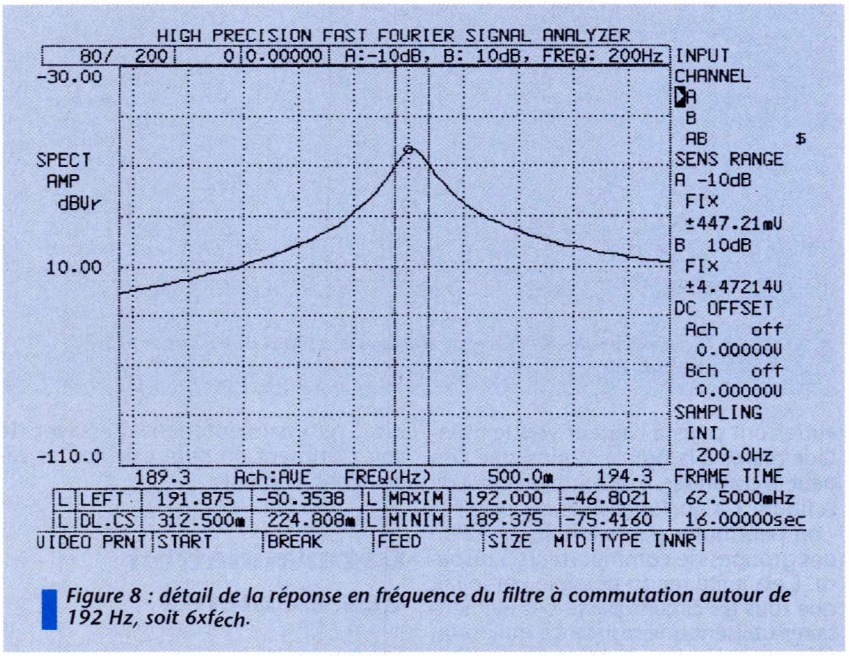
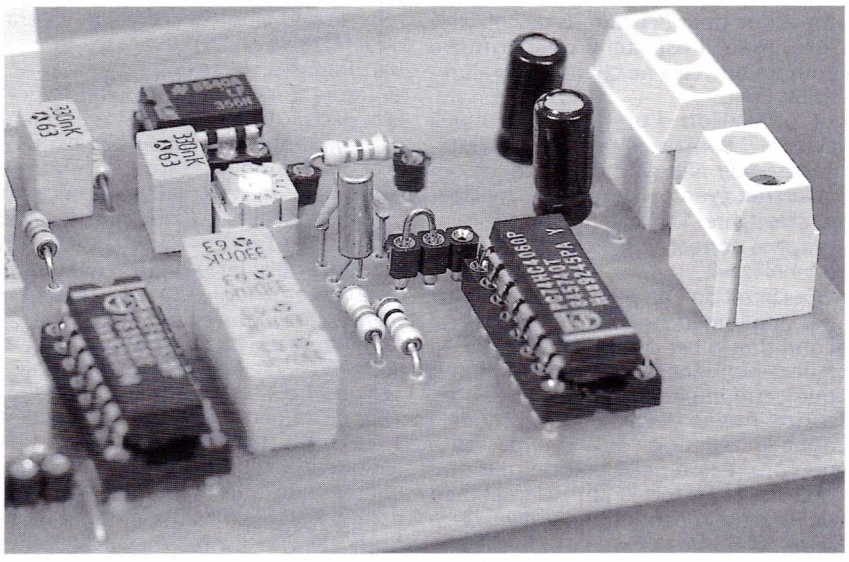


Figure 8 : détail de la réponse en fréquence du filtre à commutation autour de 192 Hz, soit 6xféch.

Réalisation pratique d'un passe-bande

Afin d'illustrer les propos tenus plus haut, il a été choisi de réaliser par cette méthode un passe-bande ayant un Q de 100 environ à la fréquence de 32 Hz. Le choix de cette fréquence a été fait pour travailler en très basse fréquence, et aussi pour des questions de commodité puisqu'elle peut très facilement être obtenue à partir d'un quartz à très bas prix à 32768 Hz. La réalisation par les méthodes classiques présente des difficultés importantes, et toute personne ayant essayé d'utiliser des selfs à ces fréquences a certainement une idée des problèmes qui se



posent : encombrement, coût, reproductibilité, poids, faible Q, pour n'en citer que quelques uns. L'utilisation de filtres actifs avec amplificateurs opérationnels est en théorie possible, mais conduit à des problèmes dès que le Q est élevé : stabilité des circuits, dérive dans le temps et en fonction de la température, bruit, coût, difficultés de réglage, quasi impossibilité de changer la fréquence d'accord simplement et de façon reproductible, etc., etc. Nous verrons que l'utilisation du circuit proposé résout bon nombre de ces problèmes. Toutes ces raisons et quelques autres ont poussé l'auteur vers le montage réalisé à la **figure 3**. Ainsi que l'on peut le constater, il ressemble à celui de la figure 1 à quelques nuances près :

- on peut noter par exemple, que l'un des groupes de commutateurs a disparu. Cela a été rendu possible par le fait que tous les circuits passe-bas élémentaires utilisent une résistance qui est un élément sans effet de mémoire contrairement aux selfs et capacités ; cet élément peut donc être partagé entre les différents circuits si la configuration le permet, ce qui est le cas ici.
- La disposition du commutateur de sortie est différente de celle du circuit théorique pour des raisons de commodité, mais il est facile de se rendre compte que cela ne change rien au résultat final.
- L'utilisation d'un 4051 conduit à avoir N = 8, mais on pourrait sans difficultés avoir N bien plus grand, ce qui assurerait éventuellement une meilleure sélectivité. L'article [4] de la bibliographie concerne un circuit pour lequel N = 64.
- Ce circuit doit en principe être chargé par une impédance infinie, mais cette condition n'est pas indispensable : il faut cependant faire attention au fait que cette impédance joue sur l'impédance interne de la source, et modifie donc la largeur de la bande passante du filtre réalisé ; elle doit de plus être résistive car sinon le filtre élémentaire utilisé ne sera peut être plus celui envisagé.

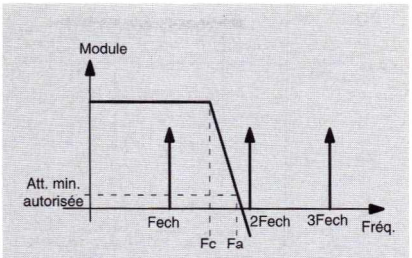


Figure 9 : caractéristiques du passe-bas pour le filtre variable (voir texte).

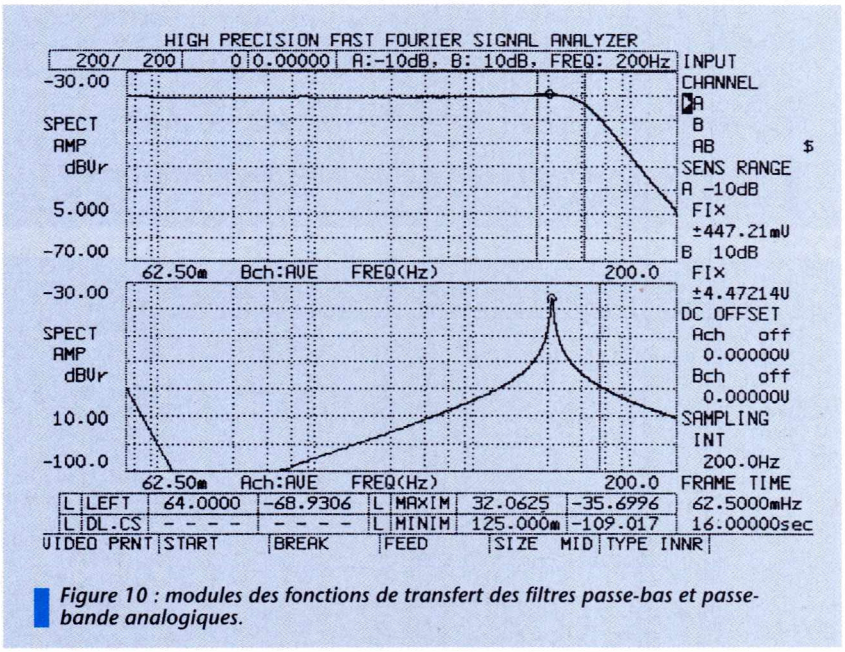


Figure 10 : modules des fonctions de transfert des filtres passe-bas et passe-bande analogiques.

Il est temps maintenant d'essayer de voir comment on peut calculer les valeurs des éléments.

Détermination des éléments

Fréquence :
Comme indiqué précédemment, la fréquence centrale nécessaire est de 32 Hz. La présence d'un multiplexeur 8 voies (4051) impose donc une fréquence d'horloge égale à 8x32 = 256 Hz en entrée du compteur. Nous verrons un peu plus loin comment en pratique ceci est réalisé.

Bande passante et Q :
La figure 2 indique un résultat important déduit de la théorie : si la fréquence de coupure du passe-bas est f_{CO}, alors la bande passante de chaque passe-bande est $\Delta f = 2f_{CO}/N$. A partir de là, il est facile de déterminer le Q du circuit en fonction des éléments du montage puisque $Q = f_0/\Delta f$, f_0 étant la fréquence centrale choisie, avec $f_0 = p.F_{éch}$, on a donc $Q = NpF_{éch}/2f_{CO}$. Comme d'autre part $f_{CO} = 1/2\pi RC$, la relation précédente donne $Q = \pi NpF_{éch}RC$,. Si l'on choisit à titre d'exemple Q = 125, on obtient f_{CO} = 8x32 / 2x125 # 1,02 Hz, et si C = 0,33µF, on peut en déduire la valeur R = 471kΩ. La valeur utilisée dans le montage est bien évidemment R = 470kΩ, et la valeur théorique de Q est alors Q = 124,7 très proche de la valeur Q = 125 de départ. La bande passante attendue à -3dB est : $\Delta f = 1/8\pi RC$ = 0,26 Hz, et il va de soi qu'il suffit d'augmenter la résistance de 470kΩ à par exemple 1MΩ pour que le Q passe à 250 ; cela n'a pas été fait pour de simples raisons pratiques liées à la résolution de l'analyseur de spectre utilisé : les résultats ont été obtenus pour la plupart avec une analyse sur 8192 points ce qui est la limite supérieure de l'analyseur de spectre utilisé et conduit à une résolution de 31,25mHz sur une bande d'analyse de 100Hz.
Cette résolution est tout juste suffisante pour mesurer la bande à -3 dB, et il n'est donc pas intéressant pour nous d'essayer d'avoir ici un filtre trop sélectif car il ne serait alors pas possible de le tester valablement, mais en pratique, il est possible d'obtenir sans problèmes bien mieux que les résultats donnés sur les figures.

Résultats expérimentaux

La **figure 4** donne les résultats obtenus expérimentalement avec les valeurs précédentes. On observe que conformément à la théorie, d'une part on obtient bien un filtre en peigne aux fréquences multiples de 32 Hz, et que d'autre part, le signal de sortie subit une annulation quasi totale entre les pics, puisque le niveau de sortie passe de environ -1 dB pour le pic à 32 Hz, à environ -75 dB pour les fréquences proches de 16, 52 et 88 Hz, ces annulations assurant en pratique une excellente sélectivité des filtres ainsi réalisés. On peut noter aussi sur la figure 4 que le curseur LEFT a été placé sur le maximum, et que le curseur DL.CS qui donne les différences en fréquence et en niveau entre les curseurs indique un écart de fréquence Δf = 0,125 Hz, entre le maximum et la valeur à -2,2 dB, ce qui correspond à une bande passante totale de 0,25 Hz, valeur tout à fait comparable aux 0,26 Hz prévus par le calcul.
La **figure 5** montre la réponse du montage en large bande (2 kHz), et l'on peut facilement constater que le système étudié correspond bien à une succession de passe-bandes centrés sur les fréquences multiples de 32 Hz, qu'il y a annulation de la réponse aux multiples de 256 Hz, et qu'il y a une légère atténuation des réponses aux fréquences proches des précédentes : à la fréquence de 256,25 Hz (curseur LEFT) l'amplitude est -97 dB, et pour 512,5 Hz, (curseur RIGHT) elle est de -99 dB, valeurs à comparer à celles du maximum (MAXIM) -56 dB. Il est à noter qu'ici aussi, le manque de résolution de l'analyseur (0,625 Hz par filtre en 2 kHz de bande passante) ne permet pas une meilleure discrimination.

Passe-bande simple à fréquence fixe

La suppression des filtres non utiles peut se faire simplement en faisant suivre le montage déjà étudié par un passe-bande actif. Cette façon de faire

peut sembler assez compliquée, mais est en fait très souple d'emploi puisque le circuit de post-filtrage n'a pas besoin de caractéristiques exceptionnelles. Dans le cas qui nous intéresse, il suffit qu'il élimine correctement les signaux autour des harmoniques de $f_{éch}$, ce qui revient à dire que sa bande passante pourra être assez large sans que cela soit gênant.
La **figure 7** donne les résultats obtenus avec le montage de la **figure 6** qui a une bande passante de 4 Hz environ. Il est aisé de constater que seul le filtre à 32 Hz subsiste, celui à 64 Hz ayant subit une atténuation d'environ 35 dB, et ceux d'ordre supérieur une atténuation bien plus grande. Le résultat global est ici un filtre à 32 Hz avec un Q supérieur à 125 (32/2x0,125 à -2,7 dB), valeur qui pourrait être augmentée sans difficultés en prenant une valeur de R3 plus importante.
La **figure 8** donne le résultat obtenu en sélectionnant le filtre à 192 Hz. On peut constater que les résultats sont tout à fait comparables aux précédents, que le Q obtenu est ici supérieur à 600 (pour un Q attendu égal à 6x125 = 750) puisque la bande passante mesurée à -3,5 dB (et non à -3 dB pour des problèmes de résolution), est de 0,3125 Hz et que la bande passante à -3 dB est obligatoirement inférieure à celle à -3,5 dB.
On remarquera aussi qu'aux limites du tracé, les atténuations sont considérables puisqu'elles sont de -25 dB environ à 194,3 Hz (+2,3 Hz par rapport à la fréquence centrale) et de -30 dB à 189,3 Hz, c'est à dire à -2,7 Hz du maximum. Ainsi que déjà signalé, ce résultat peut être étendu à des rangs plus élevés sans difficultés.

Passe-bande à fréquence variable

Dans le cas où la fréquence centrale du passe-bande désiré doit pouvoir varier, il n'est plus possible d'utiliser de façon simple un passe-bande pour réaliser le post-filtrage, mais on peut résoudre le problème avec un passe-bas, si la fréquence centrale du filtre varie dans un rapport inférieur à deux. La **figure 9** en donne la raison : si f_C est la fréquence de coupure à -3 dB du passe-bas, et si f_A est la fréquence correspondant à l'atténuation minimale autorisée pour les signaux parasites, on voit que l'on doit avoir $2f_{éch} > f_A$, c'est à dire $f_{éch} > f_A/2$. Comme d'autre part il est indispensable d'avoir $f_{éch} < f_A$ pour qu'il puisse y avoir un signal en sortie, la plage de variations possible est $f_A/2 < f_{éch} < f_A$, ce qui correspond bien au rapport 2 annoncé. On remarquera ici qu'il est bon d'avoir un passe-bas ayant une zone de transition (intervalle entre fc et fA) la plus faible possible, sans quoi on ne pourra s'approcher du rapport 2 mentionné en conservant l'atténuation minimale requise.
La **figure 10** donne le module de la fonction de transfert du passe-bas dont la fréquence de coupure est à environ 50 Hz, et du passe-bande. On peut constater que pour le passe-bas l'atténuation est d'environ 25 dB à la fréquence de 200 Hz, ce qui est à priori insuffisant pour avoir une très bonne réjection des harmoniques de la fréquence d'échantillonnage, tandis que le passe-bande donne déjà une atténuation supérieure à 30 dB à la fréquence de 64 Hz.

Réjecteur en peigne

Un réjecteur en peigne peut être indispensable pour éliminer une fréquence, tel le 50 Hz du secteur, et ses harmoniques. Un tel circuit est décrit dans l'article [4] de la bibliographie, et s'obtient aisément en permutant les rôles de R et C, conformément à la **figure 11** qui en donne le principe.
On avait dans l'article cité N = 64 ce qui permettait d'une part de supprimer les harmoniques secteur jusqu'à 2500 Hz environ, et d'autre part d'avoir une bande passante suffisante pour l'application recherchée, mais il faut bien voir qu'il n'est pas possible d'aller beaucoup plus loin, car, si cela nécessite des filtres très sélectifs faciles à réaliser par cette méthode, cela implique aussi que l'horloge d'échantillonnage (3200 Hz dans le cas cité) soit un multiple exact de la fréquence secteur. Cela est plus facile à dire qu'a faire, car il se trouve que malheureusement celle-ci fluctue légèrement, ce qui pourrait faire qu'un harmonique de rang élevé ne tombe plus dans la bande rejetée : ainsi, si la fréquence secteur est de 50 Hz, son harmonique 20 sera à 1000 Hz, mais si la fréquence secteur est de 50,1 Hz l'harmonique 20 sera à 1002 Hz, et si la bande éliminée est de l'ordre de 2 Hz, il est concevable que l'effet recherché ne soit pas atteint.
Ceci dit, d'une part, il est rare que les harmoniques de rang élevé aient une amplitude très grande, ce qui en pratique simplifie bien les choses, et d'autre part, il est souvent possible d'asservir la fréquence de l'horloge d'échantillonnage à la fréquence du signal parasite,...mais ceci est une histoire...

Réjecteur simple

Le montage précédent n'est pas ici utilisable puisque si l'on supprime une fréquence, il sera par définition impossible de la récupérer. Cette situation est différente de celle du passe-bande où l'on pouvait à volonté sélectionner l'une ou l'autre réponse du filtre en peigne. Une solution simple consiste à utiliser le passe-bande décrit précédemment, et à soustraire sa sortie du signal d'entrée suivant le principe de la **figure 12**. Cette méthode a priori possible n'est en pratique pas très satisfaisante car d'une part elle nécessite un équilibrage parfait en amplitude et en phase entre la voie directe et la sortie du passe-bande de post-filtrage, et d'autre part, la qualité de la réjection peut être fortement dégradée par les dérives possibles, particulièrement en phase, du passe-bande.
Une meilleure solution consisterait à soustraire directement la sortie du passe-bande (avant le post-filtrage) du signal d'entrée, mais cette méthode conduirait à la réalisation d'un réjecteur en peigne, ce qui se fait de façon plus simple et plus efficace suivant la méthode indiquée dans la référence [4].

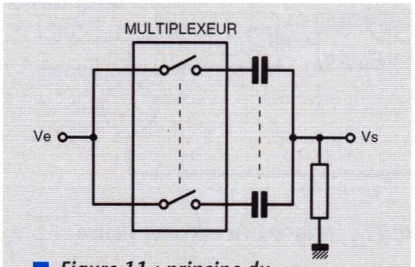
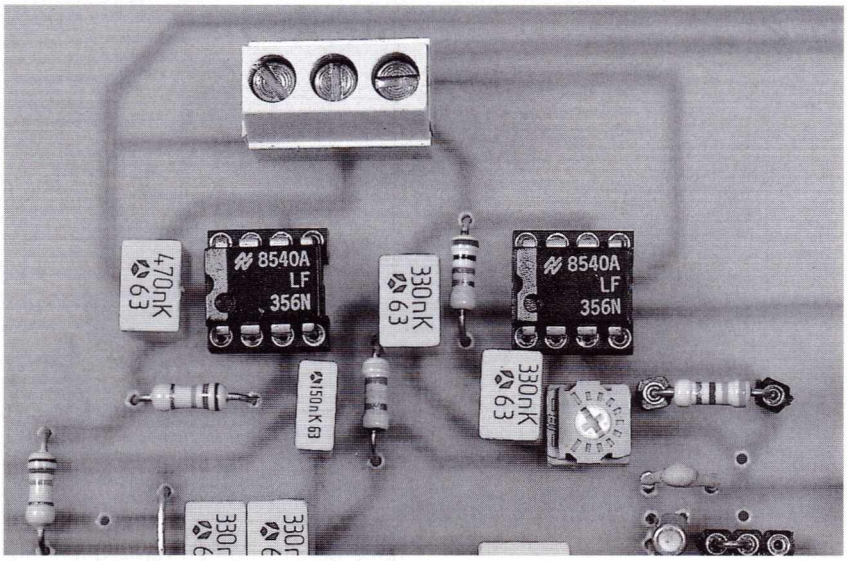


Figure 11 : principe du réjecteur en peigne.



RÉALISATION PRATIQUE

La **figure 13** donne le principe du montage utilisé pour tester ce circuit. On y trouve un diviseur par 1024 qui peut être attaqué soit par un oscillateur à quartz à 32768 Hz, soit par une source externe à fréquence éventuellement variable.
Les trois bits de poids fort en sortie du diviseur permettent de commander séquentiellement le multiplexeur CD 4051 et d'obtenir ainsi le filtre souhai-

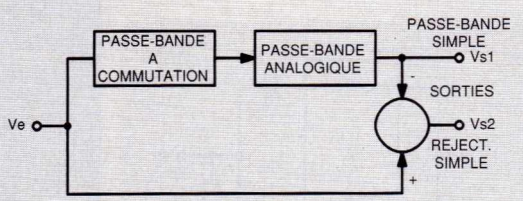


Figure 12 : principe du réjecteur simple.

té. Le point commun des capacités commutées est envoyé sur l'entrée d'un amplificateur tampon, lui-même suivi par un passe-bande et par un passe-bas. La sortie passe-bande permet d'obtenir le filtre sélectif à fréquence fixe, tandis que la sortie passe-bas peut être utilisée avec une horloge variable pour obtenir le filtre sélectif à fréquence variable.
La **figure 14** donne le schéma théorique détaillé où l'on remarquera que d'une part, le cavalier JP1 permet de choisir entre l'horloge interne et l'horloge externe, et que d'autre part, le passe-bande peut être ajusté à la fréquence centrale désirée au moyen d'un potentiomètre, tandis que le passe-bas est un circuit du second ordre à fréquence de coupure fixe. Enfin, il existe sur la carte un cavalier JP2 qui autorise le blocage en haute impédance du CD 4051 et donc supprime de fait le filtre à commutation afin de permettre d'ajuster au mieux la fréquence centrale du passe-bande analogique sur un signal continu. Une fois ce réglage fait, il suffit de revenir à la position initiale pour bénéficier des qualités du filtre à commutation. Dernier point, la **figure 15** donne le dessin du circuit imprimé, et la **figure 16** l'implantation des composants; cette carte étant essentiellement une carte d'étude, il n'a pas été procédé à une optimisation des composants en utilisant par exemple des circuits amplificateurs opérationnels multiples, et elle est donc susceptible de nombreuses améliorations de ce point de vue, comme par exemple la suppression des trois pontets.

qui seraient quasiment insolubles par d'autres méthodes.
S'il n'a pas la prétention de résoudre tous les problèmes, il pourra certainement aider dans certains cas bien précis, et peut-être sauver des situations compromises.

G. GIROLAMI.

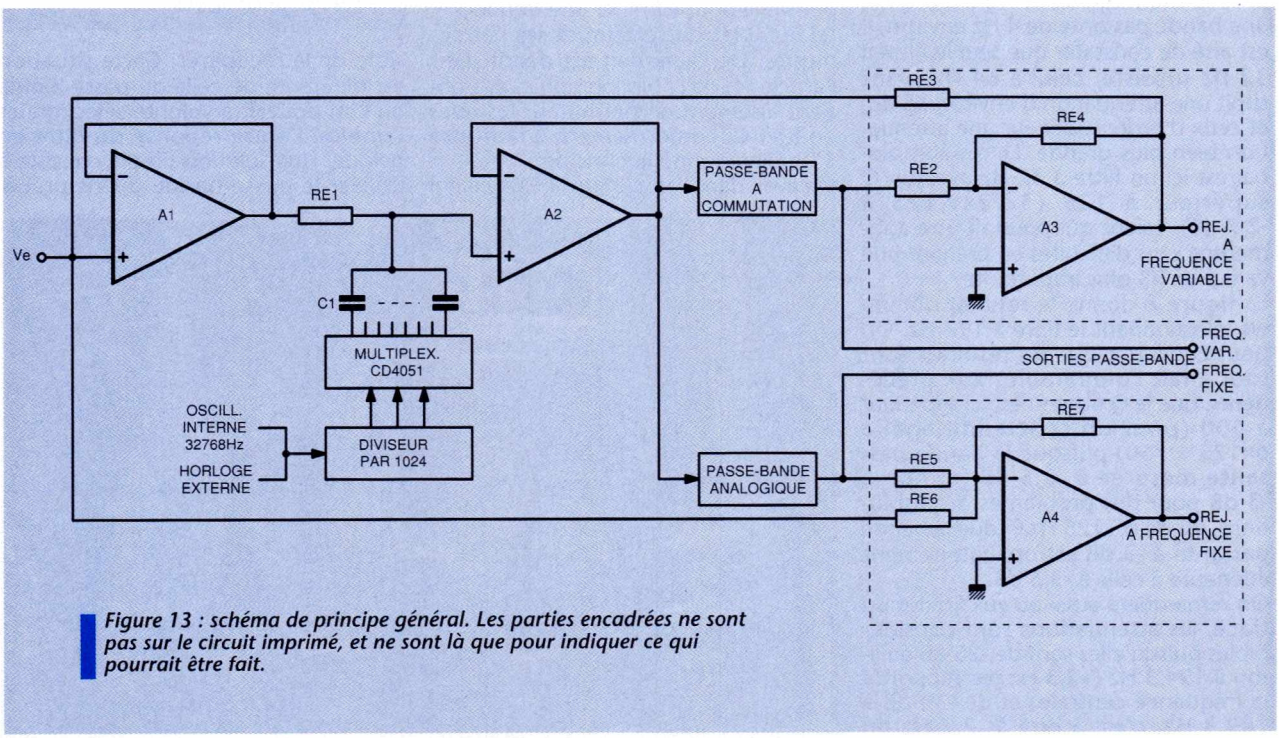


Figure 13 : schéma de principe général. Les parties encadrées ne sont pas sur le circuit imprimé, et ne sont là que pour indiquer ce qui pourrait être fait.

BIBLIOGRAPHIE

[1] I.E. FRANKS and I.W. SANDBERG. An alternative approach to the realization of Network Transfer Functions : the N-Path filter.Bell System Technical Journal. Vol 39, September 1960, pp. 1321-1350.

[2] J. McDERMOTT.
Unusual filter concept promises high-Q, low frequency IC device.Electronic Design. N 17, August 16, 1973, pp. 22 and 24.

[3] M. KAUFMAN.
Get notch Qs in the hundreds. Electronic Design. N 16, August 2, 1974, pp. 96-101.

[4] G. GIROLAMI.
La réjection du 50 Hz et de ses harmoniques par filtrage à commutation. Electronique et Applications Industrielles. N 281, 15 Mars 1980, pp. 59-62.

[5] H.C. PATANGIA and M.L. BLOSTEIN.
A Digitally Controlled N-Path Filter. IEEE Transactions on Circuits and Systems. Vol CAS-25, N 3, March 1978, pp. 135-144.

CONCLUSION

Le circuit étudié peut, comme cela a déjà été dit, permettre de résoudre des problèmes de filtrage en bande étroite

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 : 10 MΩ
R2 : 39 kΩ
R3,R7 : 470 kΩ
R4 : 22 kΩ
R5,R6 : 12 kΩ
R8 : 1 MΩ
R9 : 330 Ω
POT : 1 kΩ

Condensateurs :

C1 : 330 pF
C2 : 22 pF
C3,C4,C5,C6,C7,C8,C9,C10 : 0,33 µF
C11 : 0,15 µF
C12 : 0,47 µF
C13,C14 : 0,33 µF
C15,C16,C17,C18 : 22 µF/16V

Semi-conducteurs :

IC1 : 74 HC 4060
IC2 : CD 4051
IC3,IC4,IC5,IC6 : LF356 ou équivalent

Divers :

Quartz 32768 Hz horloger
Bornier 3 broches (2 pièces)
Bornier 2 broches (1 pièce)

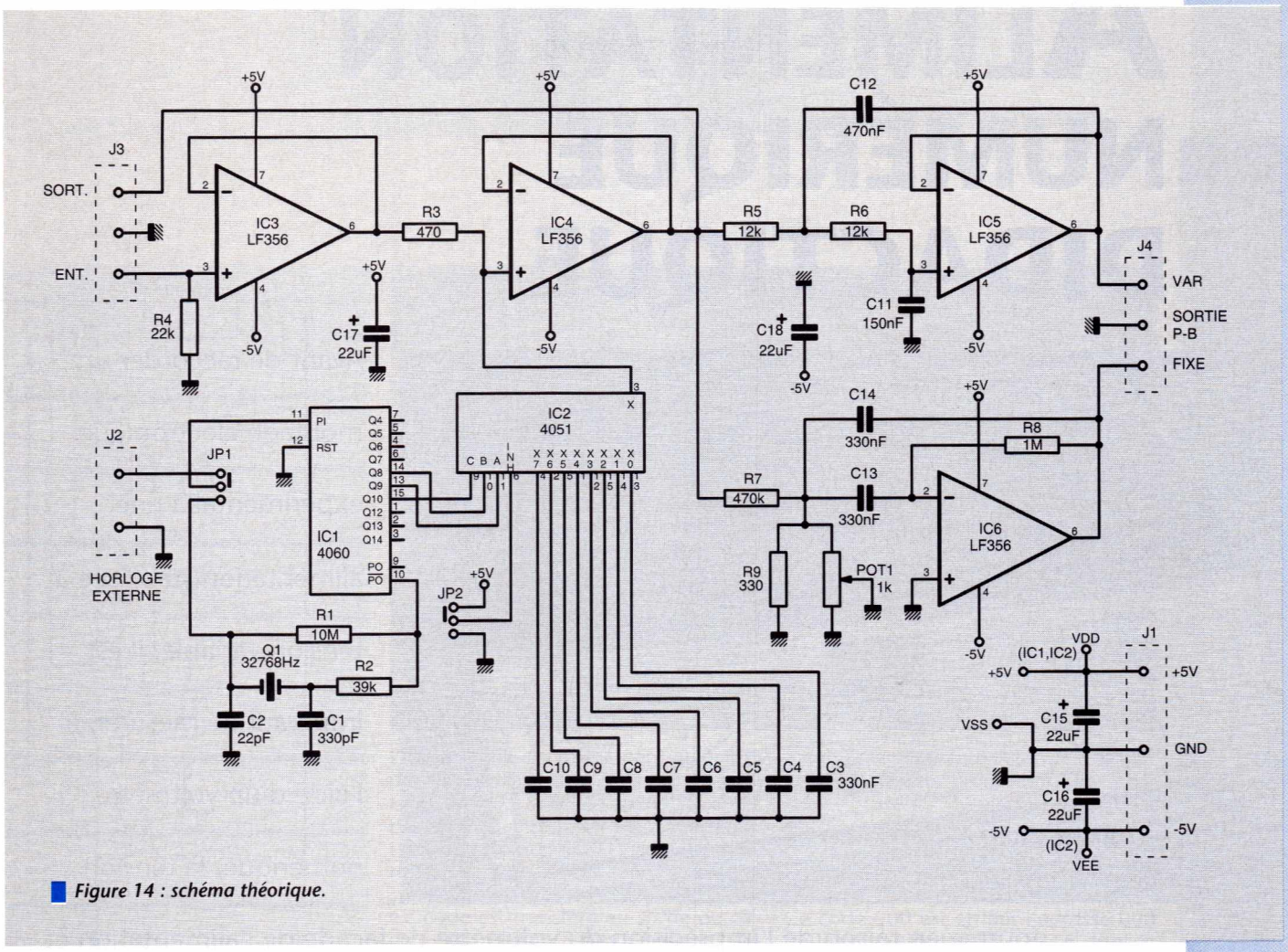


Figure 14 : schéma théorique.

Figure 15 : circuit imprimé.

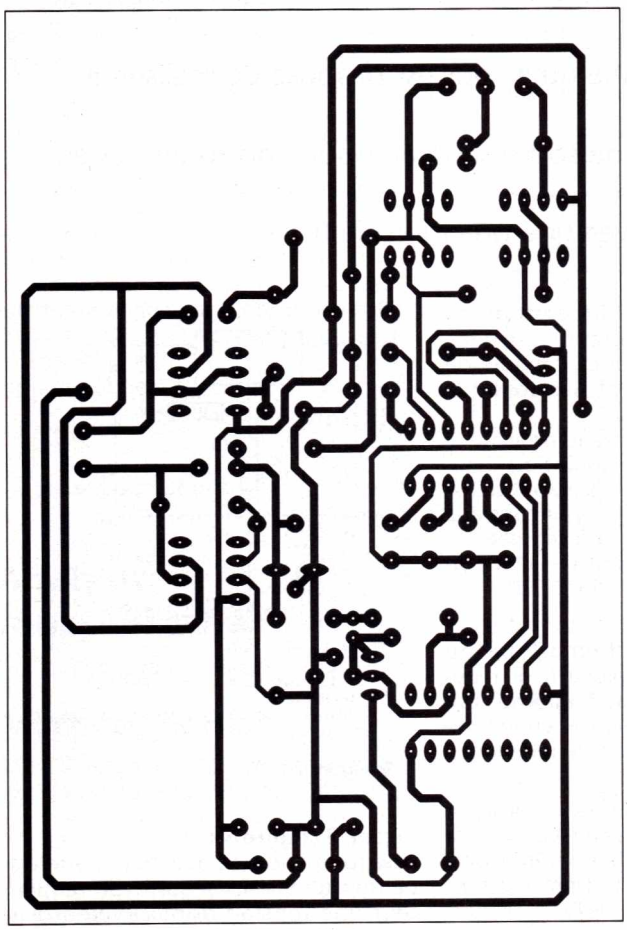
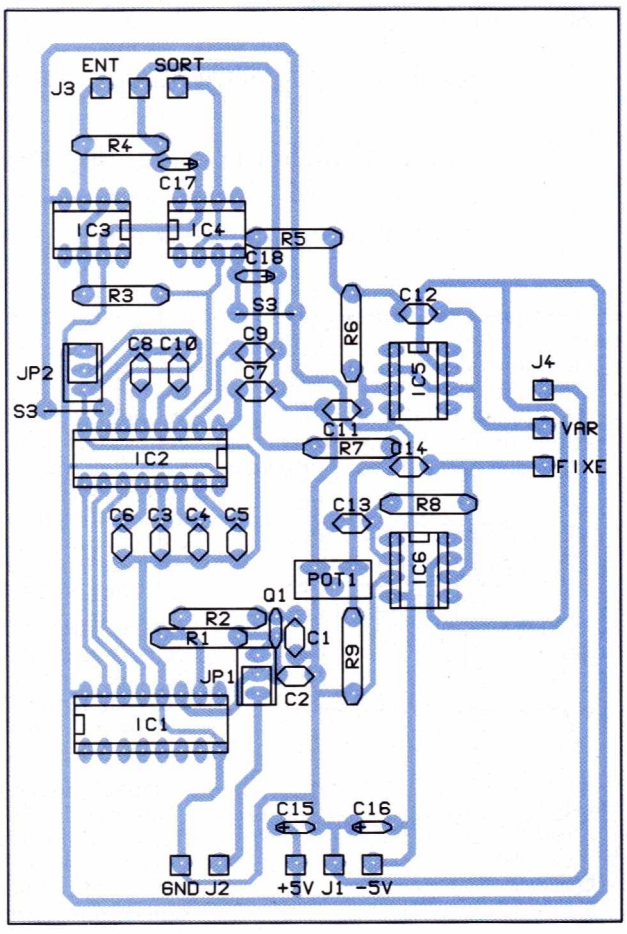
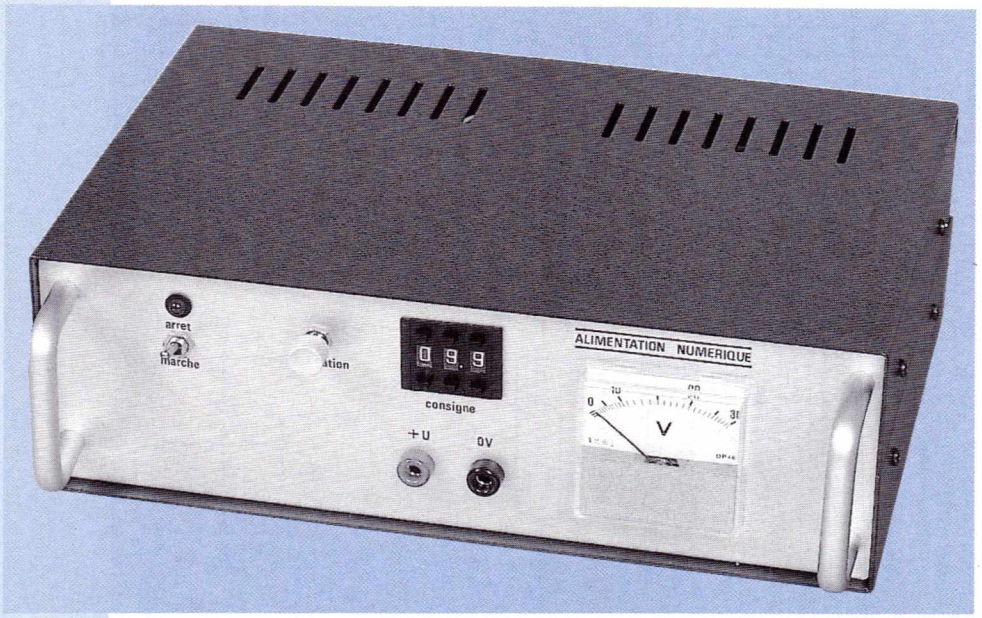


Figure 16 : implantation des composants.



ALIMENTATION NUMÉRIQUE DIDACTIQUE



Avant de raccorder un montage électronique expérimental à une alimentation stabilisée à tension variable, il est impératif de mesurer, à l'aide d'un voltmètre numérique, la tension fournie en raison de l'imprécision du voltmètre de façade de l'alimentation et de l'approximation opérée au niveau du bouton de réglage de la consigne de tension. Avec l'alimentation numérique qu'il vous est proposé de réaliser, il suffira d'afficher la valeur de tension de sortie souhaitée sur trois roues codeuses pour obtenir une tension continue avec une précision de 0,1V.

Outre sa précision, la présente alimentation se caractérise par les performances suivantes :
- gamme de tension : de 0 à 24V,
- courant maximal de sortie : 1,5A,
- protection intégrée contre les courants de surcharge et de court-circuit.

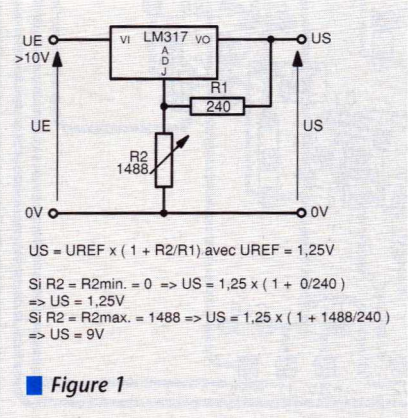


Figure 1

L'alimentation numérique proposée est en fait un convertisseur numérique analogique de puissance capable de fournir des tensions et des courants importants.
Pour mieux comprendre le principe, il suffit de s'imposer l'élaboration théorique progressive en trois étapes d'une alimentation simplifiée répondant aux critères suivants : tension régulée variable de 0 à 9V, affichage de la tension sur roue codeuse, précision : 1V.

- Etape 1(**figure 1**) **:**
En appliquant le schéma-type du constructeur, la mise en oeuvre du régulateur de tension LM 317 autorise l'obtention de 9V mais limite la tension minimale à 1,25V (tension de référence).

- Etape 2 (**figure 2**) :
L'adjonction d'une tension négative (tension d'une diode zener) égale à la valeur de la tension de référence permet au régulteur de fournir une tension comprise entre 0 et 9V.

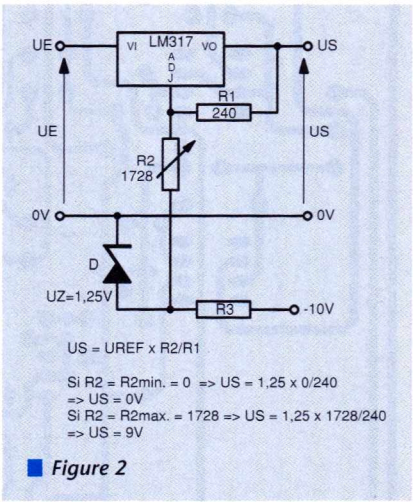


Figure 2

- Etape 3 (**figure 3**) :
Une roue codeuse associée à 4 relais permet d'obtenir en sortie du régulateur une tension dont la valeur est

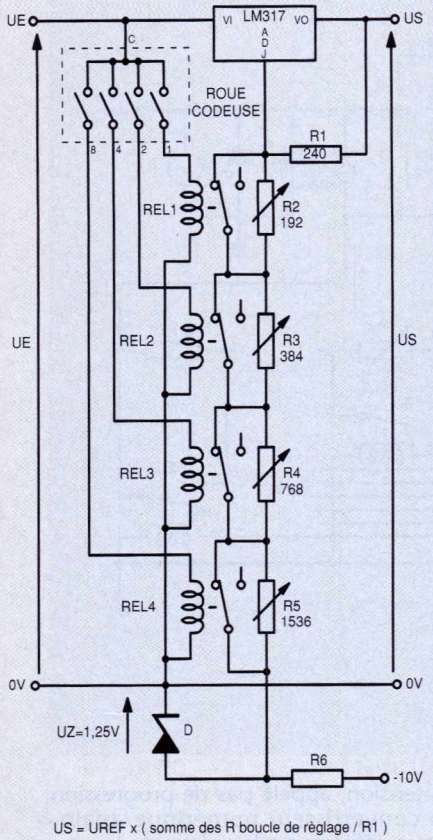


Figure 3

égale au chiffre affiché sur la roue codeuse.
Exemple : Si l'on affiche le chiffre 5, les contacts 1 et 4 de la roue codeuse sont alors fermés (voir **figure 4**) pour alimenter les relais REL1 et REL3. De ce fait, la tension de sortie du régulateur est conditionnée par les résistances R2 et R4 alors insérées dans la boucle de réglage.
Ainsi, on obtient :

$$Us = U_{REF} \times \left(\frac{\text{somme des résistances de la boucle}}{R1}\right)$$

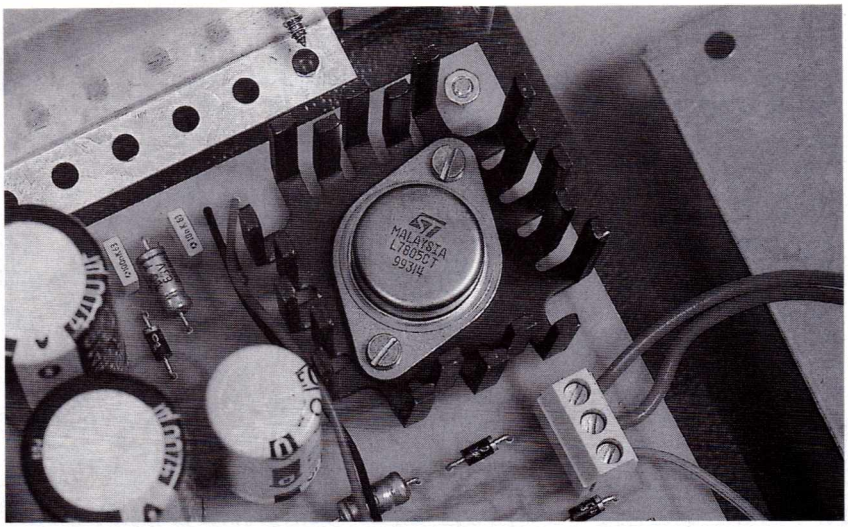
$$= 1{,}25 \times \left(\frac{192 + 768}{240}\right) = 5V$$

Analyse fonctionnelle

On se reportera aux **figures 5 et 6.**

Description globale

Alimenté à partir d'un transformateur à point milieu 220V/2 x 18V, un pont redresseur composé de quatre diodes D1, D2, D3 et D4 associé à trois condensateurs de filtrage fournit deux tensions symétriques +25V et -25V.
Un réguateur de tension de type 7805 (CI2) alimente les circuits intégrés (CI3, CI4 et CI5) et les relais «REED» sous une tension nominale de +5V ; tension indiquée par la diode électroluminescente D7.
A partir du potentiel -25V, le potentiomètre R2 placé en parallèle sur la diode zener D5 fournit une tension de -1,25V pour que le régulateur de tension (CI1) puisse donner une tension minimale de 0V.



Programmée conformément au listing décrit sur la **figure 7**, une mémoire EPROM 2716 (CI3) constitue un convertisseur traduisant le code binaire codé décimal (BCD) issu des trois roues codeuses en code binaire naturel sur 8 bits (sorties de l'EPROM 2716). Ce code est transféré en sortie du circuit CI4 (registre 8 bits à bascules D - voir **figure 8**) lors d'une impulsion sur le bouton poussoir «Validation».
Ce même code est amplifié par le circuit CI5 (voir **figure 9**) pour commander les différents relais «REED» dont les états logiques déterminent les résistances insérées dans la boucle de réglage et par là même la tension de sortie du régulateur de tension CI1.

Exemple de fonctionnement

Hypothèse 1 : le code affiché sur les roues codeuses est 000.
Ce code 000 est en fait l'adresse 000 de la mémoire EPROM 2716 dont le contenu est FF (voir figure 7).
Ainsi, lors d'une impulsion sur le bouton poussoir «Validation», le code FF (1111 1111) est transféré puis amplifié pour activer simultanément les 8 relais «REED». De ce fait, les 8 résistances ajustables R5 à R12 sont court-circui-

ROUES CODEUSES					Résistances de la boucle de règlage	$Us = U_{REF} \frac{\Sigma R}{R1}$
Chiffre affiché	Etat des contacts 8	4	2	1		
0	O	O	O	O	aucune	0V
1	O	O	O	F	R2	1V
2	O	O	F	O	R3	2V
3	O	O	F	F	R2 + R3	3V
4	O	F	O	O	R4	4V
5	O	F	O	F	R2 + R4	5V
6	O	F	F	O	R3 + R4	6V
7	O	F	F	F	R2 + R3 + R4	7V
8	F	O	O	O	R5	8V
9	F	O	O	F	R2 + R5	9V

O : contact (O)uvert - F : contact (F)ermé

Figure 4 : tableau de fonctionnement de l'alimentation 0 - 9V.

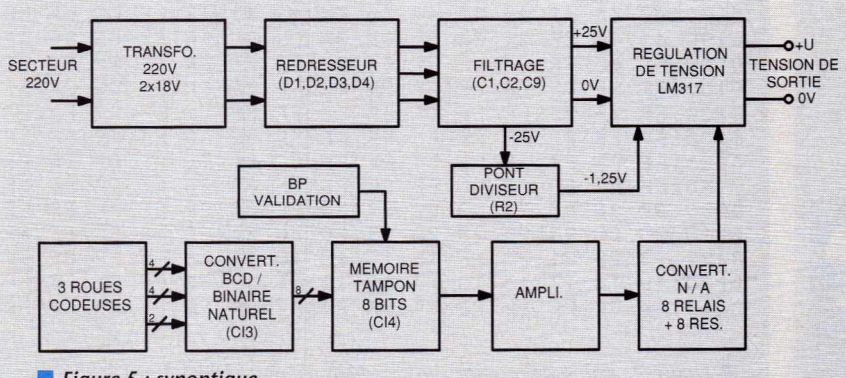


Figure 5 : synoptique.

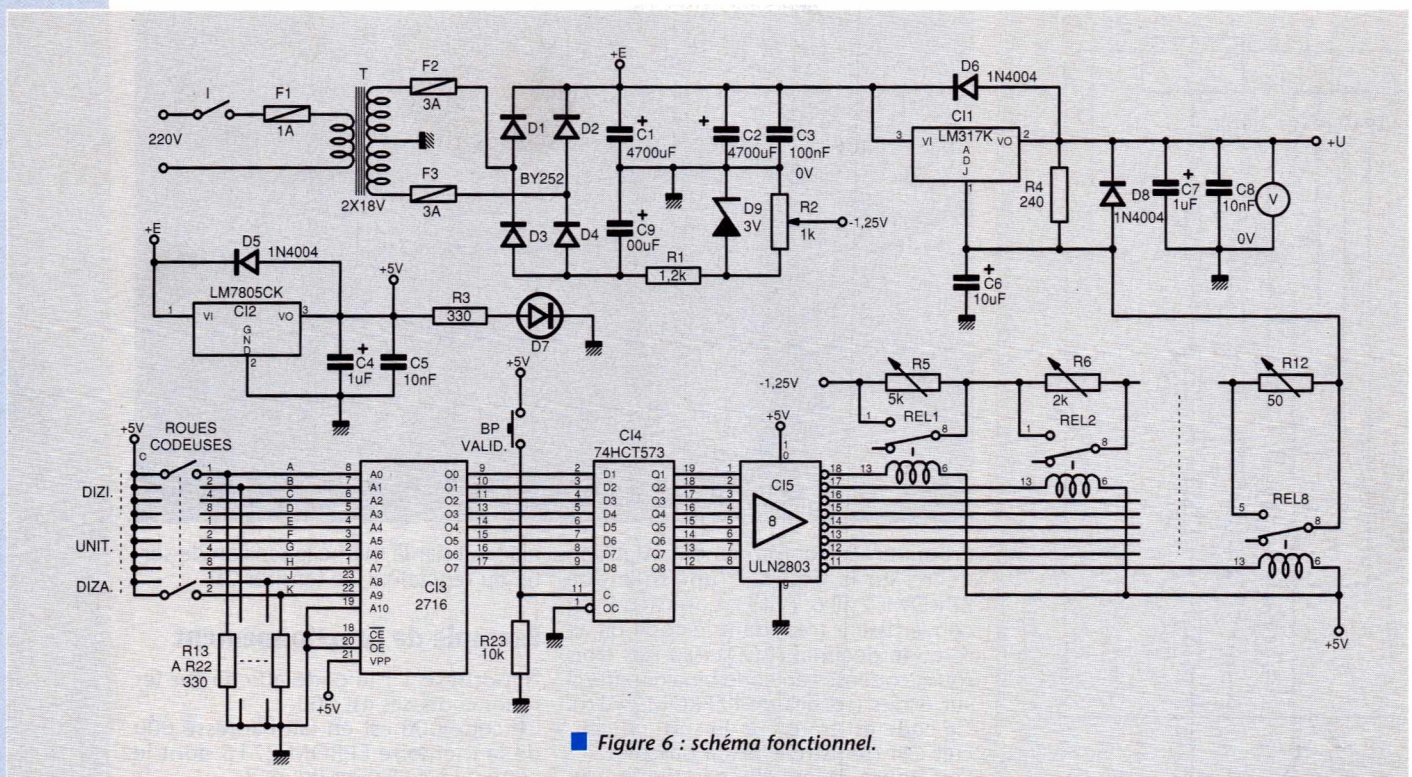


Figure 6 : schéma fonctionnel.

tées et la valeur nulle de la résistance globale de la boucle de réglage conditionne la tension de sortie de l'alimentation à :

$$Us = U_{REF} \times \frac{\Sigma R}{R4} = 1{,}25 \times \frac{0}{125} = 0V$$

Hypothèse 2 : on souhaite obtenir une tension de 12V en sortie de l'alimentation.

La différence entre deux valeurs successives des consignes affichées sur les roues codeuses est de 0,1V. Cet écart de tension, appelé pas de progression du convertisseur numérique/analogique, détermine la valeur de la plus petite résistance ajustable (en l'occurence R12).

Ainsi, R12 = (R4 x pas de progression)/U_{REF} = (240 x 0,1)/240 = 19,2Ω.

Pour définir la valeur de la résistance ajustable suivante, il suffit de multiplier par 2 la valeur de la résistance ajustable précédente.

L'application de cette théorie fixe la valeur des différentes résistances ajustables :

R11 = 2XR12 = 38, 4Ω, R10 = 2XR11 = 76, 8Ω, R9 = 2XR10 = 153, 6Ω,
R8 = 2XR9 = 307, 2Ω,
R7 = 2XR8 = 614, 4Ω,
R6 = 2XR7 = 1228, 8Ω et R5 = 2457, 6Ω.

La valeur des différentes résistances ajustables étant établie, l'obtention de la tension de 12V souhaitée résulte de la procédure suivante :

- le code 120 est affiché sur les 3 roues codeuses,
- contenu à l'adresse 120 de la mémoire EPROM 2716, le mot 87 (10000111) est appliqué en entrée du circuit CI4,
- ce mot 87 est transféré en sortie du circuit CI4 par une impulsion sur le bouton poussoir «Validation» puis amplifié pour enclencher les relais REL1, REL6, REL7, REL8 et court-circuiter les résistances ajustables R5, R10, R11 et R12,
- seules les résistances R6, R7 R8 et R9 non court-circuitées définissent la valeur de la tension de sortie :

$$Us = U_{REF} \times \frac{R6+R7+R8+R9}{R4}$$

$$= 1{,}25 \times \frac{1228{,}8+614{,}4+307{,}2+153{,}6}{240} = 12V$$

Même s'il ne l'indique pas avec précision, le voltmètre de façade de l'alimentation renseigne l'opérateur de la présence de la tension de 12V disponible entre les bornes +U et 0V.

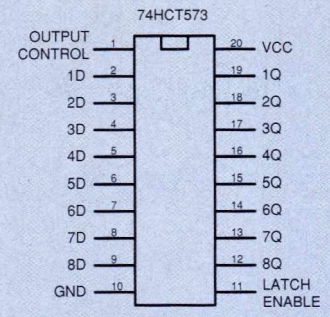
```
0000:FF FE FD FC FB FA F9 F8 F7 F6 FF FF FF FF FF FF
0010:F5 F4 F3 F2 F1 F0 EF EE ED EC FF FF FF FF FF FF
0020:EB EA E9 E8 E7 E6 E5 E4 E3 E2 FF FF FF FF FF FF
0030:E1 E0 DF DE DD DC DB DA D9 D8 FF FF FF FF FF FF
0040:D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0 CF CE FF FF FF FF FF FF
0050:CD CC CB CA C9 C8 C7 C6 C5 C4 FF FF FF FF FF FF
0060:C3 C2 C1 C0 BF BE BD BC BB BA FF FF FF FF FF FF
0070:B9 B8 B7 B6 B5 B4 B3 B2 B1 B0 FF FF FF FF FF FF
0080:AF AE AD AC AB AA A9 A8 A7 A6 FF FF FF FF FF FF
0090:A5 A4 A3 A2 A1 A0 9F 9E 9D 9C FF FF FF FF FF FF
00A0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00B0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00C0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00D0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00E0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00F0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
0100:9B 9A 99 98 97 96 95 94 93 92 FF FF FF FF FF FF
0110:91 90 8F 8E 8D 8C 8B 8A 89 88 FF FF FF FF FF FF
0120:87 86 85 84 83 82 81 80 7F 7E FF FF FF FF FF FF
0130:7D 7C 7B 7A 79 78 77 76 75 74 FF FF FF FF FF FF
0140:73 72 71 70 6F 6E 6D 6C 6B 6A FF FF FF FF FF FF
0150:69 68 67 66 65 64 63 62 61 60 FF FF FF FF FF FF
0160:5F 5E 5D 5C 5B 5A 59 58 57 56 FF FF FF FF FF FF
0170:55 54 53 52 51 50 4F 4E 4D 4C FF FF FF FF FF FF
0180:4B 4A 49 48 47 46 45 44 43 42 FF FF FF FF FF FF
0190:41 40 3F 3E 3D 3C 3B 3A 39 38 FF FF FF FF FF FF
01A0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
01B0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
01C0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
01D0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
01E0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
01F0:FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
0200:37 36 35 34 33 32 31 30 2F 2E FF FF FF FF FF FF
0210:2D 2C 2B 2A 29 28 27 26 25 24 FF FF FF FF FF FF
0220:23 22 21 20 1F 1E 1D 1C 1B 1A FF FF FF FF FF FF
0230:19 18 17 16 15 14 13 12 11 10 FF FF FF FF FF FF
0240:0F FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
```

Figure 7 : listing de programmation de la mémoire EPROM 2716.

Réalisation pratique:

Le circuit imprimé

Il sera réalisé sur un support en verre epoxy de 140 X 130 mm². Le tracé décrit à la **figure 10** prouve qu'il sera possible de reproduire la configuration des pistes par l'application directe de bandes et pastilles transferts sur la face cuivrée du circuit (procédé rendant la faisabilité du circuit accessible à tous). Il s'en suivra le perçage des toutes les pastilles avec un foret de diamètre 0,8mm. Les pastilles propres aux condensateurs de filtrages seront agrandies à un diamètre de 1mm. Enfin, un perçage à un diamètre de 1,3mm sera nécessaire pour l'implantation des borniers, des porte-fusibles, des diodes de puissance et du régulateur de tension CI2.



OC	LE	DATA	OUTPUT
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Qo
H	X	X	Z

L : Niveau logique bas
H : Niveau logique haut
Qo : Niveau logique ...
Z : Etat de haute impédance
X : Etat indifférent

Commentaires :
Quand la commande LE est au niveau logique haut, les niveaux logiques des sorties Q s'identifient aux niveaux logiques des entrées D.
Quand la commande LE est au niveau logique bas , les sorties mémorisent les états logiques antérieurs à l'état logique stable bas appliqué en LE.
Un niveau logique haut appliqué à l'entrée OC conditionne les sorties en haute impédance.

Figure 8 : brochage et table de vérité du 74 HCT 573.

L'implantation des composants

Cette opération respectera la démarche habituelle qui consiste à implanter et souder les composants dans l'ordre croissant de leur dimensions conformément à la **figure 11**.
En ce qui concerne le régulateur de tension CI2, celui-ci pourra être implanté sur le circuit imprimé et refroidi par un dissipateur thermique adapté. Une autre solution consistera à placer les deux régulateurs de tension (CI1 et CI2) sur un même dissipateur thermique en face arrière du boîtier. L'insertion d'un mica isolant entre chaque

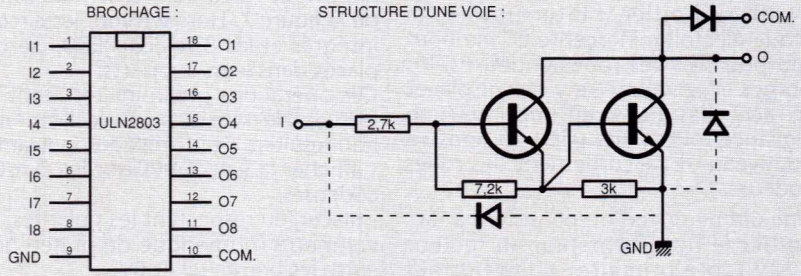
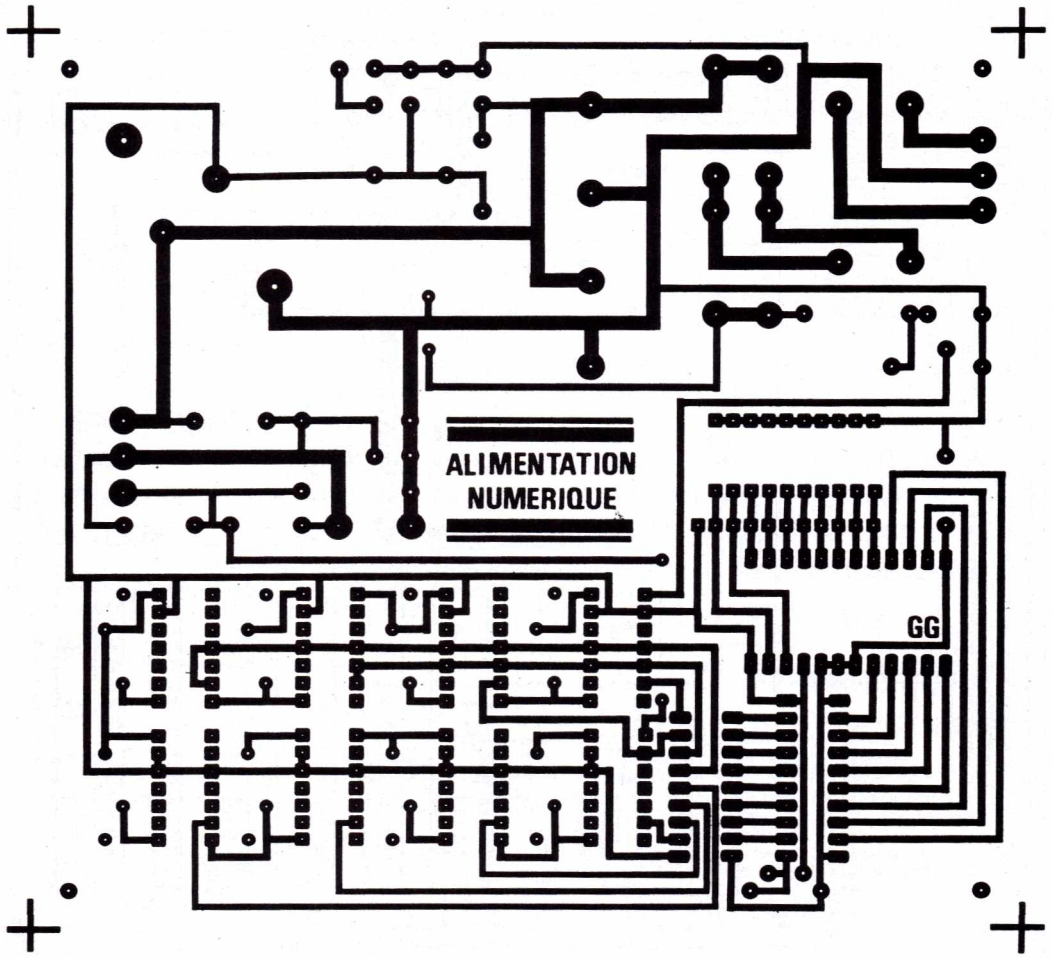
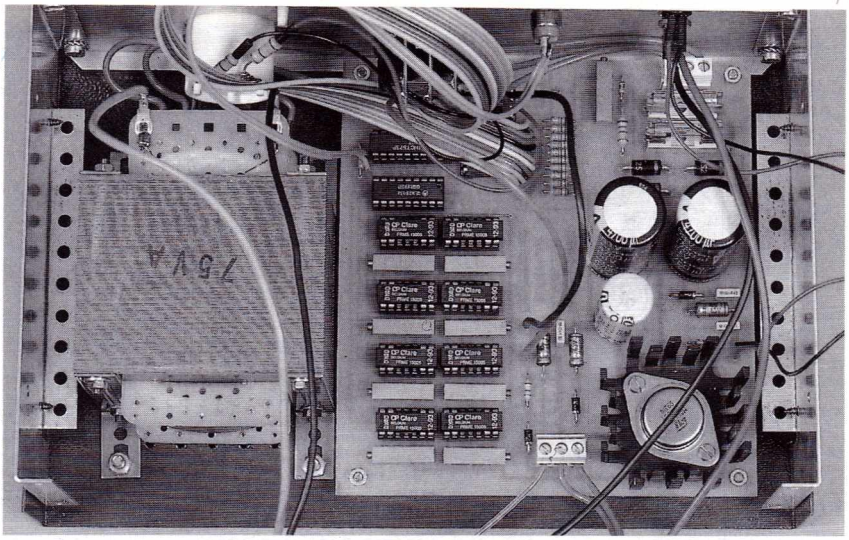


Figure 9 : brochage et structure de l'ULN 2803.

Figure 10





boîtier et le radiateur et l'usage d'entretoises plastiques pour isoler la visserie de fixation découpleront les régulateurs du au dissipateur commun.
Enfin, après avoir confectionné la face avant du boîtier, l'interrupteur, la diode électroluminescente D7, le bouton poussoir, les roues codeuses, les bornes et le voltmètre y seront placés et raccordés au circuit imprimé (une vigilance toute particulière s'imposera au niveau de raccordement des roues codeuses).

Une ultime opération consistera à raccorder le transformateur au secteur 220V (côté primaire) et au bornier d'alimentation du circuit imprimé (côté secondaire).

Essai - réglages

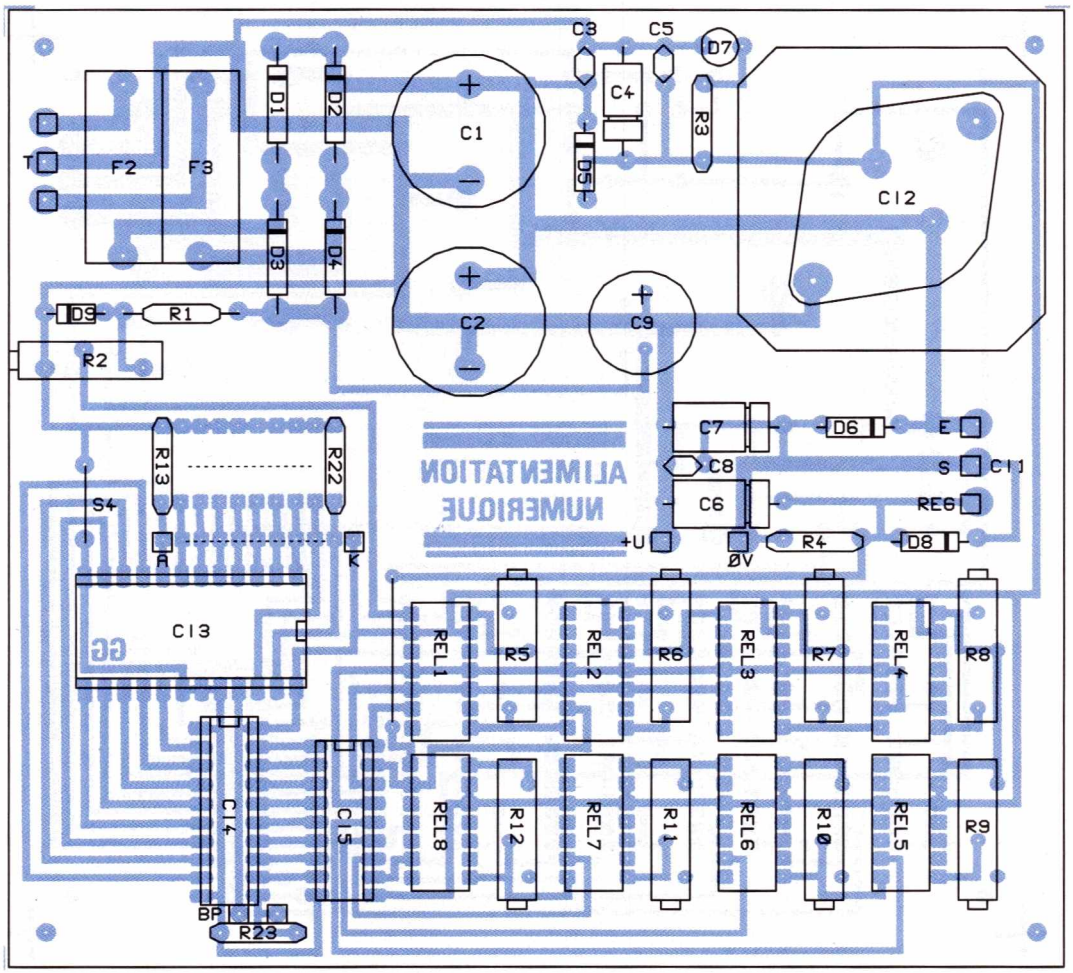
Avant de procéder aux essais, il sera nécessaire de programmer la mémoire EPROM 2716 conformément au listing de la figure 7. Hors tension, les circuits intégrés et les 8 relais «REED» seront placés dans leurs supports.
Ces opérations préliminaires étant effectuées, la mise au point de l'alimentation résultera de la procédure suivante :
- afficher la valeur 000 sur les 3 roues codeuses,
- placer, en respectant les polarités, un voltmètre (numérique de préférence) entre les bornes+U et 0V;
- mettre sous tension en actionnant l'interrupteur : la diode électroluminescente D7 s'allume,
- exercer une impulsion sur le bouton pressoir «Validation» : le voltmètre indique alors une tension comprise entre +1,2V et -1,75V,
- agir sur la résistance ajustable R2 pour obtenir une tension de sortie de 0V,
- afficher le code 001 sur les roues codeuses puis valider : régler la tension à 0,1V par action sur R12,
- afficher 002, valider puis régler la tension à 0,2V par action sur R11,
- afficher 004, valider puis régler la tension à 0,4V par action sur R10,
- afficher 008, valider puis régler la tension à 0,8V par action sur R9,
- afficher 016, valider puis régler la tension à 1,6V par action sur R8,
- afficher 032, valider puis régler la tension à 3,2V par action sur R7,
- afficher 064, valider puis régler la tension à 6,4V par action sur R6,
- afficher 128, valider puis régler la tension à 12,8V par action sur R5.

A l'issue de cette procédure, on pourra contrôler la qualité des réglages en affichant un code compris entre 002 et 240 : la tension de sortie obtenue devra vérifier le code X 0,1V après validation.

Enfin, tout code excédant la valeur 240 devra entrainer une tension de sortie nulle après validation (code affiché dépassant les performances annoncées de l'alimentation !).

Gérard GUIHENEUF.

Figure 11



NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 : 1,2kΩ - 1/2W
R2 : ajustable 15 tours 1kΩ
R3 : 330Ω - 1/4W
R4 : 240Ω - 1/4W
R5 : ajustable 15 tours 5kΩ
R6 : ajustable 15 tours 2kΩ
R7 : ajustable 15 tours 1kΩ
R8 : ajustable 15 tours 500Ω
R9 : ajustable 15 tours 200Ω
R10,R11 : ajustable 15 tours 100Ω
R12 : ajustable 15 tours 50Ω
R13 à R22 : 330Ω - 1/4W
R23 : 10kΩ - 1/4W

Condensateurs :

C1,C2 : 470µF - 63V
C3 : 100nF - 63V
C4,C7 : 1µF - 63V
C5,C8 : 10nF - 63V
C6 : 10µF - 63V

Semi-conducteurs :

D1,D2,D3,D4 : BY 252
D5,D6,D8 :1N 4004
D7 : diode électroluminescente Ø 5mm (rouge)
D9 : diode régulatrice de tension 3V - 0,4W : BZX 55C 3V
CI1 : régulateur de tension LM317K (boitier TO3)
CI2 : régulateur de tension LM7805CK (boitier TO3)
CI3 : mémoire EPROM 2716
CI4 : registre 8 bits à bascules D 74HCT573
CI5 : amplificateur 8 voies à transistors Darlington ULN 2803

Divers :

REL 1 à REL 8 : relais REED 5V - 1 contact T (travail)
Supports pour CI
3 roues codeuses décimales codées BCD (4 contacts 1 2 4 8)
1 paire de joues latérales pour roues codeuses
2 porte-fusibles à souder pour circuit imprimé
1 porte-fusible à souder pour châssis
2 borniers à souder 3 bornes
1 clips plastique en 2 éléments pour diode électoluminescente Ø 5mm
1 transformateur à point milieu : 220V/2x18V - 60VA
1 interrupteur miniature à levier (1 contact T)
1 bouton poussoir miniature (1 contact T)
1 capuchon de couleur Ø 10mm pour bouton poussoir
1 ou 2 dissipateurs thermiques pour boitiers TO3 (voir texte)
2 kits d'isolement pour boitiers TO3
1 voltmètre ferro-magnétique de calibre 30V
1 fusible rapide 5x20 1A (F1)
2 fusibles rapides 5x20 3A (F2 et F3)
1 douille banane Ø 4mm (rouge)
1 douille banane Ø 4mm (noir)
1 fiche bipolaire + terre (mâle)
1 coffret métallique 240 x 160 x 80 ESM EC24-08/160
2 poignées EG52 pour coffret ESM EC24 (entr'axe 52mm)

Rectificatif :

étage d'entrée

fréquencemètre

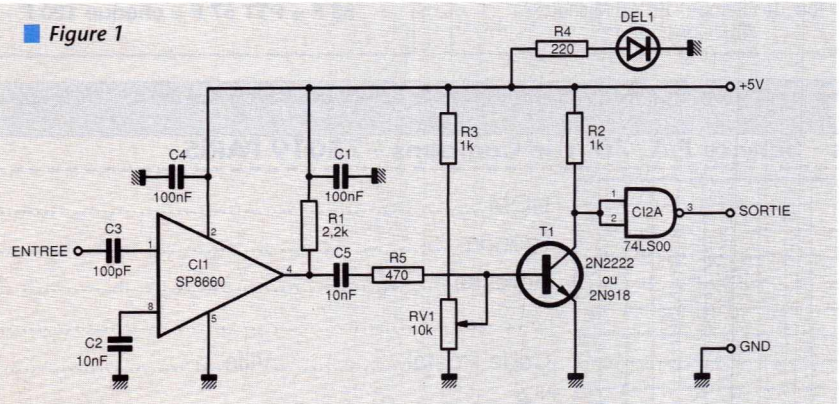
ERP N°551 octobre 1993

Lorsque nous avions conçu l'étage d'entrée utilisant le circuit 95H90, ce dernier était encore disponible et distribué par quelques revendeurs.
Par le courrier reçu et les nombreux appels téléphoniques de lecteurs souhaitant réaliser le fréquencemètre, nous nous sommes aperçus que le composant en question était maintenant introuvable et obsolète. C'est pourquoi nous vous proposons un rectificatif pour cet étage d'entrée.
Ce dernier utilise un circuit intégré de PLESSEY, le SP8660. Ce circuit accepte des fréquences pouvant monter à 150MHz, alors que le 95H90 acceptait des fréquences de 250MHz. Nous pensons que cela ne constitue pas un gros handicap, étant donné que l'étage d'entrée utilisant le U664B monte à 1GHz.

Le SP8660 nécessite des signaux de 50mV minimum et les divise par 10, tout comme le 95H90.
Le montage proposé est donné en **figure 1** et est sensiblement identique à celui qu'il remplace. Les signaux à mesurer sont aapliqués sur l'entrée de CI1 par l'intermédiaire d'un condensateur de 100pF et sont disponibles sur la broche 4. Ils alimentent la base de T1 dont la polarisation peut être modifiée par la manoeuvre de la résistance RV1, et qui amène donc le transistor à sa sensibilité maximale.
Les signaux sont récupérés sur le collecteur de T1 et sont mis en forme par la porte NAND de CI2. Le circuit imprimé est donné en **figure 2**, et l'on réalisera le câblage à l'aide du dessin d'implantation donné en **figure 3**.
Pour ce qui est des essais de la maquette, rien ne change par rapport au circuit utilisant le 95H90. On raccordera la sortie du prédiviseur à l'entrée de la carte fréquencemètre pour PC à l'aide d'un câble blindé, l'alimentation du module étant issue du micro-ordinateur

Patrice OGUIC.

Figure 1



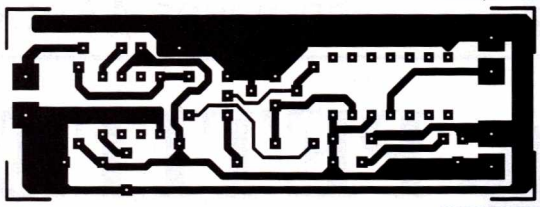


Figure 2

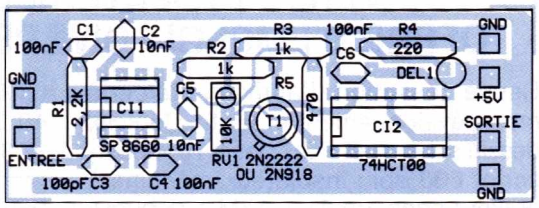


Figure 3

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 : 2,2 kΩ
R2, R3: 1 kΩ
R4 : 220 Ω
RV1 : résistance ajustable multitours 10 kΩ

Condensateurs :

C1,C4 : 100nF
C2,C5 : 10nF
C3 : 100pF

Semi-conducteurs :

T1 : 2N2222 ou 2N918
DEL1: diode électroluminescente rouge

Circuits intégrés :

CI1 : SP8660 PLESSEY
CI2 : 74LS00 ou 74HCT00

vous offre une disquette

Voir notre offre spéciale d'abonnement en pages 43 et 44

RÉPERTOIRE DES ANNONCEURS

A

ABONNEMENT 43-44

ASN 40-83

E

ECI 59

EURO COMPOSANTS 10

EXCEM 10

F

FRANCE TEASER 40

FTC 4

L

LAYO 40

LIBRAIRIE DE LA RADIO 34

N

NATIONAL INSTRUMENTS 45

P

PROLYNX 83

S

SELECTRONIC ..... 2e de couv.-60-61-4e de couv.

PETITES ANNONCES

VENTE DE MATERIEL OFFRE D'EMPLOI - DIVERS

Une annonce gratuite est offerte une fois par an à tous nos abonnés (joindre la dernière étiquette-adresse de la revue).

Cause cessation d'activité, sté cède mat. développement et proto : logiciel dessin schéma et PCB ; laser HP4 post-script 600 dpi ; insolateur, machine à graver ; banc, µp 51 + ASM + debug + compil ; outillage et produits divers. Prix intéressants, matériel servi 1 fois. Tél. : 50.39.03.87 (74) .

Recherche personne ayant réalisé avec succès le module de comptage lignes, RP n° 537. M. Meusnier Jacques, 13, rue Mirabeau, 37700 St-Pierre-des-Corps. Tél. : 47.44.27.39 - 47.58.66.39.

Vends émulateur temps réel neuf Motorola 68302 avec sonde PGA compilateur C + ASM Intermetrics compatible 68000/010/020/030. Vendu 10 000 F (P.A. 40 000 F). Tél. : 27.37.38.41. Fax : 27.37.37.73 (59) .

Rch sondes analyseur HP séries 1650, 1660 ou 16500, câble nappe + sonde 16 canaux, jeux de 5 ach. 2 000 F. Tél. bur. : 34.65.09.20 - Tél. dom. : 64.93.05.24 (91) .

APPAREILS DE MESURES
ELECTRONIQUES D'OCCASION
PLUS DE MILLE APPAREILS EN STOCK
OSCILLOSCOPES - GENERATEURS - ETC.
H.F.C. AUDIOVISUEL
Tour de l'Europe - 68100 Mulhouse
Tél. : 89.45.52.11

Rech. Sinclair ZX interfacel + mdrive ou ZX Spectrum + interfacel + microdrive. Prix : 450 F max. Tél. : 41.57.80.53 le soir (49) .

BRICO PRO TELE 31
Tél. : 61.72.43.38.
2, rue des Tamaris, 31120 ROQUES
THT télévision et moniteur
Kit pour maintenance Scopes
Amplis d'antennes, tripleurs ERO
Liste et prix sur demande
DATA DIEMEN équiv. de 9000 THTS
63 F + PTT 57 F = chèque 120 F

Inscrivez dans la grille ci-dessous le texte de votre annonce et retournez-la accompagnée de votre règlement (ou étiquette-adresse) calculé sur la base de : 55 F TTC la ligne de 31 signes ou espaces 65 F avec encadrement à :

Electronique Radio-Plans - Service P.A. 70, rue Compans - 75019 PARIS

NOM.....
Prénom.....
Adresse .....
.....
Code Postal.....Ville.....
Tél .....

Directeur de la publication : J.-P. VENTILLARD - Imprimerie SIEP, Bois-le-Roi et REG Lagny-sur-Marne - N° de commission paritaire 56361

EN IMPORTATION COMME EN DISTRIBUTION
COMPOSANTS PASSIFS, CONNECTIQUE, VENTILATEURS, DIODES ET LEDS

NOUS SOMMES ET RESTONS LEADERS POUR MIEUX VOUS SERVIR

ARCOL
BERG
BILLITON
BIVAR
BULGIN
COMATEL
DRALORIC
ELC
FEME
FRB
HIRSCHMANN
HITANO
IDI
K.F.
LAC
MOTOR-ONE
PANDUIT
PRONER
RITEL
ROEDERSTEIN
SALECOM
SEEM
SEMIKRON
SFERNICE
SIC SAFCO
SILCO
SOVCOR
SPRAGUE
VINCENC

Qualité Stock Prix

Catalogues et tarifs sur demande

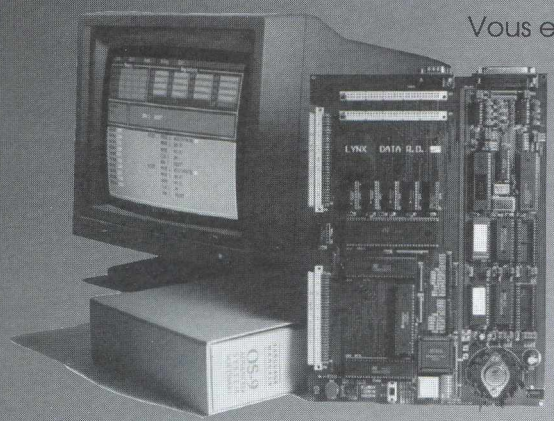
BIRGEPUB 2017-2

ASN ELECTRONIQUE S.A.

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

Kits up à environnement DOS/WINDOWS

68000 68HC11 WINDOWS 6809



Vous enseignez les microprocesseurs ?
Alors, à prix équivalent (et même souvent inférieur à celui de nos concurrents) pourquoi ne pas prendre les kits Prolynx à environnement DOS et/ou Windows ?
Choisissez donc le "nec plus ultra" des kits.

Prolynx S.A.
14, rue Gaspard-Monge
Z.A. de l'Armailler
26500 BOURG-lès-VALENCE
(France)
Tel : 75-83-27-25 Fax : 75-83-59-70

Multimètres Digitaux, Série XT

ra Performance
ra Fonctionalité

La nouvelle Série XT de multimètres hautes performances de BI-Wavetek élève le multimètre "tout-en-un" à un niveau supérieur en offrant des XTra-possibilités et une XTra-fonctionalité. Chacun des trois modèles mesure non seulement la tension, le courant et la résistance, mais également une série d'autres paramètres importants du domaine électronique.

Inductance jusque 20H (DM27XT). Vérifiez la valeur d'une self mal marquée, confirmez la valeur d'une bobine ou d'un transformateur, déterminez l'inductance associée à une résistance bobinée, ou assurez-vous de la stricte tolérance d'inductance dans un lot de fabrication.

Capacité jusque 2000 µF (DM25XT et DM27XT), en utilisant les cordons de test standards, et les pinces crocodile fournies avec l'appareil.

Température jusque 750°C (DM23XT). Un thermocouple de Type K, d'une longueur de 1.2m est fourni avec l'appareil.

Fréquence jusque 20MHz (DM27XT; 2kHz pour DM25XT). Pour mesurer la fréquence d'oscillation d'un quartz, ou simplement vérifier la fréquence réseau.

Autres Atouts:

- LED de détection de niveau de tension (DM23XT).
- Toutes les entrées courant sont protégées.
- Bip sonore quand un cordon est raccordé à une entrée courant, alors qu'une mesure de tension est sélectionnée
- Cordons de sécurité avec pointes isolées.

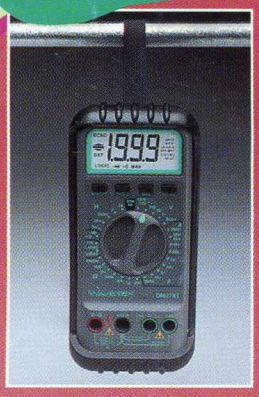
Autres Fonctions:

- Test logique CMOS et TTL
- Test hFE pour transistors PNP et NPN (DM23XT, DM25XT)
- Mémorisation de la lecture maximale (DM27XT).
- Coupure automatique.

Choix et Diversité XT

	DM23XT	DM25XT	DM27XT
Tension AC	750V	750V	750V
Tension DC	1000V	1000V	1000V
Précision DCV	0.5%	0.5%	0.5%
Courant AC/DC (fusib)	10A	20A	20A
Résistance	2000MΩ	2000MΩ	2000MΩ
Bip de continuité	✔	✔	✔
Diode	✔	✔	✔
Logique	TTL & CMOS	TTL & CMOS	TTL & CMOS
Capacité	–	2000µF	2000µF
Fréquence	–	2kHz	20MHz
Inductance	–	–	20H
Température	750°C	–	–
h_{FE}	✔	✔	–
Lecture Max	–	–	✔
Coupure Automatique	✔	✔	✔
Grand afficheur LCD	✔	✔	✔
Alarme d'entrée	✔	✔	✔
Cordons de sécurité	✔	avec pinces crocodile	avec pinces crocodile
Prix	**715 F TTC**	**749 F TTC**	**799 F TTC**

Les Instruments de Votre Exigence



Disponibles en option: Etui holster, référence H30 (134F$_{TTC}$) avec béquille et lanière de suspension, et une saccoche en vinyl renforcée (VC 231).

BI-WAVETEK

... OSCILLOSCOPES BI-WAVETEK de 20 MHz à 60 MHz disponibles... 9012 E... 3795 F TTC
...9020 E...3990 F TTC...9016 E...7990 F TTC...9302 E...7550 F TTC
GENERATEURS de SIGNAUX de 0,2 Hz à 2 MHz... FG2AE...1950 F TTC...FG3BE...2995 F TTC

Selectronic
LA PASSION DE L'ELECTRONIQUE

CONDITIONS GENERALES DE VENTE
REGLEMENT A LA COMMANDE : Forfait port et emballage **28F00 TTC**
FRANCO à partir de **700F00**
CONTRE-REMBOURSEMENT : Frais en sus selon la taxe en vigueur.
Pour faciliter le traitement de votre commande, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.

VENTE PAR CORRESPONDANCE - B.P. 513 - 59022 LILLE CEDEX - TEL : 20.52.98.52 - FAX : 20.52.12.04