

n° 161
novembre
1991

ELEKTOR

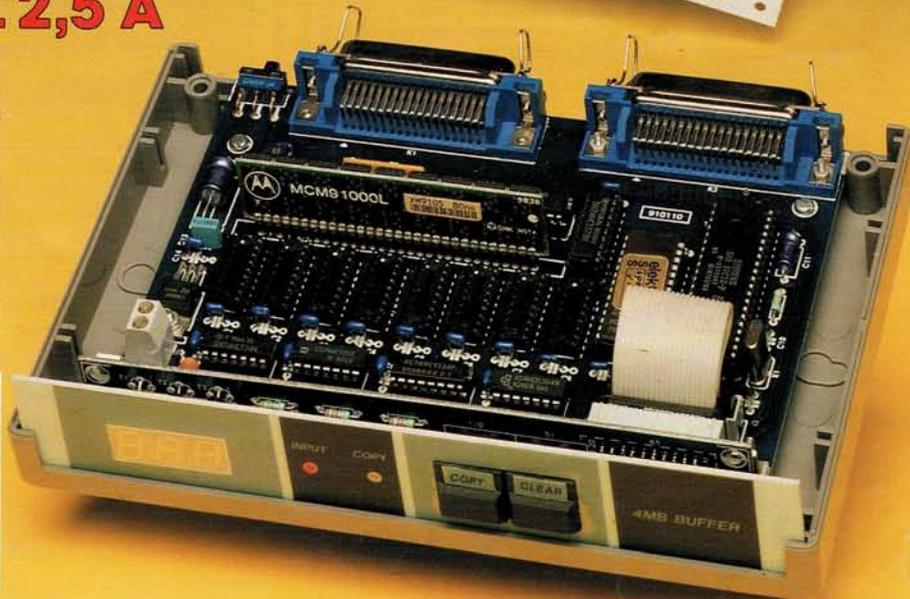
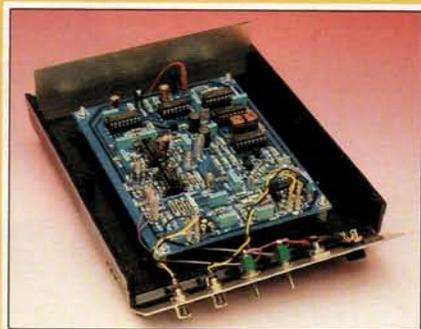
électronique

tampon pour imprimante
1 ou 4 Moctets en DIL ou module

cours de programmation
pour la famille MCS-51

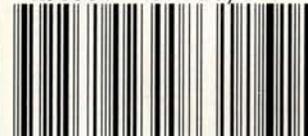
filtre programmable
piloté par Centronics

alimentation
"petit budget"
30 ... 28 V/0 ... 2,5 A



encrypteur/décrypteur audio

M 1531 - 161 - 23,00 F



elektor, le magazine de l'électronicien créatif

SONMAIRE



n°161
Novembre 1991

Comme le disait Confucius, et sans que nous ne le citions mot à mot, une image parle plus que mille mots. Le montage dont ne saurait, à notre humble avis, se passer le moindre utilisateur d'OI sérieux, est cette fois un tampon pour imprimante Centronics de 1 ou 4 Moctets, qui vous avez bien lu, Mégaoctets. Nous avons, à nouveau, réussi à diversifier la matière que nous vous proposons dans ce numéro.

Services

- 22 elektor software service (ESS)
- 22 liste des circuits imprimés (EPS)
- 51 circuits imprimés en libre service

Informations

- 25 cours μ C-8051 & Assembleur
M. Ohsmann
- 42 "Packet-Radio"
S. Hruschka & C. Tholen
- 45 **elekture**: Guide des applications 2
- 59 **chip select**: CA3262A/72 - TMS370
- 65 **chip select**: CF70095 - NMFO513S - AD705
- 73 **marché**: système AMS-PC/AT
- 81 **courrier**: SCALPCON
- 82 **logiciels**: CADD 5.0
conception et dessin assistés par ordinateur
- 83 **elekture**: WORLD RADIO TV - L'électronique par le SCHÉMA - COMMUNICATION SERIE - Microcontrôleurs

RÉALISATIONS

Audio

- 30 **LFA-50 Optim-A (II)**
alimentation auxiliaire et circuit de protection

Mesure

- 38 **générateur de fonctions numérique (III)**
réalisation et étalonnage
- 60 **alimentation symétrique pour budget serré**

Micro-informatique

- 46 **tampon pour imprimante Centronics 4 Moctets** ni plus ni moins
R. Degen

Expérimentations

- 66 **encrypteur-décrypteur audio**
essayez-vous au codage/décodage
J.R. Toussaint

Applikator

- 74 **circuits intégrés pour filtres programmables**

elektor infocarte 195

circuits intégrés linéaires 14

TDA 1525 circuit de commande de volume & de tonalité

Le TDA1525 est un circuit intégré de commande active stéréophonique de tonalité et de volume pour auto-radios, récepteurs de télévision et autres systèmes audio alimentés par le secteur. Il intègre également des fonctions de contrôle de graves et d'aigus, ainsi qu'un système (commutable) de fonction contour (une sorte de correction physiologique). Toutes ces fonctions peuvent être commandées par des tensions continues ou de simple potentiomètres linéaires monophoniques.

Paramètre	Caractéristiques techniques:	Symbole	Min	Typ.	Max	Unité
Tension d'alimentation	$V_p = V_3 - 18$	V_p	7,5	12	16,5	[V]
Courant d'alimentation	I_3			35		[mA]
Niveau maximal du signal d'entrée	$V_{i(rms)}$			2,5		[V]
Niveau maximal du signal de sortie	$V_{o(rms)}$			3		[V]
Plage de commande de volume	G_v		-80		+21,5	[dB]
Plage de commande des graves	G_v			-19 à +17		[dB]
Plage de commande des aigus	G_v			± 15		[dB]
Distorsion harmonique totale	THD				0,3	[%]
Séparation des canaux	σ_{cs}			60		[dB]
Diaphonie	G_v				2,5	[dB]
Réjection de ronflement	RR			50		[dB]

Brochage

Volume Ctrl
Ref. Gnd
VCC
Input R
Bass/Treble R In
Bass/Treble R Out
Bass/Treble L In
Bass/Treble L Out
Output L
Treble Ctrl

Structure interne

(Source: Philips Composites)

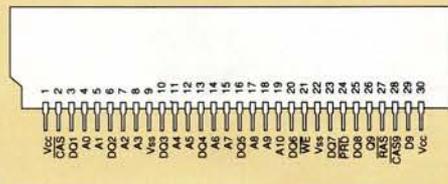
elektor - infocartes

modules de mémoire 3
DRAM 4 Mbits x 9

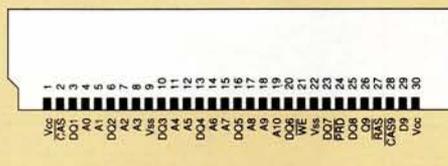
circuits intégrés pour μ -ordinateur 26

elektor infocarte 196

Brochage d'un module DRAM 4 Mbits x 9 à 30 broches SIP



Brochage d'un module DRAM 4 Mbits x 9 à 30 broches SIMM



On n'arrête pas le progrès. Si la quasi-totalité des fabricants a arrêté la production des RAM dynamiques, il n'en va pas de même pour ce qui est des modules de mémoire.

Après les modules de 256 Kbits x 9 et ceux de 1 Mbits x 9, voici les modules 4 Mbits x 9. Nous verrons dans un avenir proche les premiers modules 16 Mbits x 9.

Le module de RAM dynamique de 4 Mbits x 9 comporte, comme le sous-entend sa dénomination, 9 circuits de 1 Mbits. C'est sans doute le dernier module à 30 broches, puisque la dernière broche disponible (19) est cette fois utilisée pour la ligne d'adresses A10.

Description des broches
A0 - A10 Entrée d'Adresse
A0 - A9 Entrée de rafraichissement d'Adresse
CAS, PCAS Column Address Strobe = Strobe d'adresse de colonne
CAS9 Strobe d'adresse de colonne pour le 9e circuit

DO1 à DO9 Entrée/Sortie de donnée
PD Parity Data = Entrée de donnée pour parité
PO = Sortie de donnée pour parité

RAS Row Address Strobe = Strobe d'adresse de rangée
WE = Read/Write Enable = validation de lecture/écriture
Vcc = Alimentation +5 V
Vss = Masse

Il existe 2 approches de fabrication: la version à 9 (8) circuits tous implantés sur une face du module, l'autre en comportant 5 (4) d'un côté et 4 (4) de l'autre.

(Source: Micron, Hitachi)

913080

cours μ C - 8051 & assembleur



1^e partie

intronisation aux mystères de la famille MCS-51 d'Intel

M.Ohsmann

Ceux d'entre nos lecteurs qui ont suivi avec attention l'évolution des montages d'Elektor au cours des dernières années n'auront pas été sans le remarquer: les micro-contrôleurs ont conquis la quasi-totalité des domaines de l'électronique. Qu'il s'agisse d'un décodeur RDS ou d'un changeur de programme-MIDI, "rien ne va plus" aujourd'hui sans ces composants programmables, au prix de plus en plus abordable et, qui plus est, aux applications innombrables !

Cette tendance à l'intégration d'un système de commande -définie par le terme anglais *embedded control*- dans la plupart des circuits électroniques, est la raison majeure pour laquelle nous avons pensé vous proposer un cours de programmation et d'utilisation des micro-processeurs de la famille MCS-51 d'Intel. Bien qu'il existe d'autres microprocesseurs, nous avons choisi les MCS-51 pour la simple et bonne raison qu'ils sont disponibles partout et ... à des prix ... très raisonnables.

Les thèmes principaux du cours sont, d'une part, la programmation du micro-contrôleur et, de l'autre, sa connexion, du côté matériel, à un certain nombre d'extensions. Le cours est destiné, principalement, à tous ceux d'entre nos lecteurs qui ont une certaine -quelque sommaire qu'elle soit- expérience dans le domaine de la programmation d'un ordinateur personnel à l'aide d'un langage évolué (tel que le BASIC, c'est le moins que



l'on puisse demander), et qui aimeraient approfondir leurs connaissances pour arriver à programmer, du mieux possible, l'une ou l'autre application personnelle.

Si l'on veut transformer certaines des idées proposées lors de ce cours en montages pratiques, il est nécessaire en outre d'avoir un minimum d'expérience dans la réalisation de circuits électroniques. Nous sommes convaincus cependant que la plupart d'entre nos lecteurs a une longue expérience en ce domaine.

Si l'on se contente de suivre uniquement ce cours -sans vouloir réaliser l'un ou l'autre projet personnel- les connaissances d'électronique pratique requises se réduisent à la partie congrue, d'autant plus que nous envisageons de vous proposer, tout au long de ce cours, une gamme complète de circuits périphériques pratiques.

Une fois arrivé à la fin de ce cours, vous serez capables -nous l'espérons, sinon nous

n'aurons pas bien fait notre travail – de réaliser à l'aide d'un micro-contrôleur tous ces projets reportés indéfiniment, que ce soit une pendule à coucou avec calendrier et mélodie de réveil personnalisée, un analyseur d'interface V24 avec affichage à cristaux liquides, ou encore un puissance-mètre avec interface sérielle et affichage de la valeur efficace.

En règle générale, le projet le plus sophistiqué ne nécessite rien de plus qu'un petit circuit d'extension à relier à un ("pico")-ordinateur – tel que **SIMCAD** ou la platine du microcontrôleur du **Décodeur RDS Autonome**, montages décrits respectivement dans les numéros 154 et 152 d'Elektor – "piloté" lui-même par un logiciel "écrit sur mesure".

Rien ne s'oppose donc plus à l'expression de votre créativité, mais attention, ... cela ne se fera pas du jour au lendemain !

Le logiciel

Pour vous permettre d'atteindre en tout confort et ce le plus vite possible tous les buts que vous auriez pu vous fixer, une "tête bien faite" a développé toute une ribambelle de logiciels utilitaires de programmation pour IBM-PC et compatibles. Que les possesseurs d'Atari-ST se rassurent, une version pour leur ordinateur préféré est en cours de développement.

Une unique disquette (de 5 1/4", avec ou sans programmation d'EPROM, ESS6064 ou ESS1664) disponible auprès des adresses habituelles, comporte tous les outils de programmation requis:

- l'assembleur-8051, **EASM51** (avec son code-source en Pascal),
- le programme de terminal, **V24COM** (avec son code-source en Pascal),
- le logiciel moniteur-8051, **EMON51**,
- plusieurs exemples de programmes pour 8051 et
- la documentation correspondante qui prend la forme de quelques fichiers "DOC", et ... tout cela en

langue populaire et barbare, c'est-à-dire en français, S.V.P.

Le grand nombre d'exemples de programmation proposés offre aux débutants en assembleur la possibilité d'utiliser des techniques de programmation très diverses, et ceci à partir d'un ou de plusieurs exemples pratiques.

L'équipement

Le matériel indispensable au suivi de ce cours de programmation est **SIMCAD**, système **mono-carte** décrit dans le numéro 154 d'Elektor. Ce pico-ordinateur constitue le support idéal dès qu'il s'agit de développer un logiciel ou un montage pratique. IL faudra cependant, pour pouvoir l'utiliser lors de ce cours de programmation, lui faire subir un rien de "chirurgie plastique".

Il est indispensable, pour que les fréquences d'horloge, les intervalles chronologiques et les taux de transfert de données vers et en provenance de l'ordinateur soient bien définis, d'utiliser un quartz de 12 MHz. Pour éviter de plus que ce quartz ne se mette à osciller sur l'une de ses harmoniques, il faudra supprimer la self L1, prise à l'origine en parallèle sur le quartz.

On soudera ensuite le pont de câblage **A** à l'endroit prévu. La présence de ce pont de câblage force le micro-contrôleur à s'adresser à l'EPROM IC7 présente sur la platine.

Pour ce qui est du micro-contrôleur, vous avez le choix entre les différents processeurs suivants: 8051, 80C51,

8052, 80C52, 8031, 80C31, 8032 ou 80C32.

Pour un premier test de **SIMCAD** après modification, il faudra le connecter à l'ordinateur (IBM-PC ou Atari), par l'intermédiaire de son port sériel, avant de le mettre en fonction ... STOP! ... il vous faudra patienter encore un petit peu. Rien ne va sans EPROM.

Ce qui nous amène, sans coq à l'âne, au paragraphe suivant:

L'EPROM du moniteur

Immédiatement après sa mise en fonction, tout système micro-informatique (ordinateur) a besoin de la présence d'un programme exécutable. Un tel programme de base s'appelle logiciel-moniteur. Le moniteur nécessaire ici est disponible auprès des adresses habituelles sous la forme d'une programmation d'EPROM du type 27C256 (**ESS6064**). Si tant est que l'on dispose d'un programmeur d'EPROM, on pourra envisager de programmer cette EPROM soi-même, en faisant appel au listing hexadécimal, **EMON51.HEX**, présent sur la disquette, **ESS1664**, mentionnée plus haut).

Cette EPROM contient un certain nombre de programmes auxiliaires apportant une aide précieuse à n'importe quel programmeur en devenir. Voici, en résumé, ces différents programmes dont nous ferons une plus ample connaissance tout au long de ce cours de programmation:

Aides à la programmation

- chargement en mémoire de programmes,
- visualisation du contenu d'une RAM ou d'une EPROM,
- modification d'un registre.

Routines auxiliaires

- routines d'Entrées/Sorties,
- routines permettant des opérations arithmétiques.

Il faudra, pour pouvoir effectuer un premier test, implanter l'EPROM dans son support sur la platine du **SIMCAD**.

La **figure 1** indique quels contacts du connecteur à 64 broches, K1, du **SIMCAD** il faudra utiliser pour connecter la touche de remise à zéro, le petit haut-parleur avec sa résistance-série et les lignes de l'alimentation.

Attention, il est "vital", avant d'appliquer la tension d'alimentation, de vérifier avec soin le câblage de ces quelques composants. Si l'on utilise un connecteur femelle – à enficher dans le connecteur K1 de **SIMCAD** – il faudra faire bien attention à connecter les composants aux broches concernées; il est si facile de se tromper ... Après l'application de la tension d'alimentation et une action sur la touche de RAZ, on devrait entendre quelques sons, produits par le haut-parleur. Si tel n'était pas le cas, il ne vous resterait qu'à couper l'alimentation et à vous lancer dans la délicate recherche de la cause de non-fonctionnement !

Ce premier test devrait se dérouler correctement même en absence de IC6 (la RAM), de IC9 (commande d'adresse externe), de IC11 (commande de port externe) et de IC10 (commande de bus externe). Si donc vous avez certaines appréhensions, il est fortement recommandé d'extraire ces circuits intégrés, si tant est que vous les ayez montés sur support, pour effectuer un second test.

Si l'on dispose d'un oscilloscope, on pourra vérifier que

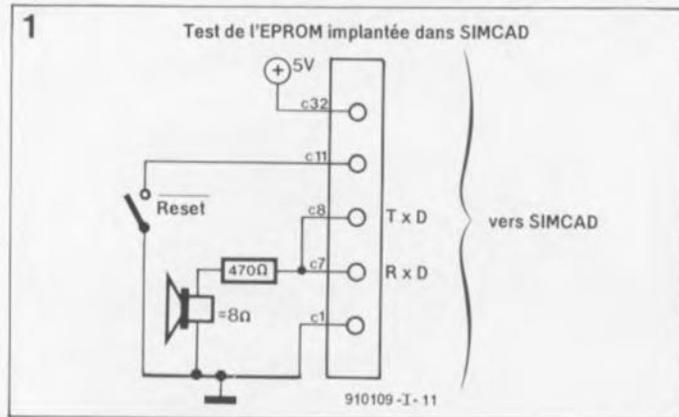


Figure 1. Pour pouvoir tester le bon fonctionnement de **SIMCAD**, il faudra relier les lignes de la tension d'alimentation, un bouton-poussoir et un haut-parleur miniature à son connecteur K1.

l'impulsion **ALE** (**Address Latch Enable** = validation de verrouillage d'adresse), présente sur la broche 30 du microcontrôleur, est bien formée. Une impulsion nette se caractérise (ici) par une forme rectangulaire stable avec des impulsions de 166 ns, des intervalles de 833 ns (rapport cyclique de 1 : 5 environ) et une tension de crête de quelque 4 V. La présence de bruit ou d'interférences dans ce signal peut signifier la défectuosité du quartz. Il est assez rare, de nos jours, de trouver un quartz défectueux ou un exemplaire qui ne fonctionne pas correctement, mais... sait-on jamais.

Ce n'est qu'après avoir achevé, de façon satisfaisante, ce premier test que l'on pourra passer à l'étape suivante.

La connexion au PC

Pour établir une connexion entre **SIMCAD** et un ordinateur, on utilisera l'interface V24 du **SIMCAD**. Bien que cette interface, avec ses niveaux TTL, ne réponde pas tout à fait aux normes, elle "collabore" parfaitement avec un ordinateur du type IBM-PC ou compatible.

Le câble de connexion, sorte de "cordon ombilical", reliant l'interface V24 du **SIMCAD** à l'un des ports sériels du PC permet donc, à l'aide du programme moniteur de l'EPROM, d'envoyer des données ou des programmes du PC vers **SIMCAD**... et vice-versa bien entendu.

Cette possibilité constitue une aide importante lorsqu'il s'agira de trouver une erreur (*debugging*) dans un programme que l'on aura écrit soi-même.

La connexion de **SIMCAD** à un ordinateur externe met donc à votre disposition un système de développement complet.

Il vous faudra, pour effectuer un test de la liaison V24 entre le **SIMCAD** et l'ordinateur, "fabriquer" un câble, doté à l'une de ses extrémités d'un connecteur sub-D femelle à 9 contacts et, de l'autre, du connecteur femelle à 64 broches évoqué plus haut,

connecteur que l'on aura débarrassé du haut-parleur (+ résistance-série) et que l'on aura câblé selon les indications de la **figure 2**.

On lancera ensuite, sur son PC, le programme de terminal, **V24COM**, après avoir indiqué dans le fichier **.CFG** associé, le numéro du port sériel à utiliser (COM1 par exemple). Après la mise en fonction de **SIMCAD** et l'action (indispensable) sur la touche de **RAZ**, le programme-moniteur doit se manifester par l'apparition sur l'écran du texte "**EMON 51 Version...**".

Si tous les tests ont été passés avec succès, il n'y a plus d'obstacle vous empêchant de vous lancer, en langage assembleur, dans la programmation du microcontrôleur.

Extensions matérielles

Les 2 premiers essais ont démontré clairement que le **SIMCAD** peut fonctionner en association avec des "matériels" très divers. L'ensemble

du matériel utilisé lors de ce cours trouvera place sur un seul circuit imprimé d'extension dont nous parlerons dans l'épisode suivant du cours **µC-8051 & assembleur**.

Cette platine d'extension présente un nombre important d'options additionnelles, telle que:

- une série de LED pour visualiser certains états,
- des touches pour entrer des données,
- un affichage à cristaux liquides pour une visualisation confortable,
- un convertisseur Numérique/Analogique,
- un convertisseur Analogique/Numérique et
- une entrée/sortie-MIDI.

Si l'on n'a besoin que des touches d'entrée, il ne sera pas nécessaire de réaliser le reste de ce circuit d'extension. Les différents sous-ensembles sont autonomes. Rien ne vous interdit bien sûr de faire appel à une platine d'expérimentation pour réaliser l'électronique requise décrite dans l'article cor-

respondant du numéro de décembre 1991 (à venir).

Programmation en assembleur

Le matériau de base d'une programmation en assembleur est un programme écrit en langage assembleur, tel celui de la **figure 3** (**EXEMP1.A51**). Il s'agit là d'un fichier de texte produit à l'aide d'un éditeur-ASCII. Dans ce genre de programme (fichier source), chaque ligne contient, en général, une instruction. On utilise, pour l'écriture des instructions, les **mnémoniques**, c'est-à-dire des abréviations des instructions en assembleur.

Il existe aussi, en plus des lignes d'instructions proprement dites qui se traduisent par un traitement du microcontrôleur, des "pseudo" instructions ou instructions "assembleur", qui, elles, organisent le travail de l'assembleur.

Il est toujours fortement recommandé, en outre, de compléter le programme en assembleur avec de (nombreuses) lignes de commentaire qui améliorent énormément la compréhension d'un programme par un éventuel utilisateur.

Le fichier **EASM51.DOC**, présent sur la disquette, contient de la documentation concernant les instructions "légales".

La tâche de l'assembleur (fichier **EASM51.EXE**) est de transformer les instructions symboliques comprises dans le programme-source en un nouveau fichier. Dans ce nouveau fichier les mnémoniques sont remplacés par des codes de commande et toutes les lignes de commentaire sont supprimées. Le code en langage machine que contient ce fichier (tel que le fichier **EXEMP1.HEX**) est, pour la majorité d'entre nous, pratiquement incompréhensible, mais... une fois chargé en mémoire, il peut être exécuté comme un programme par le microcontrôleur.

On utilisera le programme de terminal **V24COM**, pour le "transfert" du programme en langage machine de l'ordinateur vers **SIMCAD**.

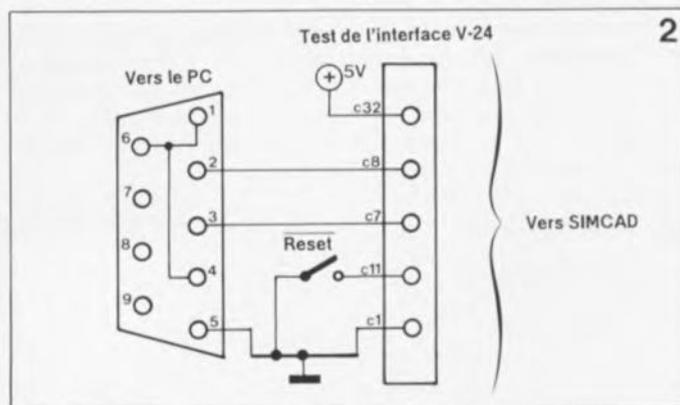


Figure 2. Plan de câblage de la liaison à établir entre un ordinateur de type IBM-PC ou Compatible et **SIMCAD**, ceci en vue de vérifier le fonctionnement correct de l'interface V24.

```

; FICHIER EXEMP1.A51
;
;   ORG 4100H           ; le programme débutera à
;                       ; l'adresse 4100H
START MOV DPTR,#texte  ; DPTR pointe texte
      LCALL STXT       ; routine MONITEUR,
;                       ; visualise texte
      RET              ; retour au MONITEUR
;
texte DB 'Le premier programme ...',13,10,0
;
;-----
; INTERFACE MONITEUR
;
ccSTXT EQU 2           ; instruction MONITEUR
;                       ; pour transfert de texte
COMMAND EQU 030H      ; instruction MONITEUR
;                       ; emplacement de mémoire
MON EQU 0200H         ; adresse d'entrée dans
;                       ; le MONITEUR
;
STXT MOV COMMAND,#ccSTXT ;initialiser
;                       ; l'instruction MONITEUR
;
      LJMP MON         ; lancer MONITEUR
;
;-----
END

```

Figure 3. Exemple d'un programme en langage assembleur.

Outre le code en langage machine, l'assembleur EASM51 génère aussi un listing, tel que, par exemple, le fichier **EXEMP1.LST**, présent sur la disquette. Dans un tel fichier, chaque ligne comporte et le code-source d'origine et le code en langage machine généré par l'assembleur.

La figure 4 illustre l'ensemble des opérations ayant lieu au cours d'un assemblage. Il faut reconnaître que le microcontrôleur ne peut absolument rien faire avec les fichiers de listing (*.LST); ils sont cependant très pratiques pour le programmeur qui tient à comprendre le fonctionnement de l'assembleur jusqu'au niveau du bit.

Ceux d'entre vous qui ne pourraient attendre la parution du second article avant d'effectuer un premier essai, peuvent se référer au fichier **EXEMP1.DOC** qui contient une notice d'utilisation complète.

Initiation à la programmation

Après les premiers tests du logiciel et du matériel mentionnés plus haut, on procédera à la première partie consacrée à la théorie. Une description complète de la structure physique du microcontrôleur ainsi qu'un examen approfondi de toutes ses instructions sortiraient du cadre de ce cours. Si, cependant, vous voulez avoir de plus amples informations à ces 2 sujets, il vous faudra vous référer à la littérature mentionnée dans la bibliographie en fin d'article.

Nous allons donc procéder différemment ici, nous intéressant, petit à petit, aux différents aspects du logiciel et du matériel du 8051. Vous aurez ainsi, après un certain temps, un aperçu clair et complet du fonctionnement de ce microcontrôleur et de son environnement. La description de chacun des aspects du 8051 sera complétée par des exemples de programmation.

Intéressons-nous pour commencer aux différents registres et mémoires

internes et externes pouvant être adressés par un 8051.

Registre processeur

Normalement, le 8051 traite toujours des données sur une largeur d'un octet. Le 8051 dispose à cet effet d'une série de registres internes, capables de "stocker" un octet. Le registre central, servant à la combinaison logique ou arithmétique de 2 opérandes, est, dans ce processus, l'accumulateur A.

Si l'on veut, par exemple, ajouter le nombre 10 à un octet, il faudra commencer par transférer cet octet dans l'accumulateur. La constante 10 lui est ensuite additionnée et le résultat de cette opération est disponible dans l'accumulateur.

Le 8051 comporte, outre l'accumulateur, une série d'autres registres à 8 bits, qui servent, par exemple, à la gestion et à la commande des interfaces et des temporisateurs internes. Dans les microcontrôleurs classiques, ces registres sont, souvent, adressés à l'aide d'instructions spéciales. Pour ce faire, les constructeurs du 8051 ont cependant adopté une technique plus élégante. Afin de pouvoir adresser tous les registres avec un nombre faible d'instructions, chaque registre a une adresse

distincte, au-delà de 07F_{HEX}. L'accumulateur se trouve, par exemple, à l'adresse 0E0_{HEX}. Ces adresses distinctes permettent d'adresser les registres comme **SFR (Special Function Register = registre à fonction spéciale)**. Bien que les différentes versions des contrôleurs de la famille MCS51 disposent chacune d'un nombre de SFR différent, leur jeu d'instructions est identique. Si l'on appelle un adressage direct (qui se limite à la RAM interne de 128 octets), une adresse de SFR, le contenu de ce registre à fonction spéciale servira d'opérande.

Les ports du 8051, comme son interface sérielle, sont adressés comme des SFR. Le second article du cours **µC-8051 & assembleur** comportera un récapitulatif de tous les SFR sous la forme d'un tableau.

Il existe, outre les registres à fonction spéciale, 8 registres à usage général, baptisés R0 à R7. Ils constituent un banc de registres servant à un stockage temporaire des données. La mémoire interne comporte même 4 de ces bancs, ce qui est très pratique lors de la gestion des interruptions par exemple.

Dans ce cours nous nous limitons cependant à l'utilisation du banc 0.

Après une initialisation du contrôleur, le banc de registres choisi par défaut est le banc 0.

Mémoires de programme, de données et interne

Les microcontrôleurs de la série 8051 disposent tous de différentes mémoires de programmes et de données. La taille maximale de la mémoire de programmes est de 64 Koctets. C'est là que le contrôleur cherche ses instructions. Il est également possible d'utiliser cette mémoire pour stocker des constantes et des tableaux de variables fixes.

Tout au long de ce cours **µC-8051 & assembleur**, nous n'utiliserons le microcontrôleur qu'avec des mémoires externes. C'est très exactement pour cette raison que la broche 31 (EA, External Access) du contrôleur se trouve au niveau logique bas, mettant hors-fonction une mémoire interne au cas où elle existerait. Le niveau logique bas du signal **PSEN** (broche 29) signale donc physiquement un accès à la mémoire de programme.

L'utilisation en tant que mémoire externe n'est pas réservée exclusivement aux EPROMS. Rien ne s'oppose à l'utilisation de certaines parties de l'espace des adresses par une RAM ou des extensions d'Entrées/Sorties externes. Les adresses de mémoire 0000_{HEX} à 04000_{HEX} se traduisent, dans le cas du **SIMCAD**, par un accès aux adresses basses, 0000_{HEX} à 04000_{HEX}, de l'EPROM, IC7.

Le fait d'adresser la mémoire de 04000_{HEX} à 08000_{HEX} se traduit elle par un accès aux adresses de 04000_{HEX} à 08000_{HEX} de la RAM, IC6. Une instruction avec l'une de ces adresses, sera cherchée en RAM. Cette option permet de charger de nouveaux programmes dans **SIMCAD**; le contenu de l'EPROM, une fois programmée, ne peut plus être modifié n'est-ce pas ?

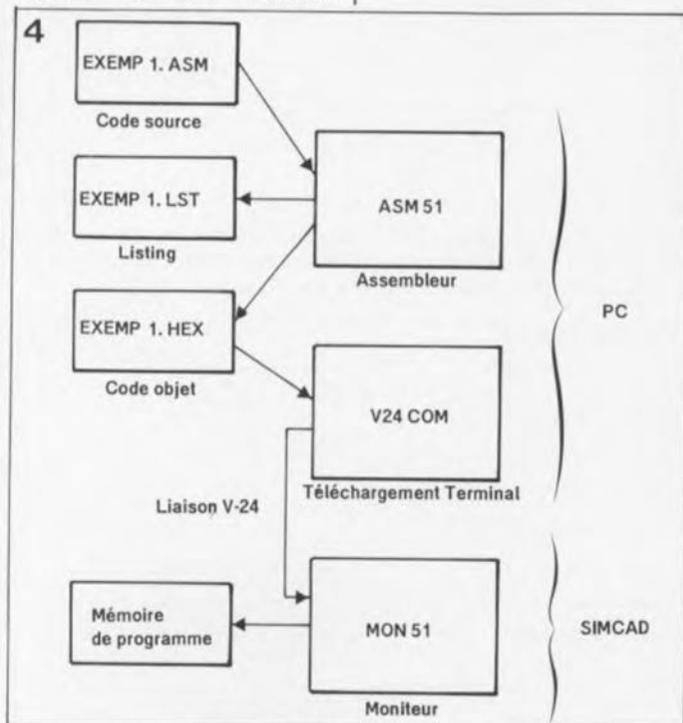


Figure 4. Cet organigramme montre les différents fichiers et programmes nécessaires à la génération d'un programme exécutable.

Outre les 64 Koctets de mémoire de programme, le contrôleur peut également adresser 64 Koctets en mémoire de données externe, que ce soit pour une opération d'écriture ou de lecture, peu importe. La mémoire de données sert à stocker des quantités plus importantes de données. Comme **SIMCAD** peut utiliser la RAM IC6 comme mémoire **et** de données **et** de programmes, il nous est possible d'y stocker également des programmes. Le fait de choisir l'une des adresses comprises entre 04000_{HEX} à 08000_{HEX} se traduit donc par un accès à la RAM IC6. Si donc, on stocke un programme à partir de l'adresse 04000_{HEX} et au-delà, il est possible de démarrer ce programme à partir de l'adresse 04000_{HEX}. Ceci s'explique par le fait qu'un accès à la mémoire de programme présente à cette adresse, s'adresse également à la RAM.

Un nombre important des applications pour microcontrôleur se contente de très peu de mémoire de données. Dans ces conditions il est parfaitement inutile de faire appel à une mémoire externe; l'utilisation de la RAM interne du contrôleur suffit amplement. Dans le cas d'un contrôleur du type 8031 ou 8051, la taille de cette mémoire interne est de 128 octets. Un contrôleur du type 8032 ou 8052 dispose même d'une mémoire interne 2 fois plus grande, à savoir de 256 octets. Sachant que tout au long de notre cours de programmation nous n'utiliserons jamais plus de 128 octets, la version "petit format de RAM interne" de ces contrôleurs convient parfaitement à l'application envisagée.

La mémoire de données interne sert aussi au stockage du contenu des registres du contrôleur. Il en va de même pour la pile (*stack*) de gestion des "sous-programmes". Ceci signifie donc que nous n'aurons pas à notre disposition la totalité des 128 octets de mémoire interne. Le domaine compris entre les adresses 20_{HEX} à 2F_{HEX} est appelé domaine adressable par bit. Il est possible, par

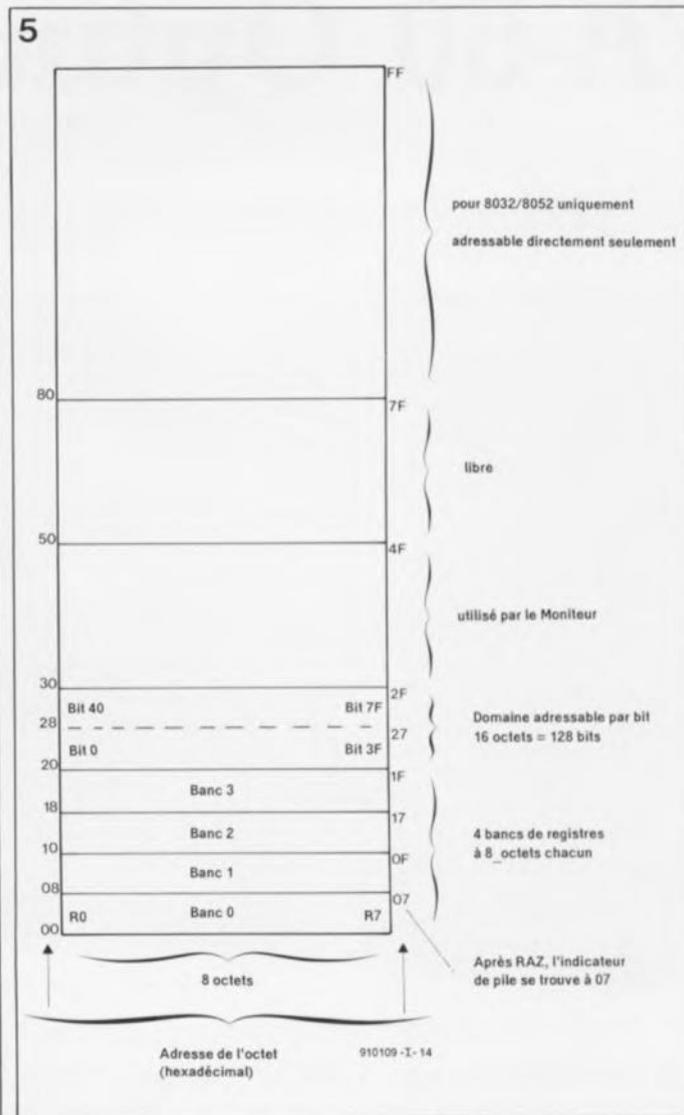


Figure 5. Cartographie de la mémoire de données interne.



Figure 6. Un SIMCAD "mobile". Un modéliste "poids lourds", W.Otten, fait appel au SIMCAD non seulement pour commander l'éclairage, les clignotants et la boîte mécanique à 3 vitesses de son camion, mais aussi pour en abaisser l'essieu arrière en charge et manoeuvrer la fourche d'attelage.

l'intermédiaire d'un jeu d'instructions spéciales, d'adresser individuellement, de modifier ou de recopier chaque bit. L'EPROM contenant le programme-moniteur occupe également quelques bits dans ce domaine de la mémoire. La **figure 5** illustre clairement la cartographie de la mémoire de données.

À suivre . . .

Dans la seconde partie du cours μ C-8051 & assembleur nous présenterons un résumé du jeu d'instructions du MCS-51 et une liste des registres à fonction spéciale (SFR).

Les premiers exemples de programmation illustreront le traitement de signaux externes et le transfert de données par l'intermédiaire du port V24. Cet épisode sera complété par une description de quelques routines moniteurs importantes que l'on pourra utiliser, ultérieurement, pour une application personnelle. **M**

Littérature: *INTEL, 8-bit Embedded Controller Handbook, 1990, numéro de nomenclature de commande: 270645*

LFA-50 Optim-A

circuit de protection, alimentation et réalisation

2^e partie



Le dernier-né des amplificateurs d'Elektor, baptisé "Optim-A", l'Optim(um en classe)-A, prendra, dans ce second article, sa forme définitive. Sachant que, même dans le cas d'un amplificateur de très bonne qualité, une protection efficace ne constitue en aucun cas un accessoire superflu, nous allons commencer par nous intéresser au circuit de protection de l'Optim-A.

Nous passerons ensuite, après avoir à notre disposition toute l'électronique requise, un coffret et quelques radiateurs de dimensions convenables, aux détails concernant la réalisation pratique de cet amplificateur.

On a beau concevoir et réaliser un amplificateur haut de gamme, spécialité d'Elektor, il reste toujours un risque de voir ce fameux monsieur Murphy faire son apparition pour mettre les bâtons dans les roues au moment le plus imprévu. On conclura de cette examen critique de la situation qu'une protection efficace constitue un accessoire indispensable pour tout amplificateur d'où qu'il vienne.

Le circuit de protection, conçu il y a quelques années pour le LFA-150 "Virgin", connaissait, comme caractéristique majeure, une multiplicité d'options. Il était donc parfaitement inutile de modifier de fond en comble le schéma d'origine. La valeur d'un bon nombre des résistances a été modifiée en vue

d'adapter ce circuit à la tension d'alimentation plus faible du **LFA-50 Optim-A**.

Nous nous contentons, cette fois encore, de vous donner uniquement une description concise du fonctionnement du circuit de protection utilisé, sans entrer dans les détails. Ceux d'entre nos lecteurs qui voudraient en savoir plus devront relire l'article concernant le **circuit de protection du LFA-150 "Virgin"** dans le numéro 126 d'Elektor (décembre 1988).

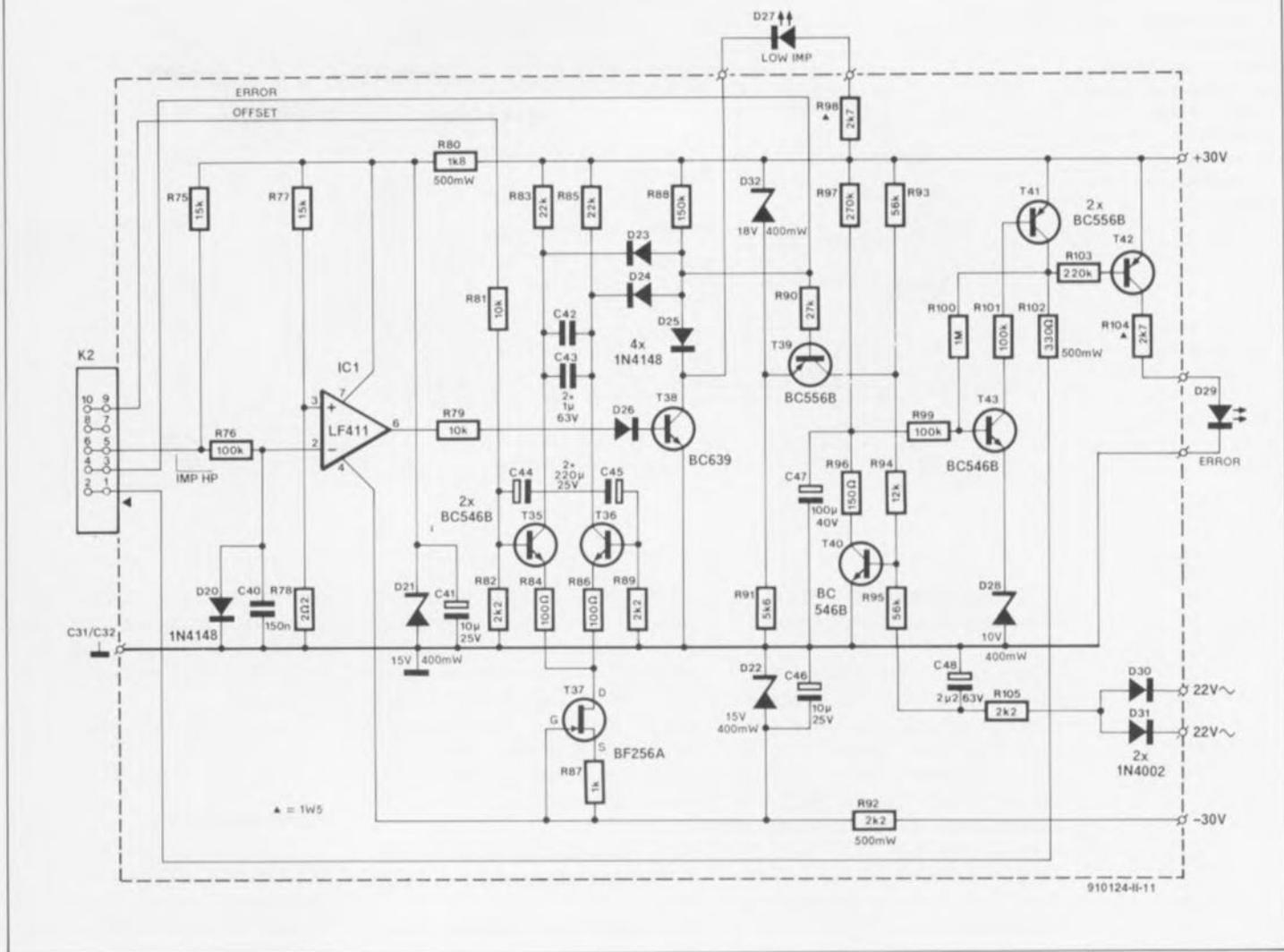
Commençons cette description rapide par l'énumération des caractéristiques techniques du circuit de protection:

■ Lorsque l'on applique la tension

d'alimentation, le circuit introduit un léger retard dans l'excitation du relais de sortie, permettant à l'amplificateur de trouver son réglage optimal en courant continu avant que les hauts-parleurs ne soient connectés au circuit (ce qui élimine donc les fameux (et gênants) "plocs" des enceintes).

■ Immédiatement après l'application de la tension d'alimentation, le circuit vérifie l'impédance de la charge (enceinte) connectée. Si cette charge est inférieure ou égale à quelque 2Ω (court-circuit de la sortie !), le relais de sortie n'est pas activé.

■ Si, en raison d'un défaut dans l'amplificateur, la tension continue présente à la sortie dépasse $\pm 0,6 V$,



le relais de sortie n'est pas excité non plus, évitant ainsi tout risque d'endommagement de l'enceinte connectée au système. Vous remarquerez que nous parlons toujours au singulier; la version stéréo viendra plus tard.

■ La disparition de l'une des tensions auxiliaires se traduit par un décollage instantané du relais de sortie. Ceci signifie qu'une action sur l'interrupteur marche/arrêt pour couper la tension d'alimentation de l'amplificateur se traduit par un découplage immédiat des haut-parleurs connectés à l'amplificateur (évitant, à nouveau, des "plocs" indésirables).

Lors de son fonctionnement, l'amplificateur n'est pas protégé contre un court-circuit. Les transistors de sortie sont pourtant capables de supporter des courants tels qu'un court-circuit n'aura de conséquences graves que si, et uniquement si, le court-circuit se présente lors d'une modulation "à fond la caisse" de l'Optim-A. Sachant que dans le cas de l'Optim-A nous nous trouvons en présence d'un amplifi-

icateur de très haute qualité et non pas d'un amplificateur de sonorisation pur sang, nous pensons pouvoir affirmer sans trop risquer de nous tromper qu'il ne se produira jamais (!!!) de court-circuit dans les circonstances évoquées.

Le circuit de protection à vol d'oiseau

La figure 4 montre tous les composants constituant l'électronique du circuit de protection; ils trouveront, plus tard, place sur une platine distincte. Il est possible, à l'aide de quelques entretoises de longueur convenable, de monter ce circuit imprimé en sandwich (un Big Big Mac) sur les platines des amplificateurs (de courant et de tension, elles-mêmes superposées).

Comme le relais de sortie est implanté sur la platine de l'amplificateur de courant, ce composant-là ne figure pas sur le schéma. On établit, par l'intermédiaire du connecteur K2 et d'un morceau de câble plat, toutes les connexions nécessaires aux sous-ensembles de détection et

au relais présent sur le circuit imprimé de l'amplificateur de courant.

La commutation du relais se fait sous l'égide des transistors T43 et T41. Cette électronique introduit une certaine hystérésis de sorte que le relais n'est excité que si la tension aux bornes du condensateur C47 est de 11 V au minimum et produit son décollage lorsque cette tension tombe en-dessous de 8,5 V.

Par son illumination la LED D29, "ERROR", commandée par le transistor T42, indique le décollage du relais, suite à l'un des problèmes évoqués plus haut.

Si tout est en ordre après l'application de la tension d'alimentation, le condensateur C47 se charge progressivement au travers de la résistance R97. Au bout de quelques secondes la tension aux bornes de ce condensateur est arrivée à un niveau tel que le relais est activé par l'intermédiaire des transistors T43 et T41. Pourtant, en cas de problème, le transistor T40, pris en parallèle sur le condensateur C47, limite la tension à

Figure 4. L'électronique du circuit de protection est relativement complexe.

Figure 5. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine de protection que l'on fixera de préférence au-dessus de celle de l'amplificateur de tension.

Liste des composants de la platine du circuit de protection

Résistances:

- R75, R77 = 15 k Ω
- R76, R99, R101 = 100 k Ω
- R78 = 2 Ω
- R79, R81 = 10 k Ω
- R80 = 1k Ω 8/0,5 W
- R82, R89, R105 = 2k Ω 2
- R83, R85 = 22 k Ω
- R84, R86 = 100 Ω
- R87 = 1 k Ω
- R88 = 150 k Ω
- R90 = 27 k Ω
- R91 = 5k Ω 6
- R92 = 2k Ω 2/0,5 W
- R93, R95 = 56 k Ω
- R94 = 12 k Ω
- R96 = 150 Ω
- R97 = 270 k Ω
- R98, R104 = 2k Ω 7/1,5 W
- R100 = 1 M Ω
- R102 = 330 Ω /0,5 W
- R103 = 220 k Ω

Condensateurs:

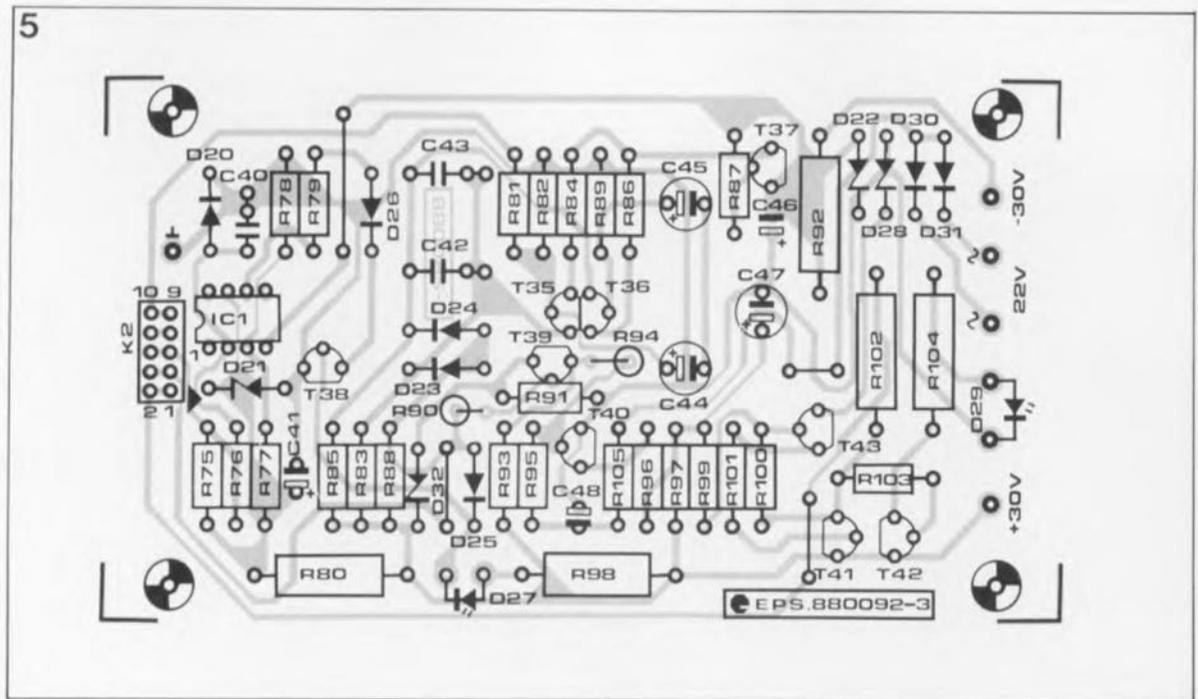
- C40 = 150 nF
- C41, C46 = 10 μ F/25 V
- C42, C43 = 1 μ F/63 V
- C44, C45 = 220 μ F/25 V
- C47 = 100 μ F/40 V
- C48 = 2 μ F/2/63 V

Semi-conducteurs:

- D20, D23 à D26 = 1N4148
- D21, D22 = diode zener 15 V/400 mW
- D27 = LED orange
- D28 = diode zener 10 V/400 mW
- D29 = LED rouge
- D30, D31 = 1N4002
- D32 = diode zener 18 V/400 mW
- T35, T36, T40, T43 = BC546B
- T37 = BF256A
- T38 = BC639
- T39, T41, T42 = BC556B
- IC1 = LF411CN

Divers:

- connecteur encartable 2x5 broches (HE10)



un niveau sensiblement moins élevé, évitant ainsi l'excitation du relais.

La base du transistor T40 est reliée, à travers la résistance R95, le condensateur électrochimique C48, la résistance R105 et les diodes D30 et D31, aux enroulements secondaires du transformateur Tr2. Ce circuit de redressement fournit une tension continue négative telle que T40 devient conducteur en cas de disparition de la tension au secondaire du transformateur.

Les autres sous-ensembles de protection font appel au transistor T40 par l'intermédiaire d'une section à comparateur, centrée sur le transistor T39. Si la tension présente sur la base de ce transistor devient inférieure à 12 V, T39 devient conducteur ce qui se traduit par la décharge du condensateur C47 à travers T40.

Le circuit intégré IC1 se charge de la vérification de l'impédance de la charge, à savoir l'enceinte, connectée à la sortie de l'Optim-A. L'enceinte est prise dans un circuit en pont qui se compose, d'une part de la résistance R75 associée à l'impédance de l'enceinte, et, de l'autre, des résistances R77 et R78. Si l'impédance de l'enceinte connectée est inférieure à 2 Ω , la sortie de l'amplificateur opérationnel IC1 passe au niveau haut et le transistor T38 devient conducteur. La LED D27, "LOW IMP" s'allume, le transistor T39 fait passer T40 à l'état conducteur ce dernier empêchant lui, l'excitation du relais par les transistors T43 et T41.

Si l'impédance des hauts-parleurs

est supérieure à 2 Ω , la sortie de IC1 reste au niveau bas, le relais est activé au bout de quelques secondes et l'enceinte est déconnectée de l'amplificateur opérationnel. Pendant le fonctionnement de l'Optim-A, la diode D20 force la sortie de l'amplificateur opérationnel au niveau bas.

Un amplificateur différentiel, réalisé à l'aide des transistors T35 et T36, se charge de la vérification de la composante en tension continue présente à la sortie de notre amplificateur. Pour ce faire, la base de T35 reçoit directement le signal de sortie tandis que la base du transistor T36 est connectée à cette même ligne à travers 2 condensateurs électrochimiques, C44 et C45. Si la différence en tension continue est supérieure à 0,6 V, cet étage différentiel est déséquilibré de sorte qu'en fonction de la polarité l'une des diodes, soit D23 soit D24, rend passant le transistor T39.

Il ne nous reste plus maintenant qu'à nous intéresser au sous-ensemble du circuit de protection chargé de surveiller le courant circulant dans les transistors de sortie. Les transistors responsables de cette tâche (T27 à T30) se trouvent sur la platine de l'amplificateur de courant (schéma de la figure 1 de l'article du mois dernier). Dès que le courant circulant dans les transistors de sortie dépasse 15 A, la ligne "ERROR" fait passer le transistor T39 à l'état conducteur et le relais est relâché.

Ceci termine notre description "à vol d'oiseau" du circuit de protection contre-toutes-les-catastro-

phes-imaginables. Nous avons dessiné à son intention un circuit imprimé dont la figure 5 donne la sérigraphie de l'implantation des composants.

Intéressons-nous donc maintenant à

l'alimentation

Nous avons choisi, pour la réalisation de l'Optim-A, d'utiliser une double alimentation "mono", assurant ainsi une alimentation distincte à chacun des 2 étages de sortie. Chaque côté, ou canal si vous préférez, possède donc ses propres transformateur, pont de redressement et condensateurs électrolytiques.

La figure 1 de l'article du mois dernier, donne le schéma complet de l'alimentation. On voit qu'elle est "soutenue" par un autre circuit, présent dans le coin supérieur droit de cette même figure; il s'agit d'une alimentation auxiliaire, dont on retrouve en figure 6 la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. Cette alimentation auxiliaire est destinée au rehaussement à ± 44 V de la tension d'alimentation destinée à l'amplificateur de tension et comporte un transformateur additionnel, Tr1, avec son circuit de redressement et une paire de condensateurs-tampon.

L'enroulement secondaire du transformateur Tr1 est pris en série avec les enroulements secondaires du transformateur principal, Tr2. On notera que cette platine comporte un nombre important de borniers encartables destinés à la connexion de la plupart des câbles d'alimentation de l'Optim-A.

Ne tenez pas compte de l'indication -70 V présente sous le condensateur C57, elle aurait dû disparaître.

Conseils de réalisation

Il se peut que certains de nos lecteurs les plus zélés aient déjà réalisés les 2 sous-ensembles décrits dans le numéro du mois dernier. Il est recommandé cependant, avant de mettre le fer à chauffer et de commencer la réalisation pratique de l'**Optim-A**, de lire attentivement la suite de cet article.

Nous avons utilisé, pour la réalisation de l'un de nos prototypes, un coffret doté de radiateurs intégrés, ces derniers en constituant les côtés (voir la liste des composants du mois dernier). Un tel coffret n'est malheureusement pas bon marché; on notera cependant que la solution à 2 radiateurs distincts de dimensions convenables ne l'est pas non plus.

On commencera par percer dans les radiateurs tous les trous et orifices nécessaires pour le montage des platines et des transistors. Pour réussir ce travail relativement précis, on pourra utiliser comme gabarit de perçage une copie de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'amplificateur de courant (figure 3 de l'article du mois dernier). Il est recommandé, pour des raisons de confort de montage et surtout d'esthétique, de doter les orifices percés d'un filetage. Il est pratiquement impossible de monter quoi que

ce soit sur un tel radiateur à l'aide de vis et d'écrous (l'esthétique en souffrirait beaucoup d'ailleurs!). Il est nécessaire, pour obtenir une bonne répartition de la chaleur produite par les transistors de sortie, de positionner la platine bien au milieu du radiateur.

Ce n'est que maintenant qu'il faudra commencer la réalisation des platines de l'amplificateur de courant, de l'amplificateur de tension et du circuit de protection.

Voici encore quelques tuyaux pour mener ce travail à bonne fin:

■ Il est recommandé, avant de commencer le montage, d'apparier les transistors T3/T4, T6/T7, T21/T22, T23+T24/T25+T26 et, si possible, T8/T9 et T10/T11.

■ Les composants de l'amplificateur de courant sont tous soudés du côté "cuivre" de la platine. Il faudra donc, pour éviter des courts-circuits et autres ennuis du même genre, respecter un espacement de quelques millimètres entre les composants et le circuit imprimé.

■ La self L1 comporte 6 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de section. (La self du LFA-150 "Virgin" comportait elle un nombre de spires plus élevé!). La résistance R63 vient se glisser à l'intérieur de la self L1, à 1 cm environ donc de la surface du circuit imprimé.

■ Il est impératif que le transistor-

FET double (T1/T2) de l'amplificateur de tension soit doté du suffixe "V" qui indique son taux d'amplification. On veillera, lors de sa mise en place, à le positionner de façon à faire correspondre le point d'identification présent sur son boîtier avec le point marqué sur la platine.

■ Il faudra doter les faces planes des paires de transistors T3/T4 et T6/T7 d'un rien de pâte thermoconductrice avant de les monter, face plane contre face plane, sur la platine. Pour garantir un couplage thermique efficace il est recommandé de bien serrer chacune de ces paires de transistors l'un contre l'autre par l'intermédiaire d'un petit morceau de fil de cuivre dont on aura entortillé les extrémités, d'un serre-fil en nylon ou d'un morceau de gaine thermorétractable.

■ La résistance R24 prend ici la forme d'un pont de câblage.

■ Les transistors T8, T9, T10 et T11 sont tous les 4 montés, dotés de leur ensemble d'isolation, sur une équerre en aluminium de 55 x 20 x 15 mm (voir la photo de début d'article du mois dernier).

Il ne faudra pas trop vous obnubiler sur les dimensions des résistances de la sérigraphie de l'implantation des composants sur les platines. Il s'agit, vous l'avez sans doute deviné, des platines conçues à l'époque pour le LFA-150 "Virgin" et que nous réutilisons ici, les types et nombres de composants ne changeant pas. La

Liste des composants de l'alimentation

Résistances:

R106 = 820 Ω

Condensateurs:

C50 à C53 = 22 nF

C54, C55 =

1 000 μF/63 V

C56, C57 =

680 nF/100 V

C58 = 22 μF/25 V

Semi-conducteurs:

D35 à D39 = 1N4002

D40 = LED verte

Divers:

F1 = fusible 50 mA retardé à porte-fusible encartable

Tr1 = transformateur moulé encartable 9 V/177 mA au secondaire (tel que, par exemple, Amroh 35.309.182, Monacor* ou Gerth*)

* voir texte

6 borniers encartables à 3 contacts au pas de 5 mm

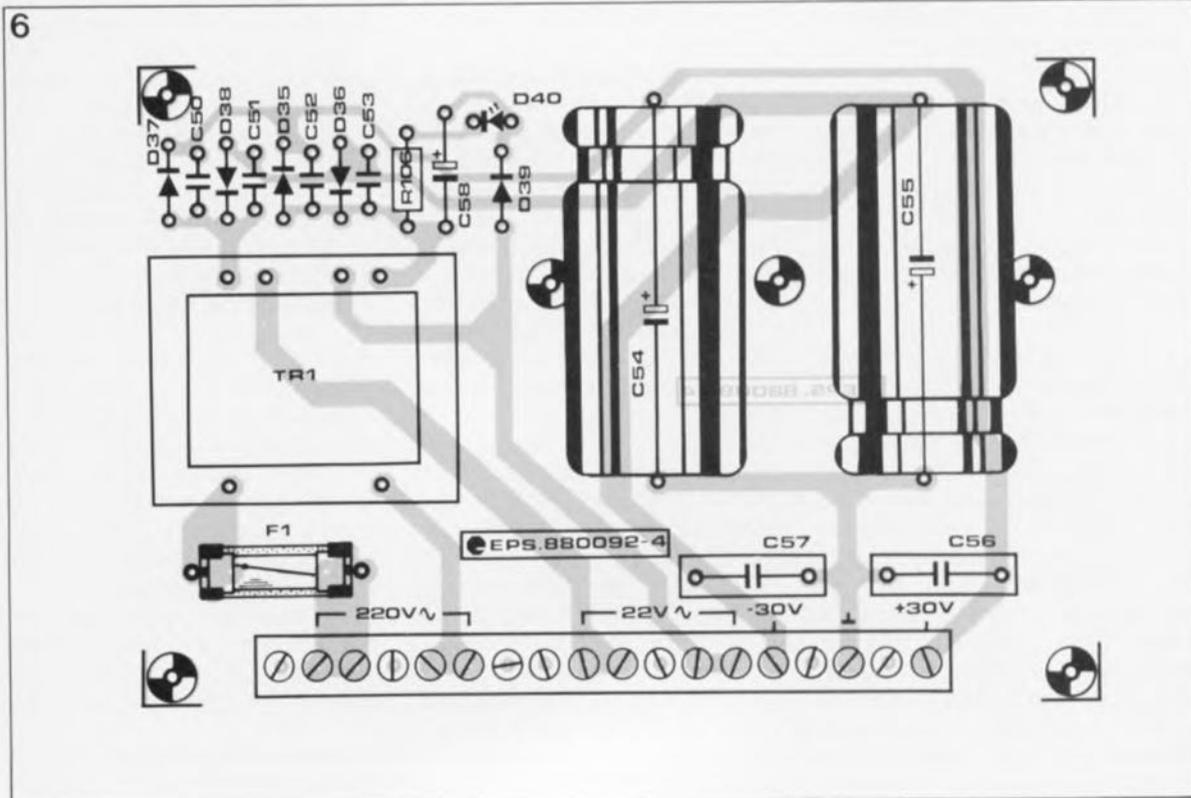


Figure 6. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit d'alimentation auxiliaire; cette platine comporte un petit transformateur, un pont de redressement et quelques condensateurs électrochimiques de lissage.

Figure 7. Cette photo montre comment fixer les transistors de l'amplificateur de courant sur le radiateur. Les broches des transistors de sortie seront pliées en forme de "S" pour permettre leur soudure aux points prévus.

Liste des composants de l'alimentation principale (pour chaque canal)

Condensateurs:

C31, C32 = montage en parallèle de 2 x 22 000 µF/40 V (Philips série 2222 154 17223 par exemple)

Semi-conducteurs:

B1 = pont redresseur B100C35000

Divers:

F2 = fusible 2 A retardé avec son porte-fusible à vis pour châssis

S1 = interrupteur secteur (un par coffret d'amplificateur)

Tr2 = transformateur torique 2 x 22 V/5 A au secondaire (Amplimo 61015 par exemple)

1 entrée secteur mâle pour châssis (une par coffret d'amplificateur)

1 coffret à profils de refroidissement intégrés (Monacor RC-113/SW par exemple) ou un coffret associé à 2 radiateurs distincts ayant chacun une résistance thermique inférieure à 0,4 K/W

Figure 8. Plan de câblage pour la version "mono" de l'Optim-A. Il faudra, pour une version stéréo, monter 2 de ces versions "mono" dans un même coffret de façon à ce qu'il n'y ait qu'une seule interconnexion de masse, qui se fait par l'intermédiaire du coffret.

puissance d'un nombre important des résistances de l'Optim-A ayant été abaissée, elles sont de ce fait de dimensions bien plus réduites.

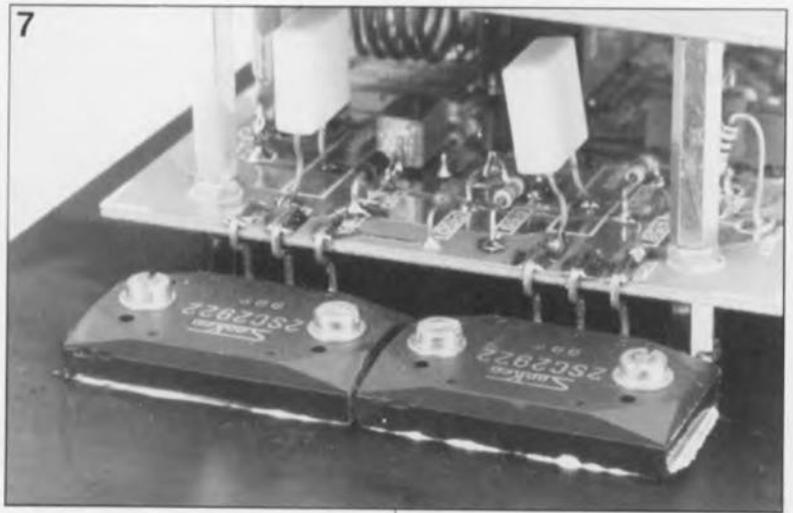
Comme l'Optim-A fonctionne à des tensions d'alimentation plus faibles que le "Virgin", il ne faudra pas non plus prêter attention aux indications des valeurs de tension portées sur les circuits imprimés en question.

* Il peut se faire, en fonction du type de transformateur utilisé pour Tr1, qu'il faille repercer les orifices des connexions du primaire de 1 à 2 mm vers l'intérieur, les fabricants de ce type de transformateur ne connaissant pas d'écartement standard entre les bornes du primaire et du secondaire. Il restera dans ce cas à relier les connexions sortant des nouveaux orifices aux pistes à l'aide d'un morceau de conducteur rigide de 3 à 4 mm soudé à la piste correspondante.

Au travail . . .

Une fois les 3, voire 6, platines réalisées, on peut "préparer" les transistors de commande, les transistors de sortie et le transistor du réglage du courant de repos (T20 à T26). Les broches des transistors T23 à T26 doivent être mises en forme de "S" (ou de "Z") à 1,2 mm environ de leur boîtier (voir la photo de la figure 7). Lors de cette opération très délicate, exécutée à l'aide d'une pince miniature, il faudra s'assurer de temps en temps que les broches des transistors tombent bien en face des pastilles de cuivre prévues à cet endroit. Les broches des transistors de commande, T21 et T22, doivent être repliées à l'équerre vers le haut, à 3 mm environ de leur boîtier. Il en va de même pour le transistor de réglage du courant de repos, T20. Son boîtier étant beaucoup plus petit que celui des transistors T21 et T22, il faudra replier ses broches à une distance plus grande de celui-ci que pour les autres.

On procédera ensuite à la fixation des transistors T20 à T22 au radiateur. On enduira chacun de ces transistors d'une fine couche de pâte thermoconductrice et d'une plaquette d'isolation de taille convenable. Ceci fait, on pourra fixer la platine de l'amplificateur de courant sur le radiateur à l'aide de 4 entretoises filetées de 10 mm de long. On vissera ensuite 4 entretoises filetées de 30 mm environ sur les filetages des précédentes pour préparer la mise en place du circuit imprimé de l'amplificateur de tension.



Il faudra, avant de mettre en place cette platine, fixer les transistors de sortie (T23 à T26) sur le radiateur, après avoir doté chacun d'entre eux d'une quantité "nécessaire et suffisante" (comme disent certains théorèmes de mathématiques) de pâte thermoconductrice et d'un ensemble d'isolation.

Comme les transistors de sortie (T23/T24 et T25/T26 respectivement) se trouvent relativement près l'un de l'autre, il faudra enlever un millimètre dans la largeur des plaquettes d'isolation en mica en vue d'éviter un recouvrement gênant des plaquettes d'isolation.

Une fois les broches des transistors T20 à T26 soudées aux pastilles de cuivre prévues, il faudra enficher dans le connecteur K1 l'un des connecteurs d'un câble plat doté à ses 2 extrémités d'un connecteur de 10 contacts répartis sur 2 rangées.

On passera ensuite à la platine de l'amplificateur de tension qui demande une attention particulière. Nous avons dit plus haut qu'il était préférable d'apparier les paires de transistors T3/T4, T6/T7, T8/T9 et T10/T11. S'il est impossible de procéder à une telle sélection, il est recommandé de veiller, au moins, à utiliser des transistors de la même série de fabrication (on se référera aux indications portées sur leur boîtier).

Ces paires de transistors sont montées comme décrit dans le paragraphe précédent. Après avoir monté, à l'aide de 4 entretoises filetées de 30 mm environ, la platine de l'amplificateur de tension au-dessus du circuit imprimé de l'amplificateur de courant, il suffit de 4 morceaux de fil de câblage souple pour relier les points A, B, C et FB de l'amplificateur de tension aux points correspondants sur la platine de l'amplificateur de courant.

Avant de passer à l'alimentation, à la mise en coffret et au câblage il faudra monter la platine du dispositif de protection au-dessus de l'amplificateur de tension. On utilisera pour ce faire (à nouveau) 4 entretoises filetées de 30 mm. La connexion de ce sous-ensemble au reste du circuit se fait tout simplement par l'insertion, dans le connecteur K2, du connecteur à 10 bornes du câble plat encore libre.

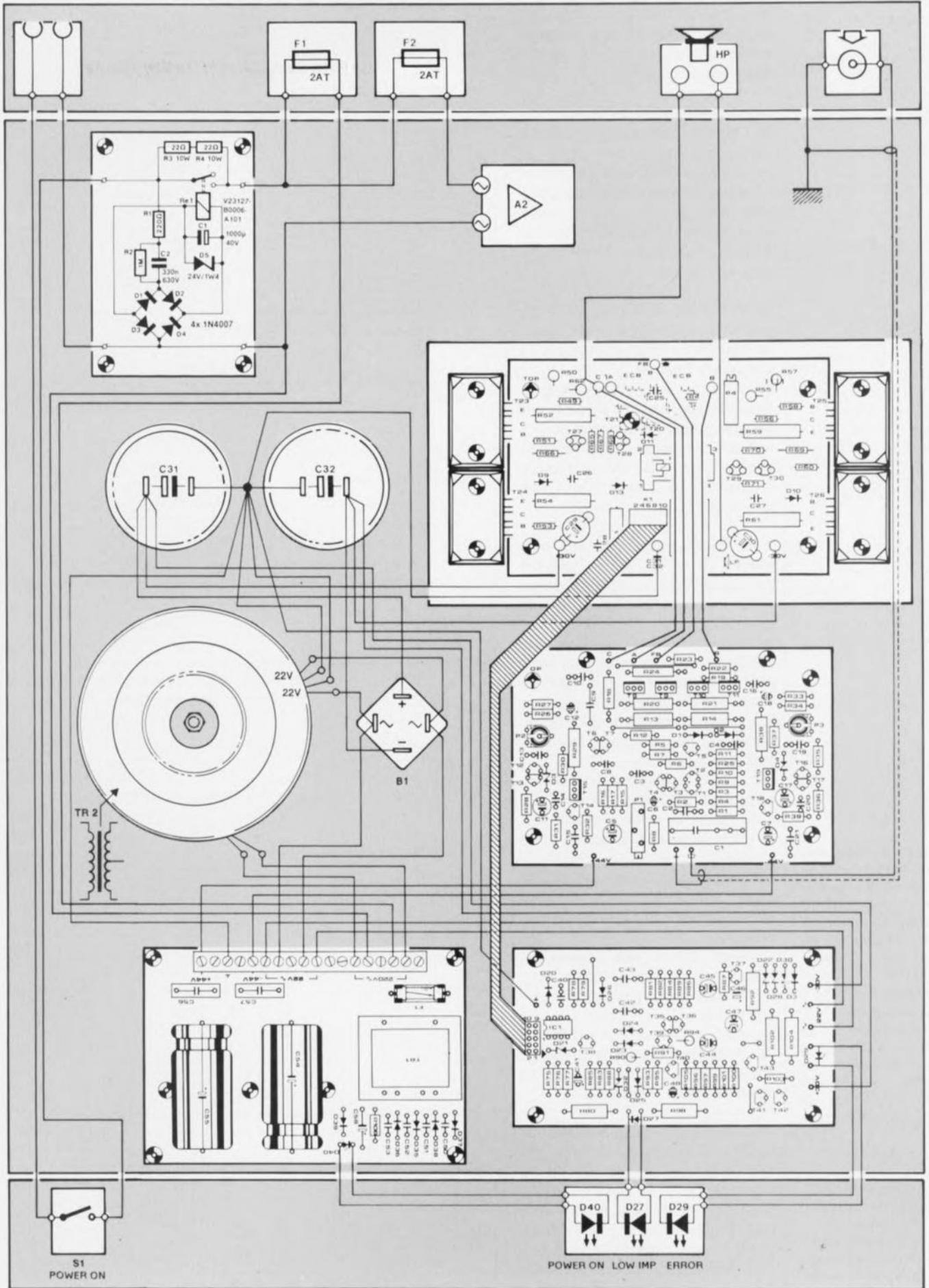
Intéressons-nous maintenant au coffret. Sachant que les radiateurs qui constituent les 2 faces latérales du coffret dissipent aussi de la chaleur vers l'intérieur du coffret, il est impératif de doter et le fond et le "couvre-ciel" du coffret d'un nombre suffisant d'orifices d'aération.

Notons en passant que les gros condensateurs électrochimiques n'apprécient pas le moins du monde une température ambiante trop élevée. Les condensateurs électrochimiques de Philips, mentionnés dans la liste des composants, supportent relativement bien des températures élevées.

Il est recommandé, en vue de garantir un accès facile aux ajustables multitor P1 des platines des amplificateurs de tension, de percer 2 orifices dans le fond du coffret à la verticale de ces ajustables.

Nous avons utilisé, pour l'alimentation secteur de notre prototype de l'Optim-A, 2 transformateurs toriques superposés, placés au centre du coffret. En faisant appel à quelques équerres métalliques, on pourra monter les 2 platines des alimentations auxiliaires à la verticale devant les transformateurs. Lors du montage de ces 2 platines on veillera à ce que - est-il vraiment nécessaire de le préciser ? - la rangée de borniers soit accessible par le haut.

Les 2 ponts de redressement seront vissés contre le fond du coffret à



Liste des composants du temporisateur de mise en fonction

Résistances:

- R1 = 220 Ω
- R2 = 1 M Ω (350 V minimum)
- R3,R4 = 22 Ω /10 W (ou 2 x 12 Ω /5 W)

Condensateurs:

- C1 = 1 000 μ F/40 V
- C2 = 330 nF/630 V

Semi-conducteurs:

- D1 à D4 = 1N4007
- D5 = diode zener 24 V/1,4 W

Divers:

- Re1 = relais encartable à bobine de 24 V_{CC}/20 mA pouvant commuter un courant minimum de 5 A (Siemens V23127-B0006-A101 par exemple)

côté des transformateurs. Sachant que les ponts de redressement dissipent eux aussi de la chaleur, il est recommandé de positionner les gros condensateurs électrochimiques à une distance suffisante de ces composants "calorifères".

La **figure 8** donne le plan de câblage de l'**Optim-A** en version monophonique. Pour une version stéréo de cet amplificateur il suffit de réaliser 2 fois le montage illustré, exception faite bien entendu de l'entrée secteur, de l'interrupteur secteur intégré et de la temporisation de mise en fonction.

Le circuit de la temporisation de mise en fonction évite de voir sauter les fusibles de votre appareil lors de la mise en fonction.

Ce circuit ne comportant que quelques composants et se caractérisant par une grande simplicité, sa réalisation sur une platine d'expérimentation ne devrait pas poser le moindre problème... aux experts que sont nos lecteurs.

Il est extrêmement important, vital même, de veiller à une isolation parfaite de toutes les lignes et points de connexion véhiculant la tension du secteur.

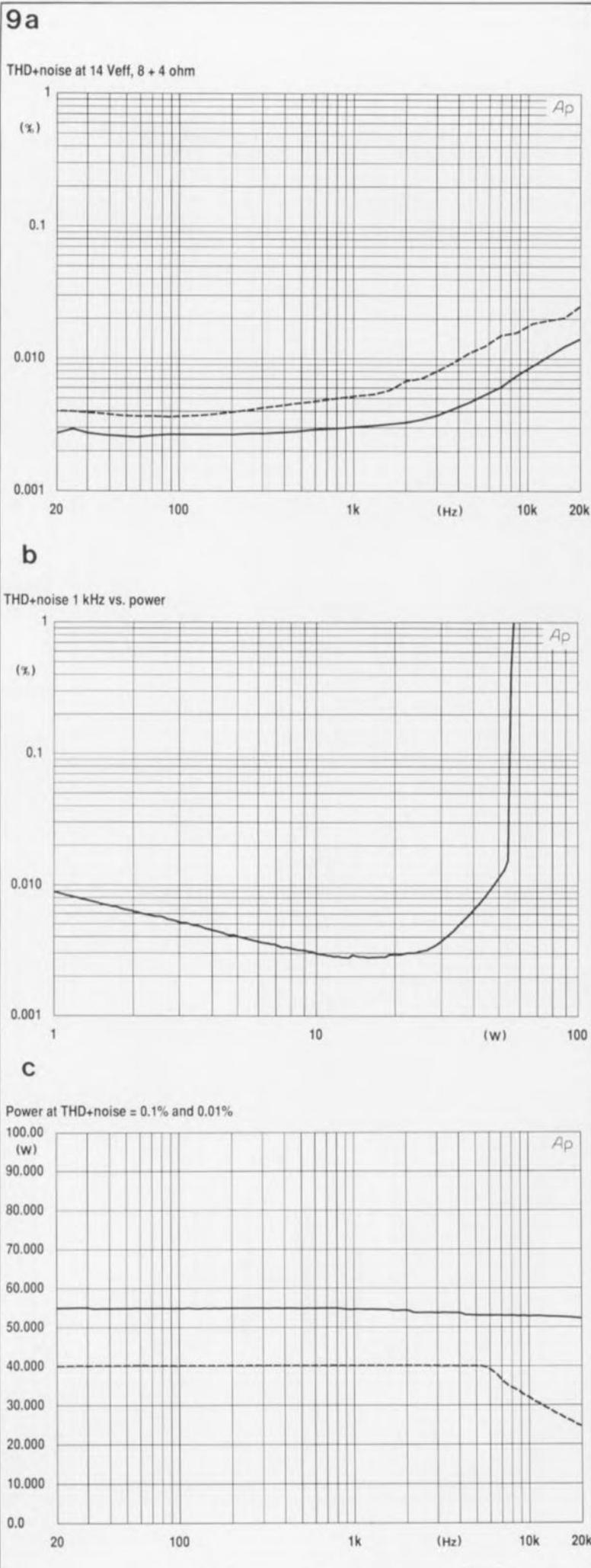
Ne nous en veuillez pas non plus d'insister à ce sujet mais, pour votre propre sécurité, il ne saurait en aucun cas être question d'effectuer la moindre intervention sur l'alimentation du circuit tant qu'il reste connecté au secteur.

En ce qui concerne la mise en coffret et le câblage de l'**Optim-A**, il nous reste encore 2 points sur lesquels il nous faut attirer votre attention.

La masse des 2 embases Cinch, faisant office d'entrée du signal audio **doivent** être reliées au coffret métallique. Si vous utilisez des embases Cinch non isolées, la simple fixation de ces composants au coffret met l'une de leurs connexions à la masse. Si au contraire vous envisagez d'utiliser des embases Cinch isolées, il faudra relier la borne de masse de chacune d'entre elles au coffret.

On notera pour finir que la ligne de retour des hauts-parleurs n'est pas connectée - comme à l'accoutumée - au point de masse central situé à proximité immédiate des condensateurs électrochimiques, mais au point **C** de la platine de l'amplificateur de courant. Cette façon de procéder réduit au strict minimum la différence de tension existant sur la ligne de masse, entre le signal d'entrée et le signal de

Figure 9. Quelques résultats de mesure du prototype du LFA-50 Optim-A connecté au système de mesures audio "Audio Precision System One":
[a] distorsion harmonique de 20 Hz à 20 kHz à une puissance de sortie de 25 W dans 8 Ω (et, en pointillés, dans 4 Ω),
[b] distorsion harmonique en fonction de la puissance de sortie à 1 kHz dans 8 Ω ,
[c] puissance maximale de sortie dans 8 Ω à une distorsion harmonique de 0,1% (et, en pointillés, de 0,01%).



l'amplificateur réinjecté sur la grille de T2 d'une part et le signal des hauts-parleurs de l'autre. Grâce à cette astuce, on obtient un taux de distorsion encore plus faible que dans le cas d'un câblage classique. La façon peu usuelle de câbler l'**Optim-A** est le résultat de toute une série de mesures complexes effectuées avec les différentes configurations de masse imaginables.

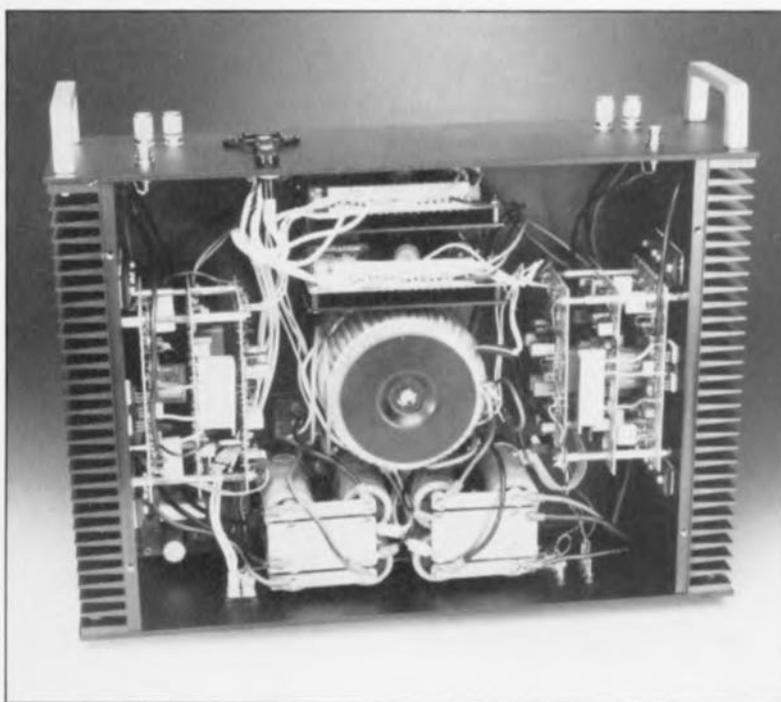
Première mise sous tension !

Une fois terminé le câblage de l'alimentation il est recommandé de commencer par vérifier cette partie de la réalisation avant d'y connecter les amplificateurs. On appliquera, pour ce faire, la tension du secteur et l'on mesurera la tension présente aux bornes des condensateurs électrochimiques C31 et C32 (± 30 V environ), ainsi que celle présente aux borniers de connexion des circuits de l'alimentation auxiliaire.

La tension aux points marqués + et -70 V devrait être de l'ordre de ± 44 V. Si les tensions présentes sur ces borniers sont nettement inférieures à ces ± 44 V c'est probablement qu'il y a une erreur dans la mise en série des enroulements des secondaires de Tr1 et Tr2. Pour remédier à cette situation il suffit d'invertir les câbles de connexion du secondaire de Tr2 sur la platine de l'alimentation auxiliaire (bornier 40 V \approx).

Si tout est en ordre, on pourra procéder à la connexion des amplificateurs. On relie alors les lignes de la tension d'alimentation aux 3 platines, les embases Cinch d'entrée fixées dans le coffret aux points correspondants de l'amplificateur de tension (à l'aide d'un morceau de câble blindé) et les borniers destinés aux enceintes aux sorties de l'amplificateur de courant. Il est recommandé, pour vous mettre momentanément à l'abri des conséquences que pourrait avoir une erreur de connexion quelconque, de prendre en série quelques résistances de 10 Ω /5 W dans les lignes d'alimentation de l'amplificateur de courant.

Ce n'est qu'après avoir réglé les ajustables P4 à leur résistance maximale, que l'on mettra en fonction l'**Optim-A** complet. Le premier réglage à effectuer est celui des tensions d'alimentation de l'amplificateur de tension. En jouant sur les ajustables P2 et P3 on réglera ces tensions à +38,5 V et -35 V respec-



tivement. Il faudra ensuite connecter un multimètre à la sortie de cet amplificateur pour, par action sur P1, ajuster à une valeur de 0 V la tension continue présente à cet endroit.

On pourra maintenant augmenter légèrement le courant de repos en jouant sur P4 et en vérifiant la tension continue présente aux bornes des résistances des lignes d'émetteur des transistors de sortie. Il faudra faire en sorte que cette tension soit de 10 mV par résistance.

Si tout se passe bien et que le niveau de la tension continue mesurée à la sortie reste pratiquement à zéro, on pourra supprimer -après la mise hors-fonction de l'**Optim-A** bien entendu- les résistances prises dans les lignes d'alimentation de l'amplificateur de courant.

On remettra en fonction l'amplificateur pour mesurer et réajuster (P1) une dernière fois la tension continue présente à la sortie. On jouera ensuite sur l'ajustable P4 pour augmenter le courant de repos de façon à ce que la tension continue aux bornes des résistances de 0 Ω 22, prises dans les lignes des émetteurs de T23 à T26, atteigne une valeur moyenne de 138 mV.

Il est recommandé de faire fonctionner, de cette façon, l'**Optim-A** pendant une heure environ avant de (re)vérifier et de (ré)ajuster une dernière fois les positions de l'ensemble des organes de réglage. Le **LFA-50 Optim-A** est prêt maintenant à remplir la fonction pour laquelle il a été conçu, reproduire du mieux possibles toutes sortes de signaux musicaux.

En guise de conclusion à ces 2 articles, nous tenons à informer les vrais "mordus" de la "Haute Fidélité" qu'il est également possible de régler le courant de repos du LFA-50 à 1,8 A, ajustage qui se traduit par une puissance de 50 W dans une charge de 8 Ω et ceci **en classe A** ! On notera cependant que dans ces conditions il faudra soit utiliser des radiateurs sensiblement plus grands (ayant une valeur de résistance thermique, R_{th} , plus faible) soit prévoir un refroidissement forcé à l'aide d'un ventilateur.

Nous décrivons, dans l'un des prochains numéros de votre magazine d'électronique préféré, un circuit additionnel destiné au **LFA-50 Optim-A**, qui, pendant le fonctionnement de l'amplificateur, signale que celui-ci arrive au point -3 dB ou en limite d'entrée en écrêtage. Ce petit circuit indiquera donc le mode de fonctionnement de l'**Optim-A**: classe A ou classe B. **■**

Le mois prochain:

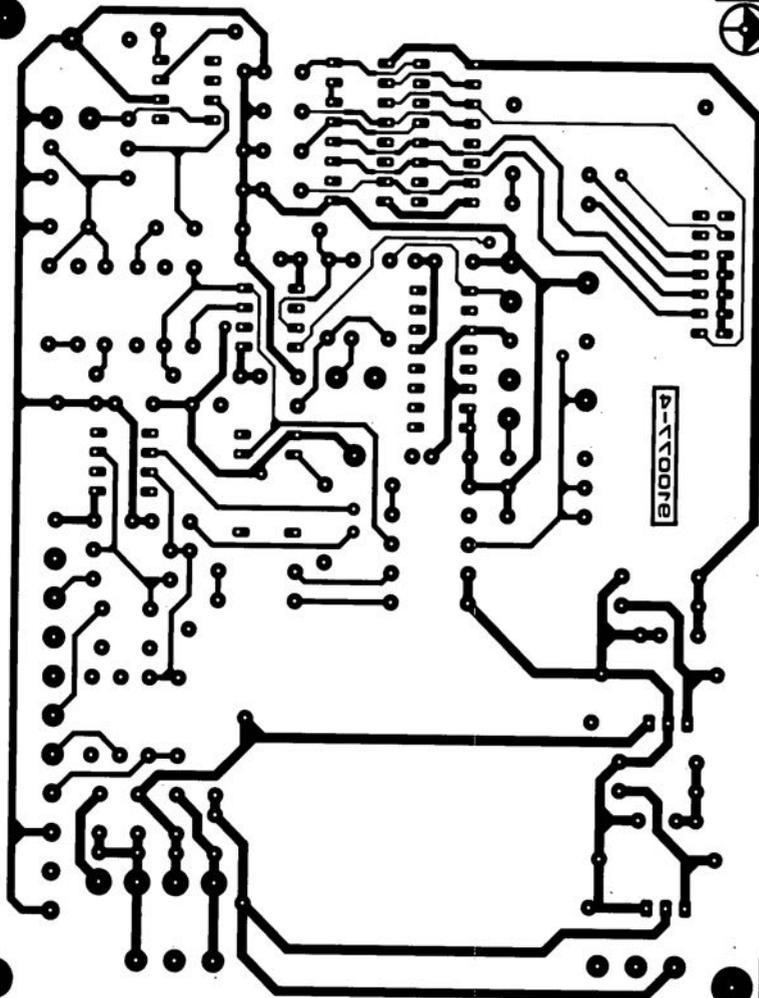
La rédaction d'Elektor a le plaisir de vous proposer au menu:

- Une carte d'extension pour le SIMCAD.
- Un fréquencesmètre BF,
- Un module hygromètre pour la carte multi-fonction pour PC
- Un récepteur IR universel
- Une carte d'expérimentation pour IBM-PC & Compatibles
- Une extension 24 bits couleur pour le digitaliseur N&B pour Archimède... et bien d'autres choses...

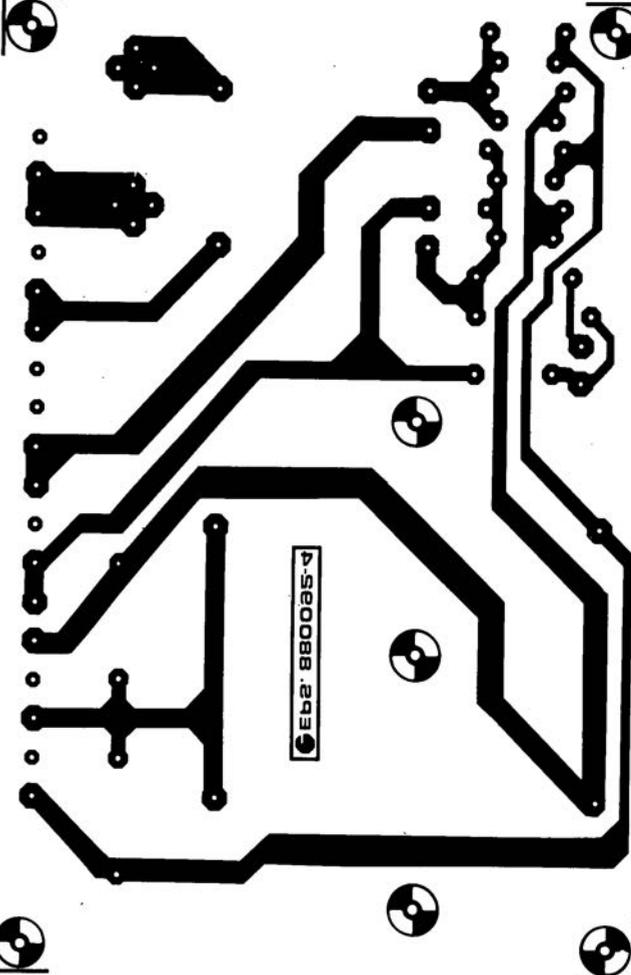
En résumé, à nouveau un numéro à ne pas manquer.

SERVICE

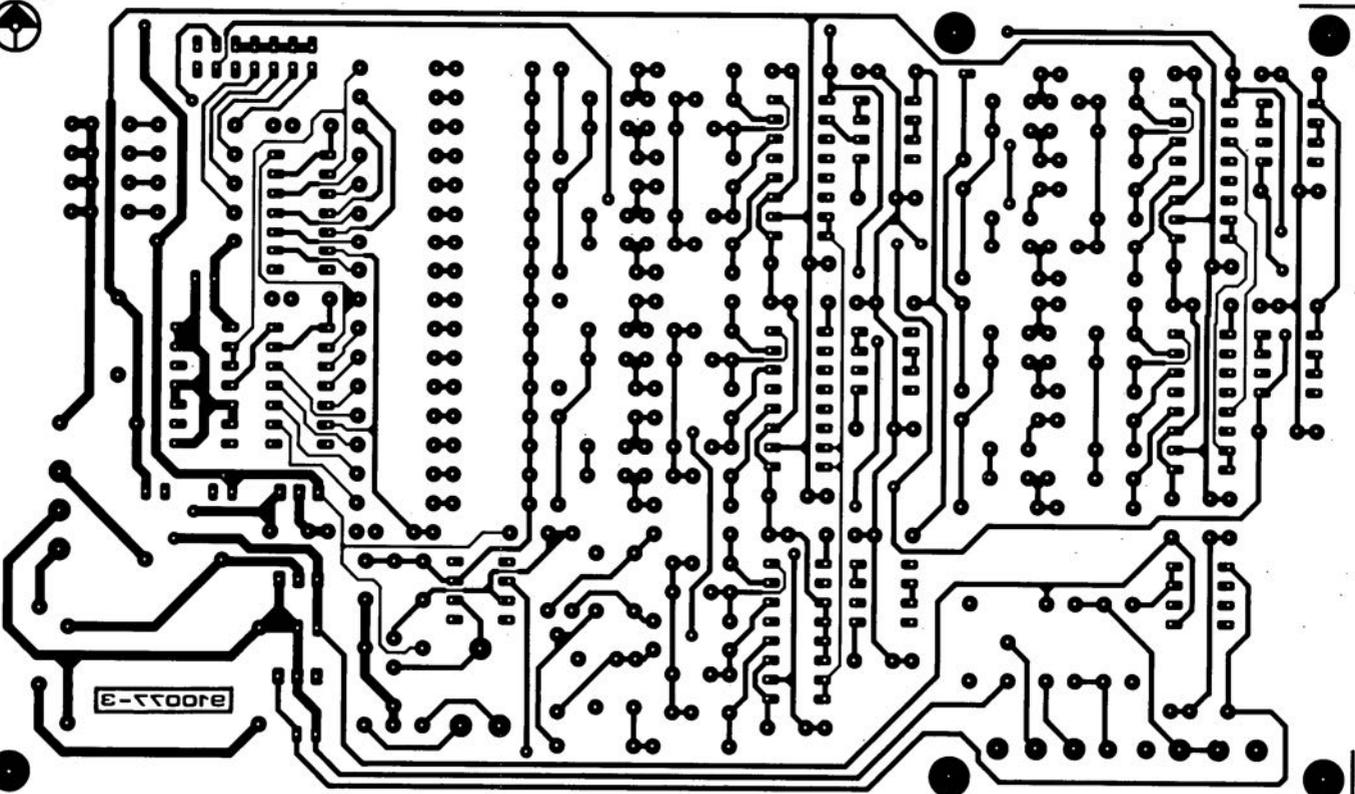
1



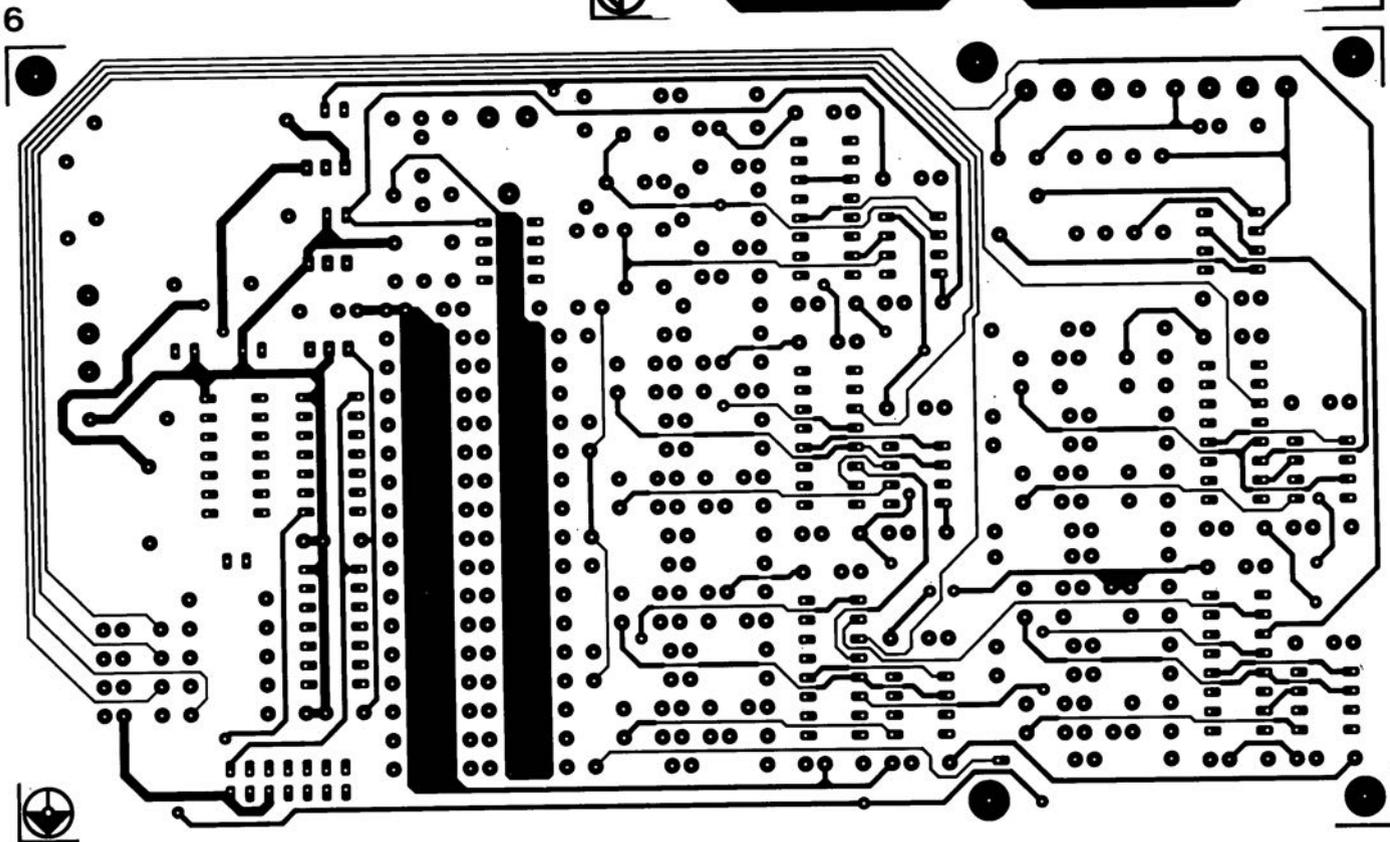
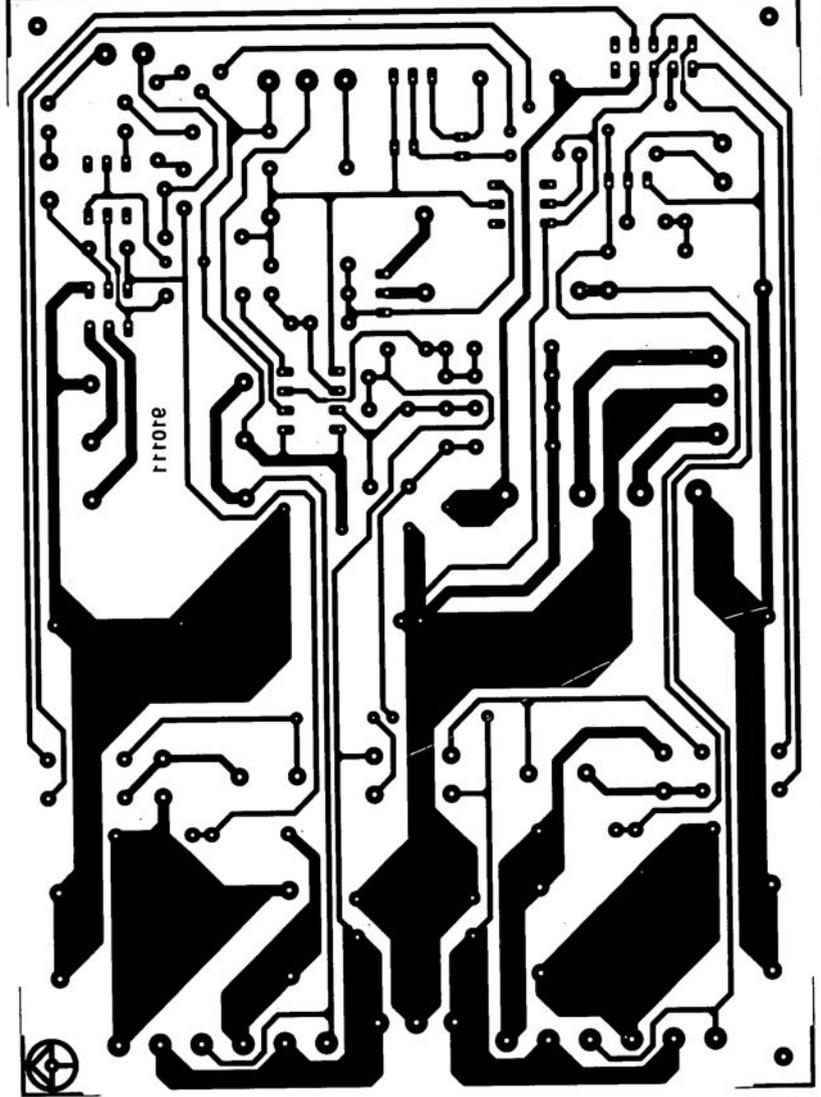
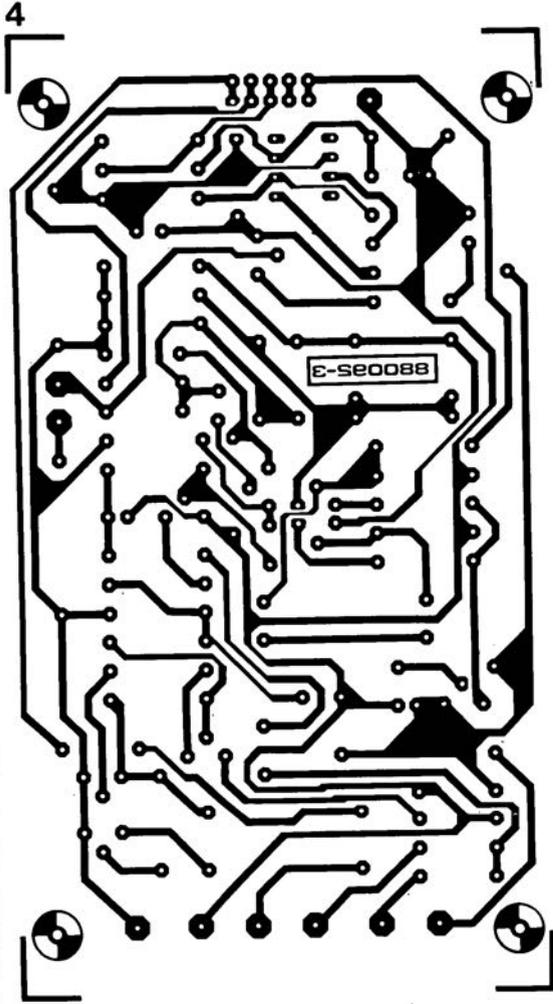
2



3



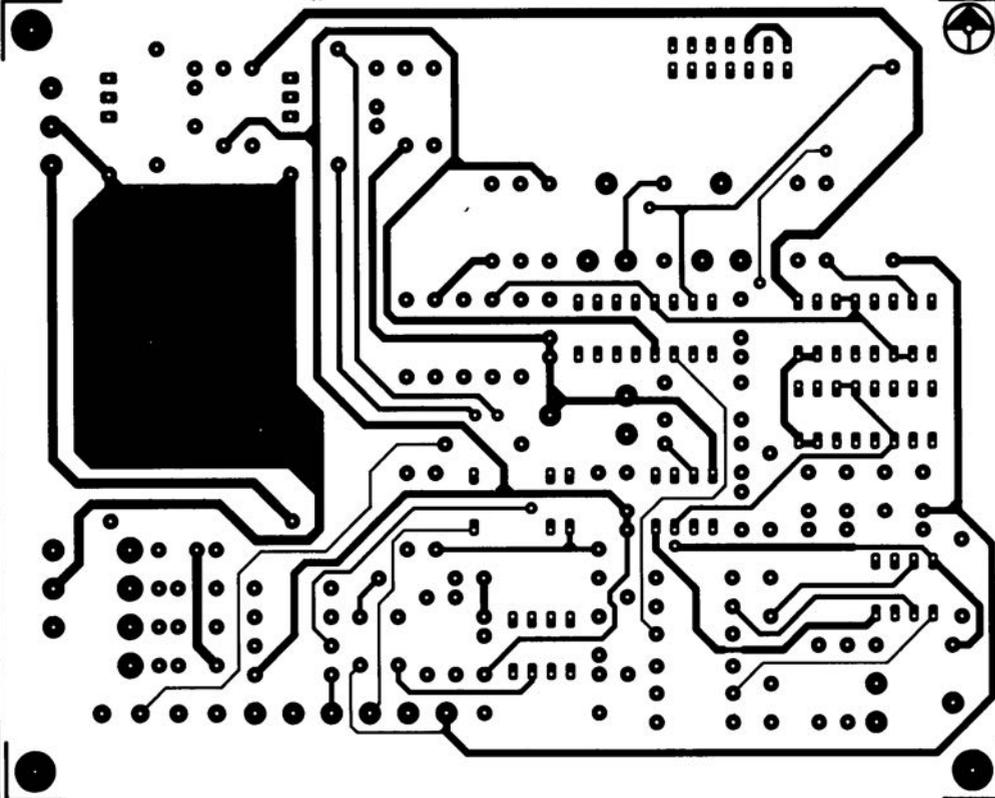
SERVICE



SERVICE

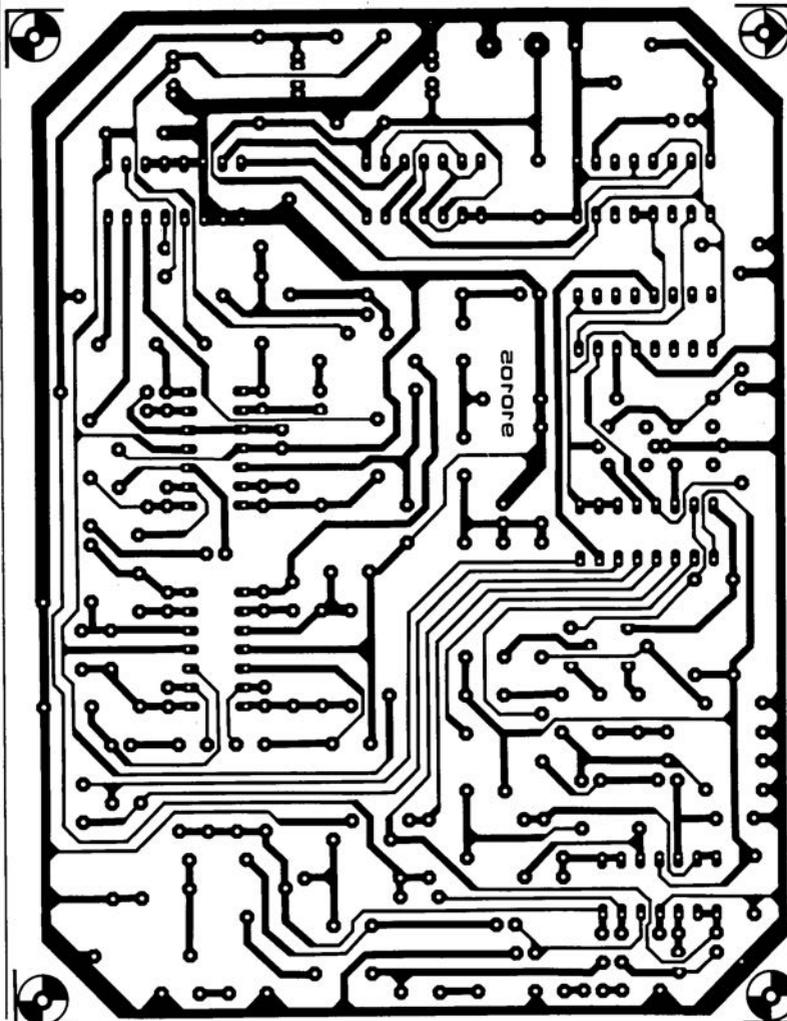
Il nous été impossible, pour des raisons d'espace disponible, de vous proposer les dessins recto-verso de la platine du tampon 1/4 Mo pour imprimante. Chose promise, chose due: voici également les dessins des platines 3 et 4 du générateur de fonctions numérique.

7



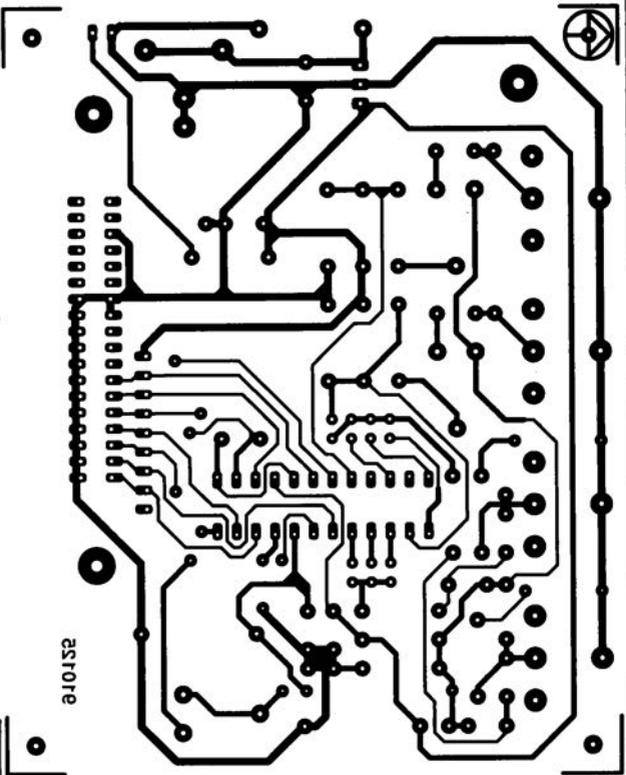
- 1 générateur de fonctions numérique: formateur rectangle/triangle: côté pistes
- 2 LFA-50, "Optim-A": platine de l'alimentation auxiliaire
- 3 générateur de fonctions numérique: convertisseur sinusoïdal: côté pistes
- 4 LFA-50, "Optim-A": platine de la protection
- 5 alimentation symétrique pour budget serré:
- 6 générateur de fonctions numérique: convertisseur sinusoïdal: côté composants
- 7 générateur de fonctions numérique: formateur rectangle/triangle: côté composants
- 8 crypteur/décrypteur audio
- 9 filtre programmable

8



8

9

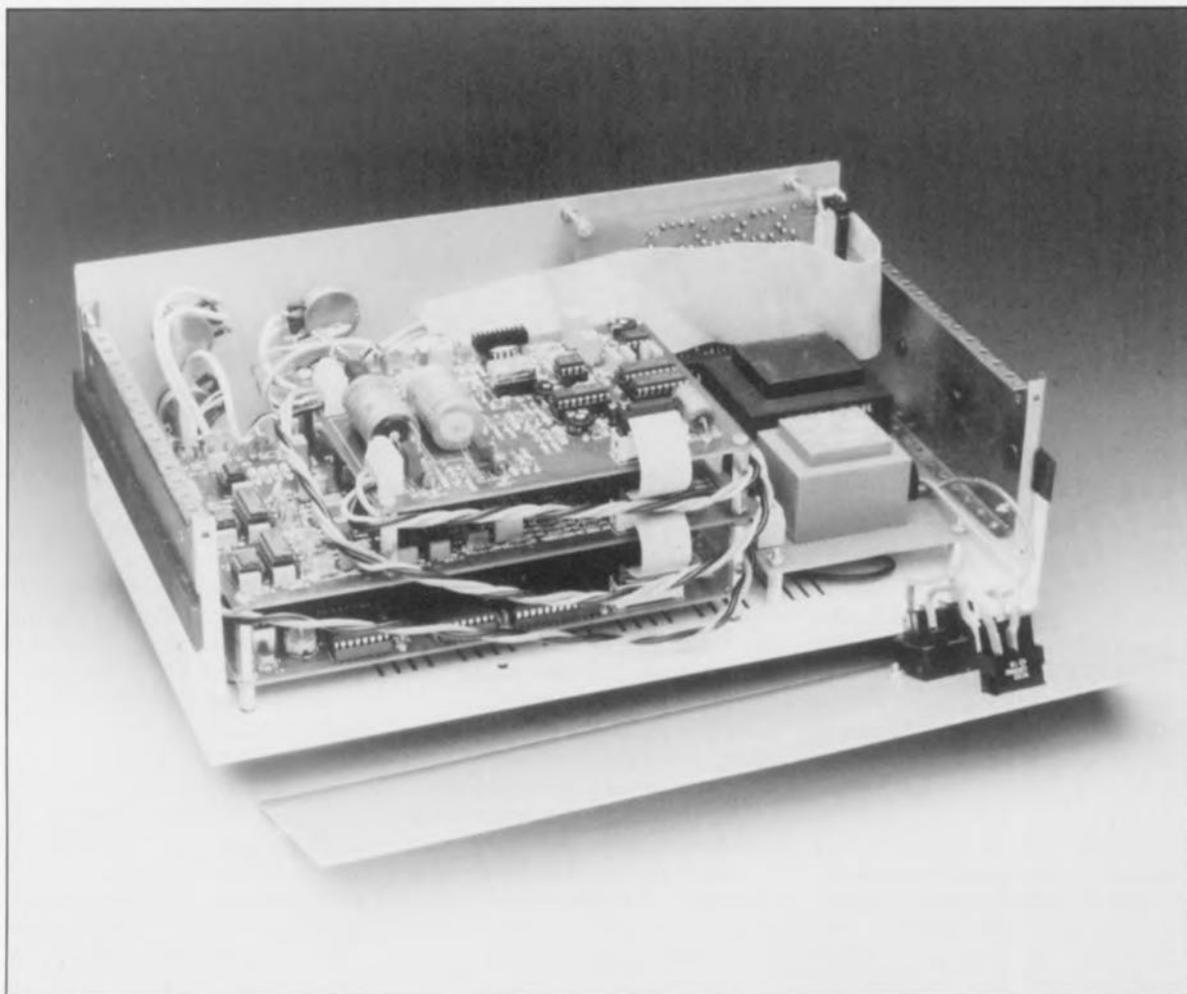


2S101E

générateur de fonctions numérique

3^e partie

réalisation et étalonnage



Après vous avoir décrit le convertisseur sinusoïdal et le synthétiseur de fréquence dans le premier des 3 articles consacrés à ce générateur de fonctions dernier cri, le convertisseur numérique et le générateur de courbes dans le second, nous en arrivons maintenant d'une part à l'aspect le plus intéressant de ce montage, sa réalisation, et de l'autre à son aspect le plus délicat, le peaufinage de son réglage.

La réalisation proprement dite des 4 platines qui constituent le générateur de fonctions numérique, ne devrait pas poser de problèmes aux habitués de réalisation de cette classe. Il faudra, comme d'habitude, faire attention à la polarité des composants et veiller à effectuer des soudures dignes de ce nom. S'il est nécessaire, lors de la "mise sur platine" des circuits intégrés, d'utiliser des supports – ou encore si pour des raisons personnelles on préfère en utiliser – on optera pour

des supports de bonne qualité, de préférence à contacts dorés du type "tulipe", le standard actuel.

Il est recommandé, lors de la réalisation de la platine de l'affichage, de monter les afficheurs à 7 segments en laissant un espace de quelque 8 mm entre le circuit imprimé et le dessous de l'afficheur. On pourra, pour ce faire, utiliser 2 supports pour circuit intégré à 40 broches (enfichés l'un dans l'autre) pour l'ensemble des 4 afficheurs.

La mise en place d'une paire de supports pour les afficheurs permet d'utiliser également des supports pour les autres circuits intégrés à implanter sur cette platine (ce qui permet à ceux qui n'ont pas une confiance aveugle dans leurs talents de "soudeur" de ne pas avoir à les y souder directement).

Pour garantir la meilleure visibilité aux 3 LED une fois mise en place la superbe face avant autocollante – disponible auprès des adresses habituelles – il faudra les monter de

façon à ce que leur sommet se trouve à la même hauteur que les afficheurs (dans le même plan donc).

La platine de la boucle à verrouillage de phase (PLL), celle du générateur sinusoïdal et celle du générateur rectangulaire/triangulaire constituent une sorte de "triple sandwich" demandant une réalisation très "soignée".

Il faudra donc souder dès à présent aux points prévus sur les platines tous les câbles reliant ultérieurement les circuits aux dispositifs de commande implantés dans la face avant.

On utilisera du câble blindé pour les liaisons des potentiomètres P3, P8, et des embases BNC K6 et K7 à leurs picots de soudure sur les platines. Toutes les autres connexions se font à l'aide de fil de câblage souple (de section faible). Sachant qu'il est nécessaire, plus tard il est vrai, mais avant la mise en coffret du montage cependant, d'effectuer un test de fonctionnement du circuit de la boucle à verrouillage de phase, il faut établir dès maintenant toutes les connexions requises. Pour faciliter la mise en boîtier ultérieure, il faudra donc utiliser des morceaux de câble de longueur adéquate.

Test de la boucle à verrouillage de phase

On commencera par l'application d'une tension alternative de 9 V aux points de connexion (\approx) situés à proximité des condensateurs C39 et C40. On vérifiera ensuite le bon fonctionnement de l'oscillateur de référence centré sur IC1. Pour ce faire on connecte un fréquence-mètre –ou, à la rigueur, un oscilloscope si l'on ne dispose pas d'un fréquence-mètre– à la sortie Q6 (broche 6) de IC1 et on joue sur la position du condensateur ajustable C2 jusqu'à obtenir une oscillation stable à une fréquence de 40 kHz.

Le signal sur l'entrée CIN (broche 3) du comparateur de phases IC4, doit donc avoir une fréquence de 160 Hz.

On réglera ensuite L1 de façon à ce que le VCO (*Voltage Controlled Oscillator* = oscillateur commandé en tension) oscille et à la tension de commande minimale et à la tension de commande maximale. Il faut, pour effectuer ce réglage, connecter la platine d'affichage au circuit imprimé de la boucle à verrouillage de phase et actionner le bouton *DOWN* jusqu'à obtenir un affichage de 2 000 –sans tenir compte de la position du point

décimal. Cette valeur correspond à la position inférieure de la seconde décade –qui va de 2 000 à 3 999 comme expliqué dans le premier article.

Après avoir connecté un fréquence-mètre en aval du VCO (à la broche 6 de IC5 par exemple), on jouera sur L1 pour obtenir une fréquence de 2,56 MHz très exactement. Pour vérifier que ce réglage est correct on pourra s'assurer que la fréquence reste bien à 2,56 MHz lorsque l'afficheur indique 1 000, 4 000 et 8 000 (positions inférieures des autres décades). Un dernier contrôle consiste (logiquement) à vérifier que la fréquence du VCO est bien de 5,12 MHz lorsque l'afficheur indique une valeur de 1 999, 3 999 et 7 999 (valeurs supérieures des 3 premières décades).

Le basculement de la fréquence du VCO de 5,12 MHz à 2,56 MHz lors du passage de 1 999 à 2 000, de 3 999 à 4 000 et de 7 999 à 8 000 se traduit également par l'illumination brève de la LED D11, indiquant un déverrouillage (très bref) de la PLL. Pour terminer le test du VCO il faudra encore vérifier que sa tension de sortie (mesurée elle aussi sur la broche 6 de IC5) est bien comprise entre 0,3 et 5,7 V.

Il ne nous reste plus qu'à vérifier le bon fonctionnement de toute la série de touches et d'interrupteurs (S1 à S7) reliés à la platine de la PLL et à donner aux cavaliers de codage (J1 à J16) la position requise pour le choix du calibre de défaut (voir 1^{er} article, dans le numéro de septembre). Intéressons-nous à la réalisation du circuit du

convertisseur sinusoïdal

On vérifiera, lors de l'implantation des composants, en s'aidant d'un multimètre numérique, la valeur des résistances R71 à R102 du réseau N/A et, surtout, veiller à ne pas se tromper lors de leur implantation. La moindre erreur se traduira inévitablement par une détérioration du facteur de bruit !

Comme nous l'avons fait pour la platine de la PLL, il faudra doter le circuit imprimé du convertisseur sinusoïdal lui aussi des câbles qui le relient aux potentiomètres P2, P3 et au connecteur K6. Les connexions du potentiomètre P3 et de l'embase K6 feront impérativement appel, nous l'avons déjà mentionné, à du câble blindé. On notera que le blindage des câbles du potentiomètre P3 reste en l'air du côté de ce composant; il est relié uniquement au picot de soudure de masse "1"

de K6 sur la platine (ce qui veut dire que le picot de soudure gauche du symbole P3 sur la platine n'est pas utilisé !).

Nous passons ensuite au circuit du

générateur rectangulaire/triangulaire.

L'implantation des composants n'appelle pas de remarque particulière et se fera avec le soin habituel. On utilisera à nouveau du câble blindé en vue de la connexion ultérieure de la platine au potentiomètre P8 et à l'embase BNC K7 implantés dans la face avant. On notera que le blindage du câble de connexion de P8 est relié et du côté du circuit imprimé et du côté du potentiomètre. Le potentiomètre P7 et l'interrupteur S8 peuvent être câblés à l'aide de fil de câblage souple. Lors de la réalisation et du montage du condensateur C137, qui prend la forme de 2 morceaux de fil de cuivre émaillé "entortillés", il faudra faire attention de ne pas endommager l'isolation entre ces morceaux de câble.

Réalisation "mécanique"

Avant de commencer la "mise en coffret" de l'électronique, il faudra doter le boîtier de tous les orifices requis. Une photocopie de la face avant, prévue pour un coffret de 300 x 180 x 100 mm (tel que le LC970 d'Elbomec/Telet par exemple), peut rendre d'excellents services en tant que gabarit de perçage. Le plan de câblage de la **figure 1** montre comment disposer les différents sous-ensembles dans le coffret, doté dans sa face arrière d'une embase secteur à porte-fusible et interrupteur intégrés en une pièce, soit en 2, voire en 3 pièces.

On commencera par la mise en coffret de la platine numérique placée sur 4 entretoises filetéées de 10 mm environ. Avant de lui superposer le circuit du convertisseur sinusoïdal, il faudra doter ce dernier de 2 entretoises de 25 mm qui serviront plus tard au montage et à la fixation de la platine du générateur rectangulaire/triangulaire. Ces entretoises se trouvent l'une à côté des picots de soudure du potentiomètre P2, l'autre à proximité de la résistance R130.

On montera ensuite la platine du convertisseur sinusoïdal en sandwich par-dessus le circuit numérique, en faisant appel à 4 entretoises filetéées de 25 mm.

Avant de terminer la réalisation de

Liste des composants

Note: ces composants auraient dû figurer dans la liste des composants du mois dernier

Divers:

boîtier métallique de 300 x 180 x 100 mm (tel que le LC970 d'Elbomec/Telet par exemple)

1 embase secteur à porte-fusible et interrupteur intégrés
4 boutons avec repère (pour P2, P3, P7 et P8)

1

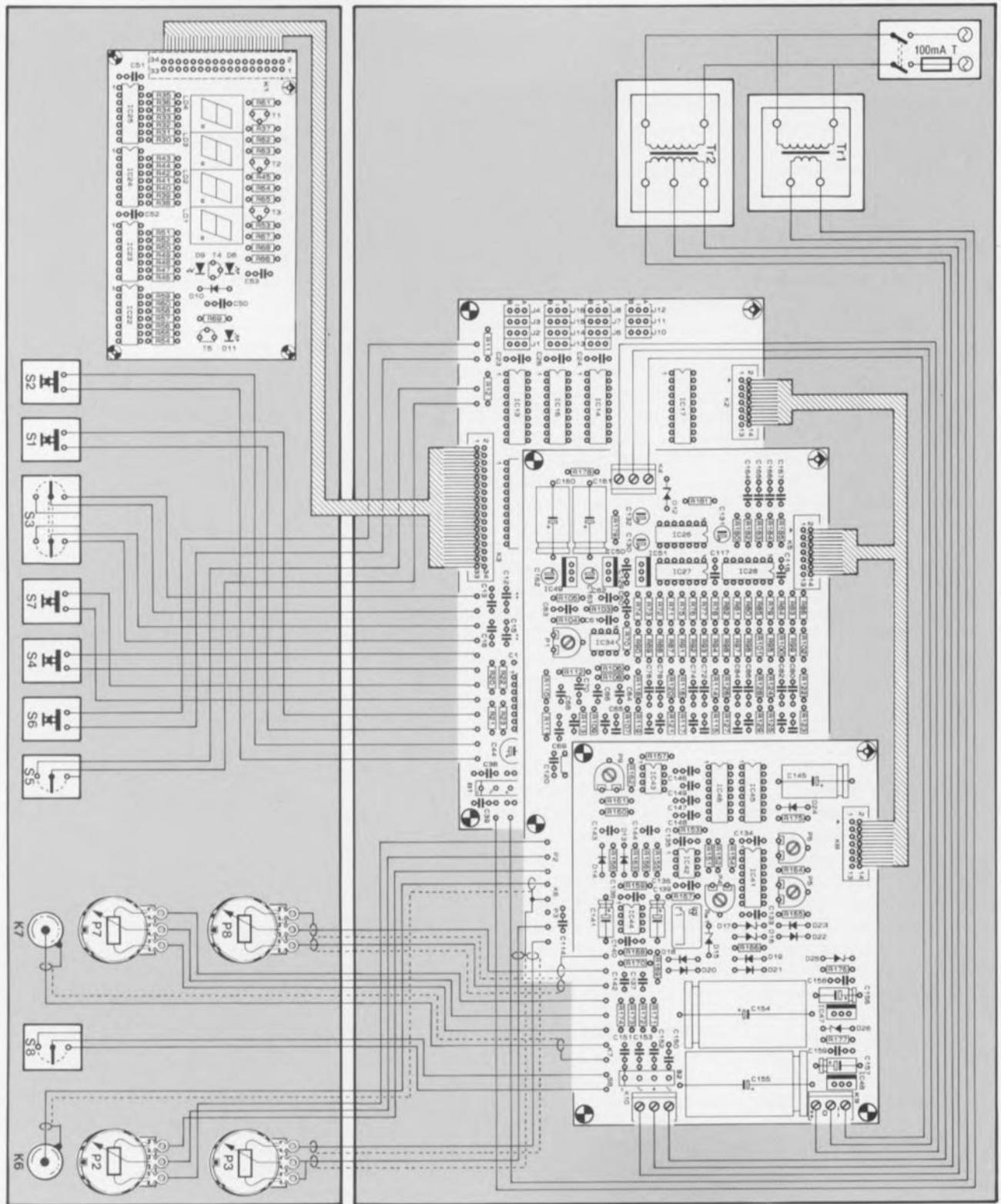


Figure 1. Plan de câblage du générateur de fonctions numérique; on y voit aussi la disposition dans le coffret des différentes platines, transformateurs et organes de commande.

ce "triple sandwich de platines" par la mise en place du circuit du générateur rectangulaire/triangulaire, il faudra procéder au réglage de la tension de décalage de l'amplificateur tampon IC34 du circuit du générateur sinusoïdal. Pour ce faire, on mettra le générateur numérique en fonction, réglera sa fréquence à 1 000 Hz, connectera un multimètre numérique à la broche 6 de l'AD711 (IC34); on le laissera

"prendre sa température de croisière" pendant quelques minutes. Le but de l'opération est de régler, par action sur l'ajustable P1, à 0 mV la valeur de la tension de décalage affichée par le multimètre numérique. Simple d'expression.

Une fois ce petit réglage terminé, on pourra superposer la platine du générateur rectangulaire/triangulaire à celle du générateur sinu-

soïdal par l'intermédiaire de 2 entretoises filetées de 25 mm additionnelles (2 entretoises de ce type ayant déjà été mises en place auparavant). La réalisation de ce triple sandwich de platines se termine par l'interconnexion des 3 circuits à l'aide d'un morceau de câble plat à 14 conducteurs, doté aux emplacements convenables de 3 connecteurs femelles à sertir à

2 x 7 contacts qui viennent ensuite prendre place dans les connecteurs K2, K5 et K8.

Avant de passer à la réalisation de la face avant dotée de tous les dispositifs de réglage et pourvue de la platine d'affichage, il faudra mettre en place les transformateurs Tr1 et Tr2.

Si l'on utilise des transformateurs à montage classique, on pourra fixer directement leurs équerres sur le fond du coffret. Si l'on opte pour des transformateurs pincartables sur circuit imprimé, on fera, à notre exemple, appel à un morceau de circuit imprimé d'expérimentation à pastilles pour la réalisation d'une platine d'alimentation simple.

Peu importe le type de transformateurs utilisés, ce qui est important c'est de les monter le plus loin possible des lignes de transfert des signaux. Le plan de câblage de la figure 1 et la photo en tête de l'article montrent la disposition des transformateurs sur notre prototype (dont le fonctionnement nous satisfait parfaitement).

Après avoir percé dans la face avant métallique tous les orifices nécessaires (y compris les 4 trous servant à la fixation de la platine d'affichage), on la dotera - le cas échéant, car nous ne voulons pas vous forcer la main - de son film plastique autocollant avant d'y monter tous les organes de commande. La quasi-totalité du câblage ayant déjà été effectuée, la réalisation de la face avant ne devrait pas poser de problème. Il ne vous restera probablement plus qu'à procéder à la connexion de l'enroulement secondaire de Tr1 à la platine numérique et à la connexion de l'enroulement secondaire de Tr2 au circuit du générateur rectangulaire/triangulaire.

La platine du générateur sinusoïdal reçoit sa tension d'alimentation à travers 3 câbles interconnectant K9 (du générateur rectangulaire/triangulaire) au bornier K4 du convertisseur sinusoïdal. Il est recommandé de réduire autant que possible la longueur des câbles de transfert des signaux.

Pour éviter que les 2 transformateurs n'aient le moindre effet (néfaste) sur le reste de l'électronique, on pourra les blinder à l'aide d'une tôle de cuivre d'une épaisseur adéquate.

supérieure, celle du générateur rectangulaire/triangulaire.

La symétrisation, par l'intermédiaire de l'ajustable P4, du signal rectangulaire est relativement simple. Après avoir connecté un oscilloscope à la sortie de IC42b (la connexion supérieure de la résistance R167 placée à la gauche du relais), on jouera sur P4 jusqu'à obtenir sur l'écran de l'oscilloscope un signal rectangulaire parfaitement symétrique par rapport à la ligne zéro de référence.

L'étalonnage du générateur triangulaire se fait à l'aide des ajustables P5, P6 et P9. Il faudra commencer par connecter un voltmètre numérique aux bornes de la résistance R163 - ceci en vue de mesurer le courant de commande de la source de courant de l'AOT - et un oscilloscope à l'embase de sortie K7 - pour déterminer l'amplitude du signal triangulaire. On notera qu'il faudra, pour ce faire, passer S8 en position signal triangulaire, mettre le potentiomètre P8 au maximum et P7 en position médiane.

Le positionnement des ajustables P6 et P9 se traduit en fait par la recherche d'un compromis acceptable.

Le but de la manoeuvre est en effet de limiter au minimum la durée d'établissement nécessaire après un changement de fréquence (surtout lorsque ce changement représente un "pas" relativement important), tout en conservant une durée suffisamment longue pour des fréquences basses. P6 sert à régler l'amplitude du signal d'entrée de l'AOT, P9 à régler la constante de temps du circuit d'établissement (c'est-à-dire en fait, du redresseur centré sur IC43b). Ces 2 grandeurs sont interdépendantes; il s'agit donc de trouver un compromis entre une fréquence suffisamment basse et une durée d'établissement acceptable garantissant un confort d'utilisation suffisant.

L'importance du courant d'entrée de repos de l'AOT dépend du courant de commande. Pour effectuer pourtant une compensation de ce courant de repos d'entrée, il faudra connecter un voltmètre numérique à la sortie de IC42a (broche 1) et jouer sur l'ajustable P5 afin d'obtenir l'affichage d'une valeur de tension de 0 V.

La dernière opération d'étalonnage - et la plus délicate - concerne le condensateur C137 composé (voir figure 2) de 2 morceaux de fil de

cuivre émaillé entortillés. On mettra, pour vérifier que ce condensateur a la bonne valeur, le générateur numérique en position "signal rectangulaire" et on connectera un oscilloscope à l'embase de sortie K7.

Si l'oscilloscope est doté d'un dispositif de loupe (zoom) pour grossir l'image, on "zoomera" l'un des "angles" du signal. Il est fort probable que l'on constate alors que ce "coin" n'est pas très net, mais plutôt de forme arrondie - ce qui signifie que le condensateur C137 est "trop long" - ou qu'il présente des ondulations résiduelles - parce que le condensateur est "trop court" (voir figure 2). Les dimensions exactes à donner à ce condensateur dépendent de la réalisation physique du circuit en ne peuvent donc être déterminées, si tant est qu'elles soient nécessaires, qu'empiriquement, c'est-à-dire par approximations expérimentales successives !

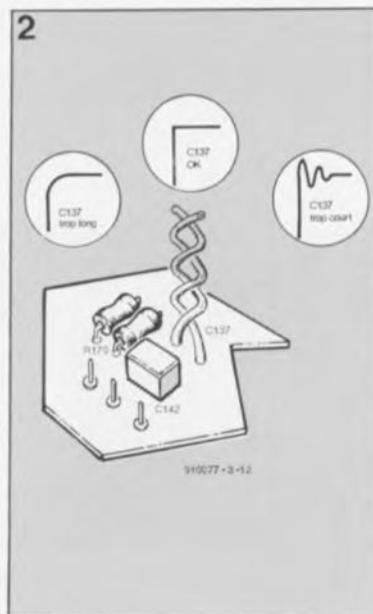


Figure 2. Le bon étalonnage (= recherche de la bonne "longueur") du condensateur C137 se traduit une optimisation du signal rectangulaire.

Si le condensateur est trop long il faudra le raccourcir, millimètre par millimètre, à l'aide d'une bonne pince coupante, jusqu'à ce que la forme du signal rectangulaire soit optimale. Il se peut même que la longueur des fils doive être ramenée à zéro (comme cela fut le cas de notre prototype par exemple). Si tel est le cas, cela signifie que les pistes cuivrées fournissent à elles seules la capacité requise, à savoir 0pF68.

Une fois l'étalonnage relativement délicat du générateur rectangulaire/triangulaire mené à bien, vous pourrez (enfin) fermer le boîtier du générateur de fonctions numérique et ajouter ainsi un nouveau instrument haut de gamme à votre série "bleue" d'instruments de test et de mesure de "facture" Elektor. ■

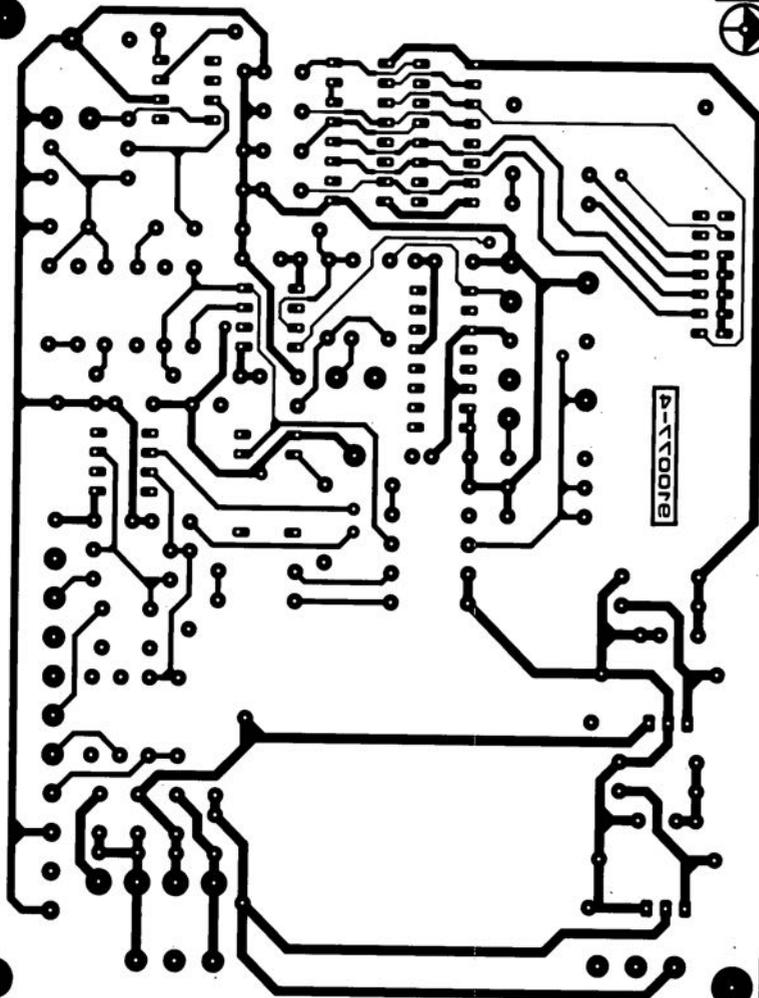
Les plus perspicaces d'entre nos lecteurs n'auront pas manqué de constater que les légendes des figures 8 et 9 du second article ont été interverties et que la photo de la page 52 ne représente pas le générateur rectangle/triangle, mais le convertisseur sinusoïdal. C'est la rançon de ce genre de réalisations complexes...

L'étalonnage

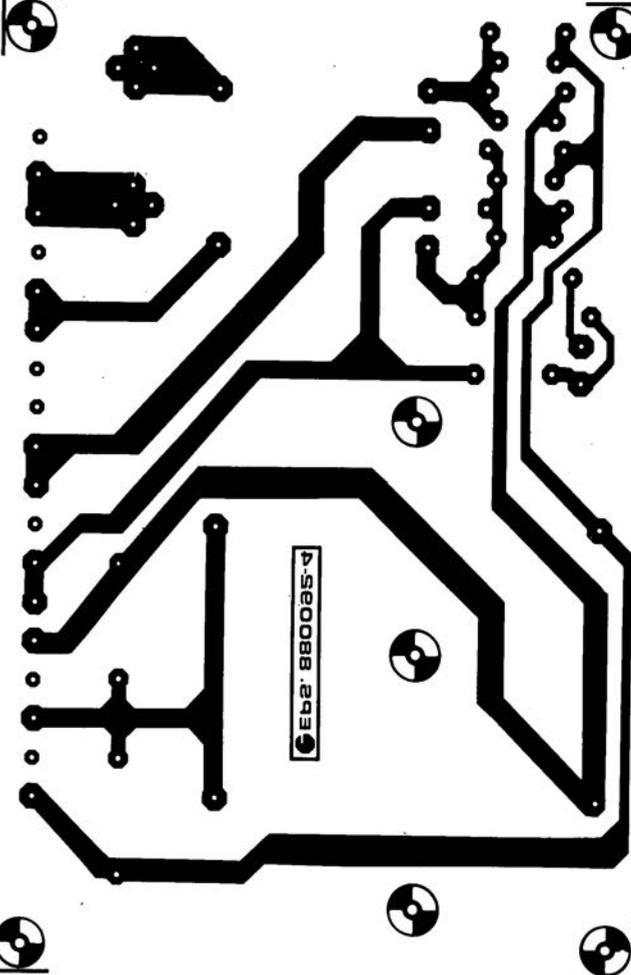
Les opérations de réglage les plus complexes concernent la platine

SERVICE

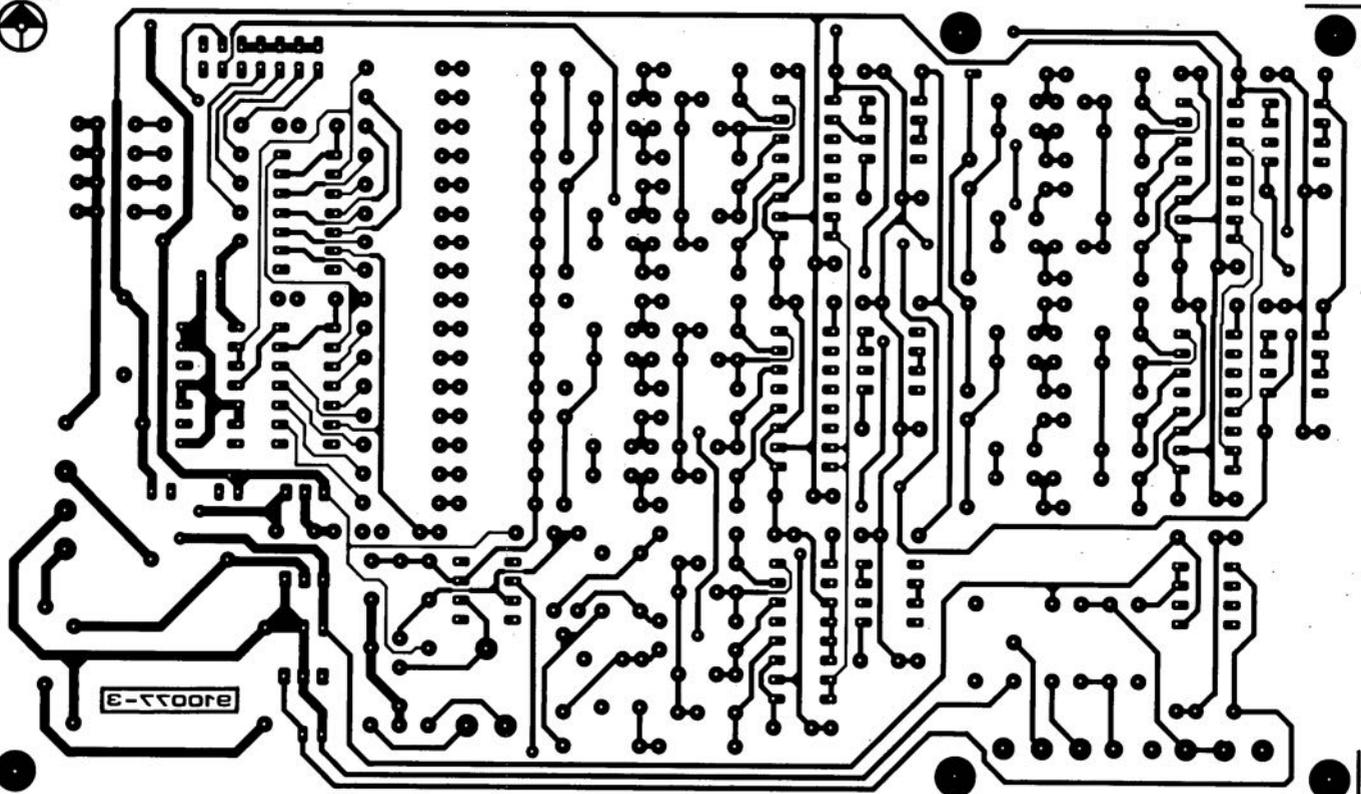
1



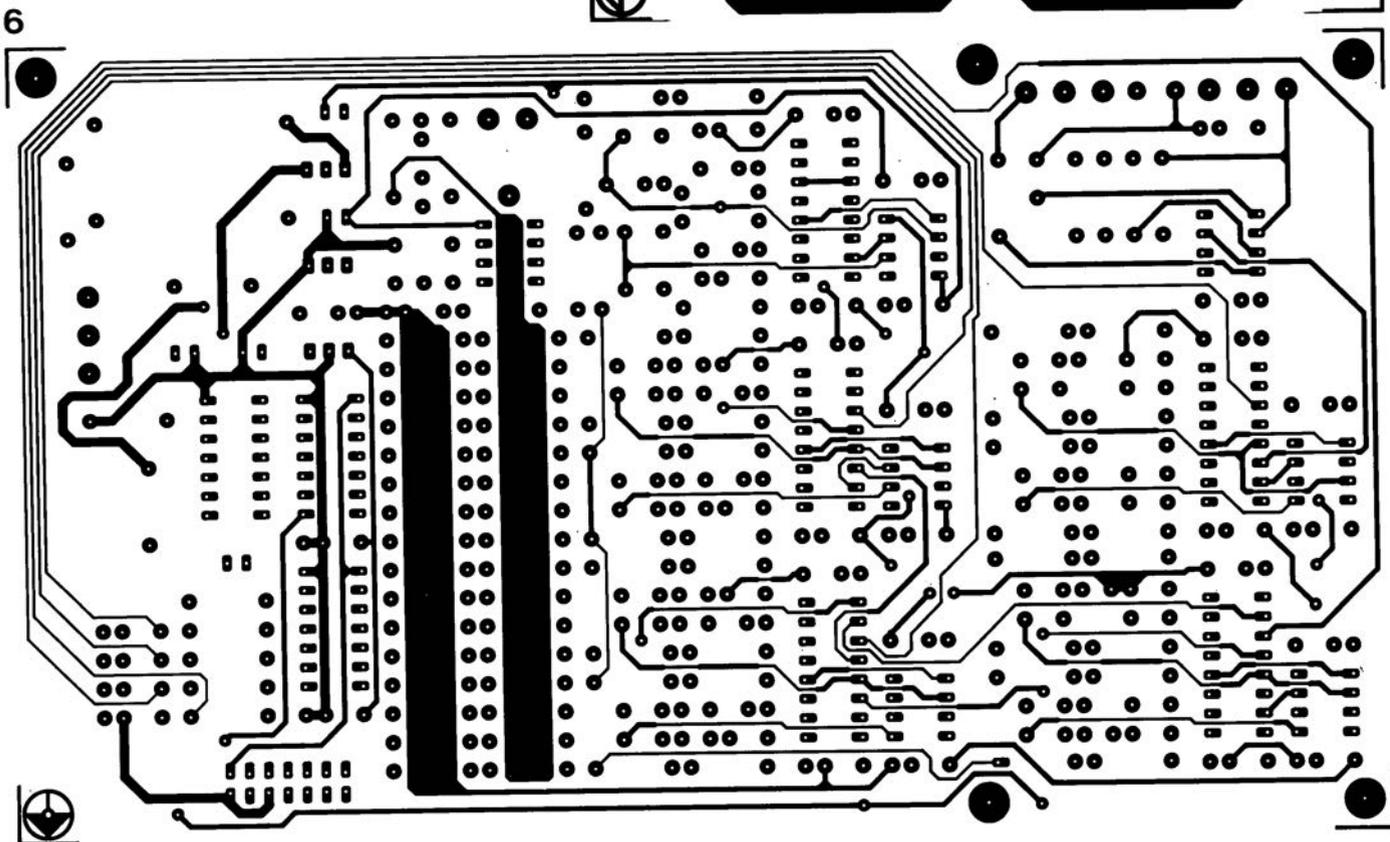
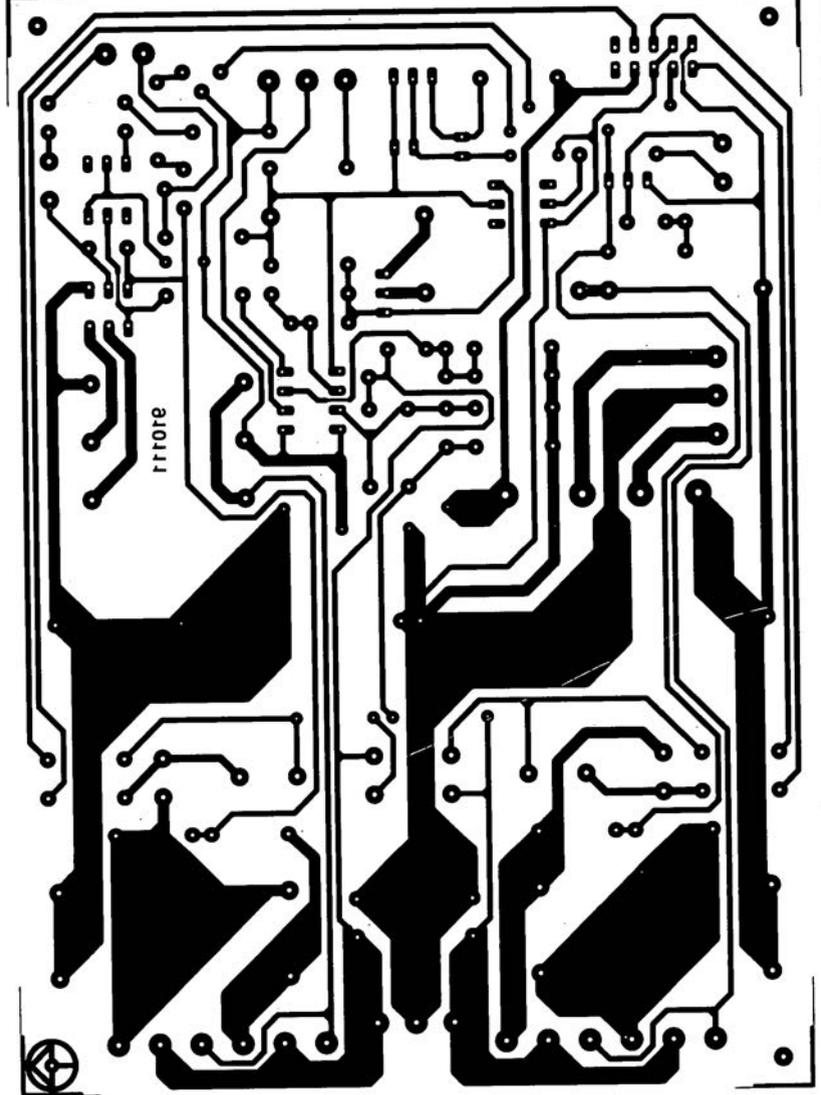
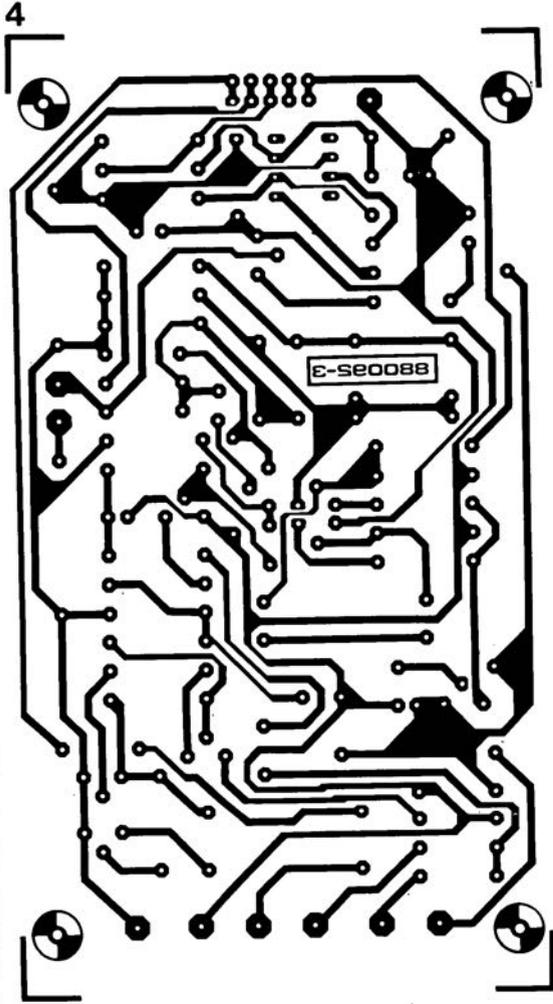
2



3



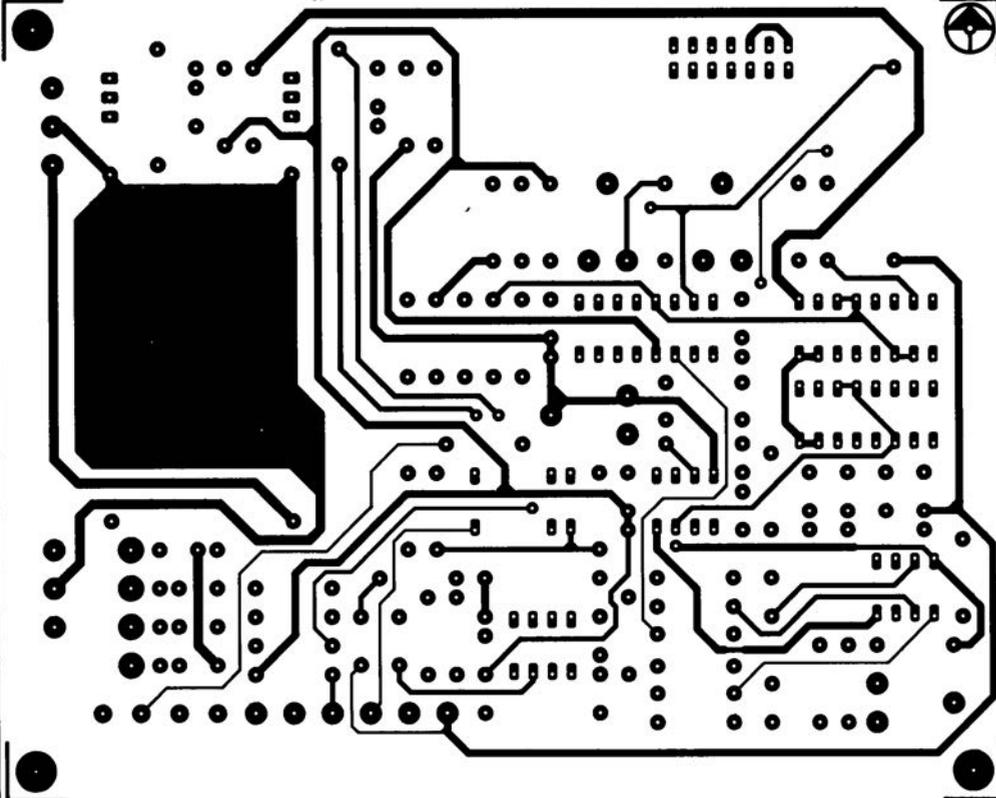
SERVICE



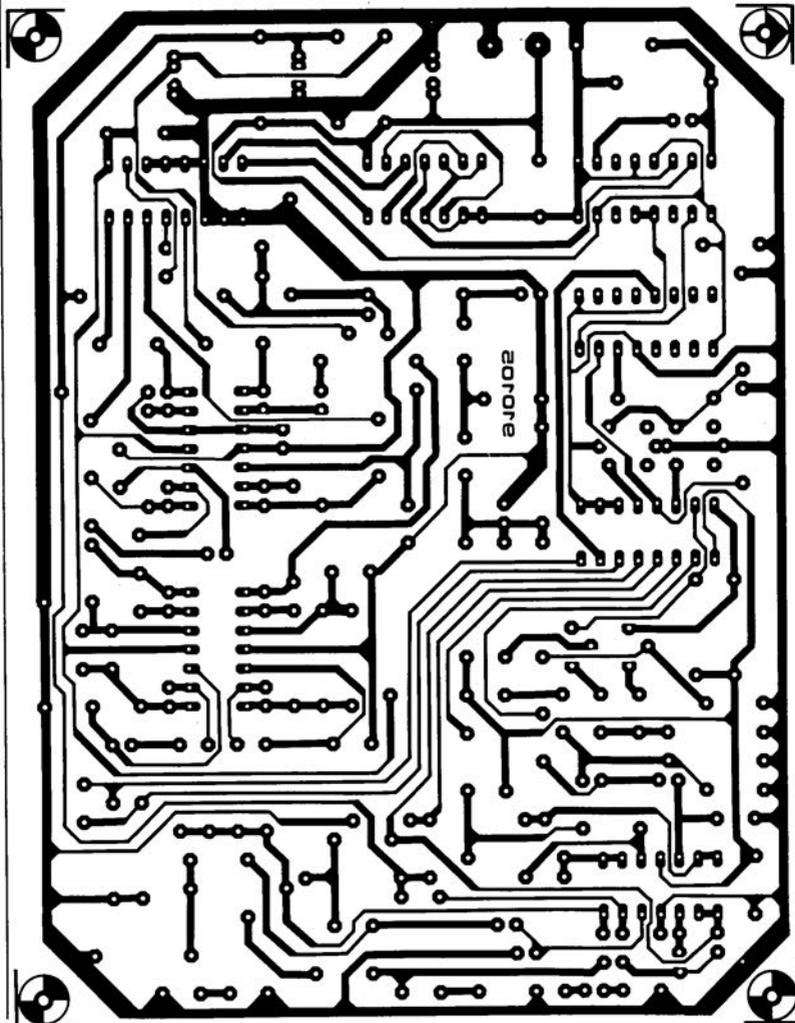
SERVICE

Il nous été impossible, pour des raisons d'espace disponible, de vous proposer les dessins recto-verso de la platine du tampon 1/4 Mo pour imprimante. Chose promise, chose due: voici également les dessins des platines 3 et 4 du générateur de fonctions numérique.

7

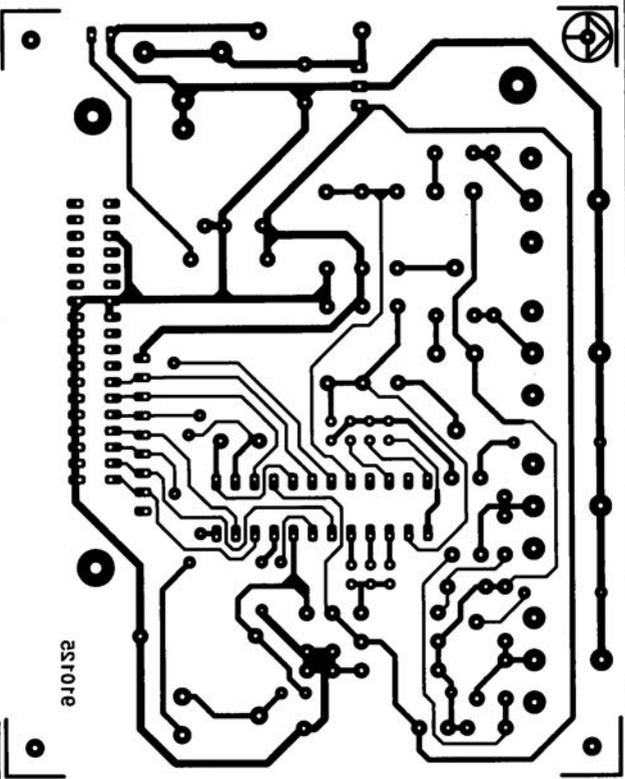


- 1 générateur de fonctions numérique: formateur rectangle/triangle: côté pistes
- 2 LFA-50, "Optim-A": platine de l'alimentation auxiliaire
- 3 générateur de fonctions numérique: convertisseur sinusoïdal: côté pistes
- 4 LFA-50, "Optim-A": platine de la protection
- 5 alimentation symétrique pour budget serré:
- 6 générateur de fonctions numérique: convertisseur sinusoïdal: côté composants
- 7 générateur de fonctions numérique: formateur rectangle/triangle: côté composants
- 8 encrypteur/décrypteur audio
- 9 filtre programmable



8

9



générateur de fonctions numérique (3^e partie)

Elektor n°161, novembre 1991,
page 38...

Le texte au milieu de la colonne
centrale de la page 39 comporte

LE TORT

une petite erreur: au lieu de ...
vérifier que sa tension de *sortie*
(mesurée.. il aurait fallu lire ...
vérifier que sa tension de
commande (mesurée...)

La description du réglage des ajustables P6 et P9 aurait mérité des explications plus approfondies. Les

voici: il va sans dire que pour ce genre de réglages il est préférable de disposer d'un oscilloscope.

On connecte donc un oscilloscope à la sortie K7 (S8 mis en position triangle). L'ajustable de correction d'offset, P7, est mis en position médiane, l'absence d'offset permettant un réglage plus facile, le potentiomètre de réglage d'amplitude P8 est à son maximum, les ajustables P5 et P6 en position médiane. On choisit ensuite une

fréquence moyenne (en milieu de décade, 3 200 à l'affichage, peut importe la décade). On ajuste ensuite, par action sur P9, à $24 V_{tt}$ l'amplitude du signal triangulaire. Il reste à ajuster à la fréquence basse de la décade, (1 000 à l'affichage). Par action sur P6 on ajuste à nouveau l'amplitude à $24 V_{tt}$ de manière à ce qu'elle reste bien stable. On a ainsi la durée de régulation la plus courte. Il faudra effectuer ce réglage pour les 4 décades.

''Packet Radio''

transfert de données par paquets pour les radio-amateurs

S. Hruschka et C. Tholen

La généralisation de l'utilisation des ordinateurs par les radio-amateurs s'est traduite, relativement vite, par des expérimentations avec des systèmes numériques de transfert de données. En effet, dans le cas d'un transfert par radio, les conditions techniques sont, si on les compare à celles régissant une liaison par le réseau téléphonique, totalement différentes. Nous allons, dans cet article, nous intéresser au système ''Packet Radio'' qui s'est beaucoup généralisé au cours des dernières années.

La photo de la figure 1 montre une station Packet Radio mobile. On voit que l'équipement (nombre et taille) nécessaire est très simple (?) et peu encombrant. En plus d'un récepteur/émetteur, il faut disposer d'un modem Packet Radio (TNC = *Terminal Node Controller*) et d'un ordinateur. Il ne faut pas oublier non plus qu'il faut disposer impérativement d'une licence de radio-amateur sans laquelle on n'est pas en droit d'utiliser un récepteur/émetteur, voire encore, dans certains pays, même simplement de posséder un tel équipement.

Les données par paquets

L'utilisation quasi-généralisée d'ordinateurs par les radio-amateurs a fait naître le désir de pouvoir échanger des données à l'aide de ce type d'appareil aux applications universelles. Packet Radio est donc un système pour le transfert par radio de données numériques.

Sachant que le terme anglais *packet* signifie paquet, ce n'est pas faire preuve de perspicacité que de deviner que le transfert des données se fait par... paquets. Dans le cas présent, le terme de ''données'' recouvre n'importe quel texte lisible, entré à l'aide du clavier de l'ordinateur.



Figure 1. Station *Packet Radio* comportant un émetteur/récepteur portable, un modem TNC et un ordinateur portable.

Les possibilités qu'offre le transfert de données par radio ressemblent à celles d'un transfert par le réseau téléphonique. Le système Packet Radio a pourtant un caractère très différent. Le risque qu'il se produise des distorsions lors d'une liaison par radio est sensiblement plus élevé que

dans le cas d'une liaison téléphonique ou d'une autre liaison ''par câble''. On est, en outre, (quasiment) jamais le seul utilisateur d'une certaine fréquence à un moment donné. Chaque paquet de données comporte de ce fait l'indicatif de l'émetteur et du récepteur.

Il est possible ainsi qu'il existe sur une même fréquence plusieurs liaisons indépendantes, chacune de ces liaisons donnant l'impression d'être la seule à y trafiquer. Une liaison n'a qu'un seul émetteur et un seul récepteur, il n'est donc pas possible d'établir une liaison de conférence tripartite (ou plus).

Si l'on compare Packet Radio à d'autres systèmes de communication, son aspect ''multi-utilisateurs'' (*multi-user*) constitue sans doute la différence la plus évidente; c'est en même temps la raison de la popularité croissante de ce système.

Il existe d'autres systèmes de communication (tels que RTTY et AMTOR pour n'en citer que 2), qui sont plus vieux et dont la structure de protocole n'admet qu'une seule liaison par fréquence.

Types de paquets

Il existe plusieurs types de paquets ayant chacun sa propre fonction. Un paquet se compose toujours de plusieurs parties (figure 2).

Un paquet commence toujours par un indicateur (*Flag*), suivi d'une zone d'adresse comportant les indicatifs de l'émetteur, du destinataire et, éventuellement, celles des stations-

Caractéristiques techniques:

- Le domaine privilégié de *Packet Radio* sont les ondes ultra-courtes. Sa présence sur les ondes courtes est encore limitée.
- *Packet Radio* fait appel au protocole AX.25, dérivé du protocole X.25.
- Le transfert de données se fait en transmission synchrone des bits (HDLC).
- Il existe un réseau de stations-relais fixes, les *Digipeaters*.
- L'accès au réseau s'effectue en règle générale uniquement dans la bande des 70 cm (430 à 440 MHz) à un taux de transmission de 1 200 baud.

relais. On trouve ensuite la zone de commande et la zone de données, variables en fonction du type de paquet concerné. Chaque paquet se termine avec une zone comportant une somme de contrôle ($FCS = \text{Frame Check Sequence}$) et l'indicateur de fin.

Les différents types de paquet peuvent être classés, selon leur fonction, en paquets de données, d'acquiescement et de commande.

Pour l'utilisateur, c'est sans doute le paquet de données qui est le plus important, sachant que c'est uniquement ce genre de paquet qui comporte des renseignements pratiques ou utilisables. Cependant les paquets de données ne suffisent pas à eux seuls.

Les paquets d'acquiescement sont indispensables pour indiquer à l'autre participant, que le transfert s'est effectué, soit correctement, soit avec des erreurs. Le participant a besoin de ces informations pour pouvoir réagir en conséquence. Les paquets de données sont numérotés successivement de 0 à 7. Il est possible de ce fait d'acquiescer plusieurs paquets de données (7 au maximum) avec un seul paquet d'acquiescement. Les paquets de commande sont, enfin, nécessaires pour pouvoir établir ou interrompre une liaison.

La liaison

Si qui que ce soit désire entrer en communication avec un autre correspondant, il lui faut commencer par établir une liaison. Il émet à cet effet un paquet spécial dont la réception de l'autre côté se traduit, après réception par le destinataire, soit en une confirmation, soit en un refus d'établissement de liaison.

Si la station de destination ne répond pas, la transmission du paquet entier est répétée plusieurs fois, car le système suppose qu'il était devenu illisible suite à une interférence ayant eu lieu en cours de transmission.

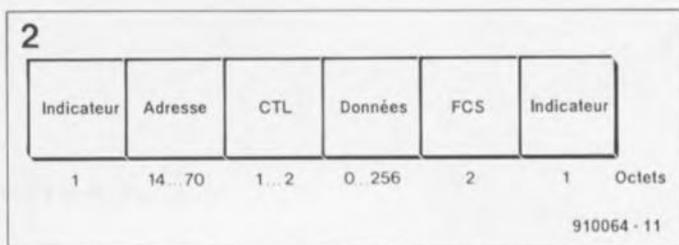


Figure 2. Structure de principe d'un paquet de données.

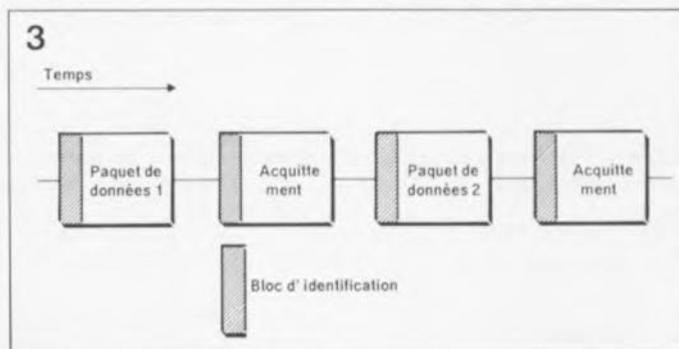


Figure 3. Occupation de la fréquence lorsque 2 stations (A et B) seulement échangent des données. La station A envoie un paquet de données, B l'acquiesce, A envoie le paquet suivant, B l'acquiesce, etc.

L'émission répétitive des paquets se fait automatiquement par l'intermédiaire du (modem) TNC et ceci après écoulement d'une certaine intervalle – dont la durée est à définir librement – au cours de laquelle il n'est arrivé aucune réponse.

Une fois la liaison établie, l'échange des données entre les 2 participants peut commencer (figure 3).

Il est essentiel que la réception de tout paquet de données soit confirmée par l'émission d'un paquet d'acquiescement. La somme de vérification (FCS) sert alors à vérifier l'exactitude des données. L'algorithme utilisé lors de cette vérification est très complexe et élimine pratiquement tout risque d'erreur de transmission. On est certain, de cette façon, que les données sont reçues correctement par le destinataire.

On dispose également de la possibilité, comme mentionné plus haut, d'envoyer plusieurs paquets, en petit train, pour ensuite procéder à un acquiescement général. La numérotation courante et cyclique de 0 à 7 des paquets de données permet de faire appel à cette possibilité. Il faudra pourtant limiter à 7 le nombre de paquets émis consécutivement, de façon à pouvoir

évaluer, par l'intermédiaire d'un paquet d'acquiescement, ce que le destinataire a effectivement reçu.

Il existe également, pour terminer une liaison, un paquet aux caractéristiques spécifiques. La fin d'une liaison ressemble, du point de vue de sa structure, à ce qui a donné lieu à son établissement. La fin de liaison doit être confirmée par l'autre station.

Si une station n'acquiesce plus les paquets entrants pendant un certain temps (le nombre maximal de répétitions d'un paquet donné est définissable par l'utilisateur), l'autre station, l'émetteur, considère que la liaison est interrompue et donc terminée. Cette approche est nécessaire puisque un transfert de données est devenu, dans ces conditions, impossible; il est important surtout d'éviter que les demandes d'acquiescement – inutiles dans ces conditions – n'encombre la fréquence.

Dans le domaine des radio-communications de tels problèmes ne sont pas rares, surtout s'il faut couvrir une distance relativement grande. 2 des problèmes les plus fréquemment rencontrés sont, un changement des conditions de propagation du

signal dû à des variations météorologiques, et une distorsion introduite par d'autres stations (interférences) – on notera qu'il s'agit dans les 2 cas de distorsion involontaire !

Multi-User

L'une des caractéristiques les plus "sympas" du *Packet Radio* est sans doute que plusieurs opérateurs, indépendamment l'un de l'autre, peuvent utiliser la même fréquence. Les paquets de données et d'acquiescement sont, comme indiqué plus haut, échangés entre les stations.

L'occupation de la fréquence ne se limite (malheureusement) pas à la durée de cet échange (ou de transfert). Il s'agit, en règle générale, de liaisons "simplex". Cela veut dire qu'une station se trouve, soit en émission, soit en réception. Une commutation du mode émission vers le mode réception ou inversement demande un certain temps. De façon à pouvoir utiliser la même fréquence pour plusieurs opérateurs, un modem donné n'est autorisé à transmettre des données que lorsqu'il détecte qu'à cet instant la fréquence est libre. Cette opération prend, elle aussi, un certain temps.

Si l'on veut donc envoyer un paquet, il faudra d'abord émettre un bloc d'identification, permettant d'indiquer à la station réceptrice et aux autres stations que la fréquence en question est occupée. Ce n'est qu'après ce bloc d'identification qu'est transféré le paquet de données voire celui d'acquiescement. C'est très exactement lors de cette période de reconnaissance d'occupation de fréquence que se produit le problème des interférences mutuelles entre stations.

Pour éviter des "collisions" de paquets il n'est pas permis aux stations, désirant transférer, de débiter l'émission simultanément. C'est pour cette raison que le modem (*TNC*) d'une telle station, après avoir détecté que la fréquence est libre, attend un certain temps (défini aléatoi-

rement) pour vérifier une nouvelle fois qu'elle est toujours libre. Si tel est bien le cas, le TNC commence l'émission des données; sinon, cette opération de vérification et re-vérification se répète.

Ce protocole permet donc l'existence quasi-simultanée de plusieurs liaisons sur une seule fréquence (figure 4). Le transfert d'un paquet ne s'effectue pourtant qu'entre 2 stations seulement.

Un TNC a la possibilité d'établir, quasi-simultanément, une liaison avec plusieurs stations. Puisque tout paquet est doté des indicateurs du destinataire et de l'expéditeur, le TNC n'a pas le moindre problème à les séparer les uns des autres.

Le TNC effectue un filtrage de tous les paquets reçus pour ne présenter au destinataire que ceux destinés à l'opérateur en question. La technique complexe de ce protocole reste cachée pour l'utilisateur. Le TNC est cependant doté d'une option de contrôle, permettant de visualiser toute activité prenant place sur la fréquence en question.

Liaisons indirectes

S'il est impossible d'atteindre directement la station requise, il existe la possibilité d'indiquer dans les paquets des stations intermédiaires. L'appellation anglaise d'une telle station-relais est *Digipeater* (*Digital Repeater* = répéteur (relayer) numérique). On peut adresser, comme *Digipeater*, n'importe quelle station à portée de l'émetteur. Si une station reçoit un paquet dans lequel elle est mentionnée comme *Digipeater*, elle re-émet ce paquet aussitôt, sans que l'utilisateur ne s'en aperçoive.

Il est alors mentionné dans la zone des adresses du paquet (figure 2) que cette station a relayé le paquet. Grâce à cette technique, on garantit une classification univoque des stations émettrices et réceptrices.

On peut indiquer jusqu'à 8 *Digipeaters*, ce qui permet

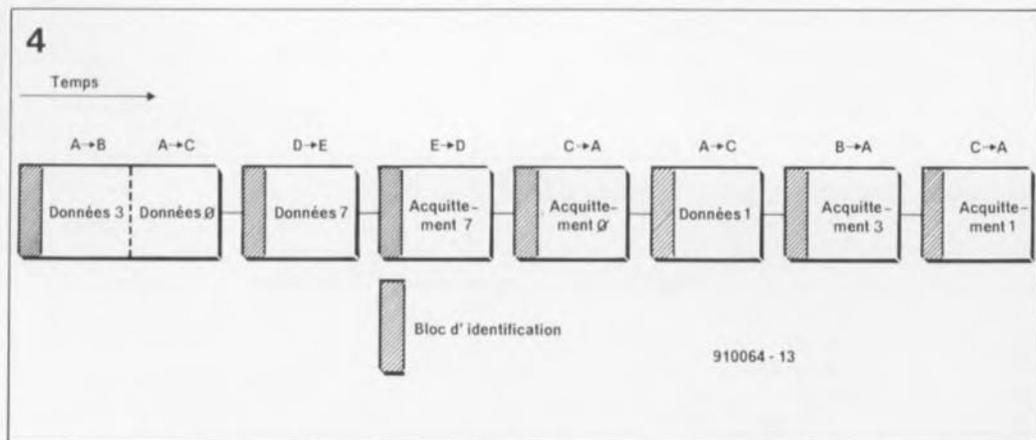


Figure 4. Plusieurs stations sur la même fréquence. La station A est en liaison indépendante avec 2 autres stations (B et C). Il existe simultanément une liaison entre les stations D et E.

de couvrir des distances plus que respectables.

Le réseau Packet-Radio

Il existe en Europe un réseau de *Digipeaters* possédant une licence spéciale fournie par les P&T des différents pays. Ces stations sont opérationnelles 24 heures sur 24. Il s'agit, en règle générale, de *Digipeaters* "intelligents", reliés tous par des liaisons "Interlink" trafiquant sur des fréquences spéciales autorisées par les P&T, et constituant ainsi un réseau très étendu. Nombre de ces liaisons *Interlink* se situent dans la bande des 23 cm (1,2 GHz) et travaillent à une vitesse de transmission de 9 600 bauds.

L'accès à ce réseau se fait dans la bande des 70 cm (430 à 440 MHz). Dans cette plage de fréquences, la portée d'un émetteur est limitée pratiquement à la portée optique ce qui explique pourquoi la plupart des *Digipeaters* se trouvent en des endroits géographiques choisis pour leur bonne exposition.

Ces *Digipeaters* doivent "traiter" le plus vite possible un nombre important de paquets. Ils doivent en outre être capables de gérer les différentes liaisons *Interlink* et l'accès des opérateurs au réseau.

Une liaison *Interlink* se compose de 2 stations seulement. Il est, pour cette raison, pratiquement impossible qu'il se produise des collisions de paquets (exception faite peut-

être du cas d'un émetteur à portée trop importante).

La caractéristique la plus favorable de ce réseau est le fait qu'il est opérationnel en permanence. Il existe même des *Digipeaters*, fonctionnant sur les ondes courtes, qui permettent ainsi de relayer des paquets dans le monde entier.

Digipeater intelligent

La plupart des *Digipeater* sont du type "intelligent". Non seulement le *Digipeater* gère les liaisons les plus diverses, mais, de plus, il met à la disposition de l'utilisateur des informations concernant les liaisons *Interlink* et autres utilisateurs par exemple.

Beaucoup de *Digipeaters* comportent également un dispositif que l'on appelle "autorouter": un sorte d'algorithme de recherche d'itinéraire, déterminant comment atteindre le *Digipeater*-destinataire. Ceci permet d'arriver au *Digipeater* requis sans être obligé de connaître le "chemin" exact à suivre. Pour la même raison, la disparition (panne) d'une liaison *Interlink* ne pose plus de problème. L'autorouter trouve automatiquement un itinéraire bis (Bison Fûté y est-il pour quelque chose).

On notera que les itinéraires disponibles sont déterminés par le réseau lui-même. Un *Digipeater* détermine et mémorise à cet effet les différentes durées de transfert de paquets à travers différentes lignes *Interlink*. L'utilisateur a donc la possibilité de

demander ces renseignements.

Boîtes aux lettres

Dans le monde des radio-amateurs, les boîtes aux lettres (ou *mailbox* en anglais) du réseau *Packet Radio* sont de plus en plus populaires. Comme ces boîtes aux lettres, à l'image des *Digipeater*, fonctionnent sans surveillance continue, il faut une licence spéciale des P&T pour en créer une et la gérer.

Dans le réseau *Packet Radio*, ces boîtes sont reliées aux *Digipeaters* par l'intermédiaire d'une liaison *Interlink*, permettant de cette façon l'échange aisé de messages (données) entre les différentes boîtes.

Après avoir établi une liaison avec une boîte aux lettres, l'utilisateur y trouve des informations en tous genres, telles que questions, tubes et astuces concernant les radio-amateurs par exemple, qu'il peut télécharger sous la forme d'un fichier-texte (en ASCII quoi). Il a également la possibilité de déposer un message dans cette boîte aux lettres. Puisque cette boîte fait partie de tout un réseau, le message peut être lu par n'importe quel radio-amateur. On peut limiter cependant la zone de "distribution" d'un message par l'indication d'une zone de répartition bien spécifique telle que "région Parisienne, France, Europe, ..." par exemple.

On se trouve en fait en présence d'un système de BBS (*Bulletin Board System*) du genre de ceux que connaissent de nombreux

pays d'Europe et les USA, système dont le développement en France a été retardé très sensiblement par l'existence du Minitel avec ses possibilités de téléchargement (mais allez donc comparer une liaison à 9 600 bauds se traduisant dans certains cas par la transmission de près de 3 600 caractères par seconde (V42/NMP5) avec la transmission à 1 200 bauds, 120 c/s d'une liaison Minitel).

Outre la possibilité de lire et d'envoyer des messages, chaque opérateur peut choisir une boîte aux lettres-"mère", dans laquelle il reçoit alors une boîte postale. Dans cette boîte postale arrivent les messages lui étant adressés personnellement (une sorte de serveur Minitel à grande échelle).

Si l'on a du mal, un jour ou l'autre, à joindre un ami opérateur, on peut laisser un message dans sa boîte postale. La boîte aux lettres dans laquelle on se trouve à cet instant est sans importance. Il suffit de savoir dans quelle boîte aux lettres se trouve la boîte postale de celui que l'on veut joindre. Si l'on envoie donc une "lettre" dotée de l'indicatif du destinataire, cette lettre sera déposée, après avoir été relayée par les *Digipeaters* à travers les liaisons *Interlink*, dans la boîte postale requise.

Si l'on tient compte des efforts personnels et matériels investis dans ce système, la question concernant les finances vient bien évidem-

ment à se poser. À l'image de presque tous les services dans le domaine des radio-amateurs, les stations *Packet Radio* dépendent totalement des dons privés et autres sources philanthropiques. Il est admirable dans ces conditions, qu'à partir d'un système expérimental, on ait réussi, au bout de quelques années seulement, à créer un standard puissant et international.

Le modem *Packet Radio*

Intéressons-nous, après la description de *Packet Radio* et ses possibilités, à la technique et aux "finances", deux aspects entrant en jeu pour participer à ce système fort intéressant.

Il est essentiel, pour utiliser les différentes possibilités de *Packet Radio*, de disposer d'un modem *TNC*. En fonction de l'ordinateur dont on dispose on a plusieurs options:

- il existe, pour le Commodore C64, un logiciel et un matériel qui ne comporte en fait guère plus que le circuit intégré modem proprement dit. L'ordinateur se charge donc de gérer tout le protocole;

- pour les ordinateurs de type IBM-PC et Compatibles on peut se procurer un *TNC* sous forme de carte d'extension à insérer dans l'un des connecteurs libres présents sur la platine principale de l'ordinateur;

- il existe aussi, pour terminer, des modems externes à relier à un ordinateur ou à un terminal.

La photo de la figure 1 montre un *TNC2C*. Il s'agit d'un modem séparé équipé d'un microprocesseur Z80, qui, grâce à l'utilisation de composants en technologie CMOS, ne consomme que quelque 45 mA et convient de ce fait à une alimentation par piles.

Il suffit de connecter ce *TNC* directement à l'ordinateur (par l'intermédiaire du connecteur de son interface RS232). Un logiciel est superflu puisque le *TNC* se charge lui-même du déroulement complet de protocole. Le prix d'un *TNC2C* est compris entre 1 000 et 1 500 FF.

Il existe, bien sûr, d'autres *TNC* réalisés à l'aide de composants standards (non-CMOS). La consommation de ce genre de modem étant sensiblement plus élevée, ils ne peuvent pas être alimentés par piles.

Pour les ordinateurs les plus populaires (IBM, Atari, Amiga...) il existe dans le commerce des logiciels de commande de *TNC*, permettant même d'établir et d'entretenir jusqu'à 4 liaisons simultanément. Chacune des liaisons possède son écran de visualisation distinct ce qui permet de vérifier continuellement l'état instantané des liaisons. Si l'on utilise un terminal avec le *TNC*, il est recommandé de n'utiliser qu'une seule liaison à la fois puisqu'un terminal montre, simultanément, les données de toutes les liaisons. La fonction "moniteur" visualise

pourtant tous les paquets émis par d'autres stations.

Les caractéristiques de transfert du *TNC* peuvent être configurées par l'intermédiaire de différents paramètres. Sachant que l'on n'est jamais seul sur une fréquence, il est impossible de fournir une configuration polyvalente. La configuration dépend, entre autres, de la densité du trafic sur la fréquence, de la distance entre l'émetteur et le récepteur et des caractéristiques de propagation du signal. Il faudra faire appel à quelques expérimentations pour déterminer le réglage idéal.

Packet Radio, système relativement jeune et en pleine expansion, offre d'innombrables possibilités à tous ceux qui aiment expérimenter. Voici quelques domaines qui méritent que l'on s'y intéresse:

- le développement de modems plus rapides,
- l'optimisation d'émetteurs/récepteurs pour le transfert numérique de données et
- la création de nouveaux systèmes à microprocesseur pour les *Digipeaters*.

C'est encore l'un des derniers domaines où l'on puisse faire la preuve de son esprit de pionnier. Rien ne vous empêche donc de participer et d'adhérer à ce système mondial de transfert de données par radio... à condition de disposer de la licence adéquate. ■

ELEKTURE

Guide des applications 2

compilé par P. Hogenboom

Les abréviations NICAM, PLS, les termes One-Shot, Voice Processor, Speech Synthesis, vous disent-ils quelque chose?

La première sans doute, si vous êtes un assidu téléspectateur de FilmNet qui vient de passer à ce nouveau mode de codage du signal audio. Vous trouverez de plus amples informations sur les autres dans ce second ouvrage consacré aux applications fabricant.

Comme cela a été le cas dans le

premier volume de cette série, le Guide des applications 2 vous propose à nouveau toute une série de notes d'applications consacrées aux sujets les plus divers. Outre un certain nombre d'applications concernant différents types de composants spécifiques on trouvera également un certain nombre de notes concernant la théorie de base et la mise en oeuvre d'un composant donné. Un exemple: un document d'Advanced Micro Devices qui vous apprendra comment "programmer" la fréquence de commande d'un moteur pas à pas à l'aide d'une PAL, ou une application de Motorola fournissant un récapitulatif des différents protocoles de commutation (sériels) pouvant être utilisés entre ordinateurs.

Comme l'auteur/compilateur de cet ouvrage s'est efforcé à vous proposer non seulement de la théorie de base mais encore à s'intéresser à certains composants à la pointe de la technologie, certains chapitres de cet ouvrage s'éloignent de leur matériau de base: la Note d'Application. Il arrive même que le composant soit si récent que le fabricant n'est pas encore en mesure de fournir une telle note d'application. Les deux exemples les plus parlants sont la description des convertisseurs D/A CEG (Continuous Edge Graphics) d'Analog Devices et le set de circuits intégrés Nicam de la société finlandaise Micronas. Dans ces deux cas en particulier l'auteur s'est bien aidé des fiches de caractéristiques.

Les Notes d'application et les fiches de caractéristiques (en anglais) remplissent bien entendu la majeure partie de cet ouvrage. On y trouvera en outre une liste de tous les composants exotiques décrits ainsi qu'une indication de l'ouvrage originel où ils sont mentionnés. Le lecteur pourra ainsi savoir en quelques secondes s'il a été consacré une application ou une fiche de caractéristiques à l'un des composants proposés ici.

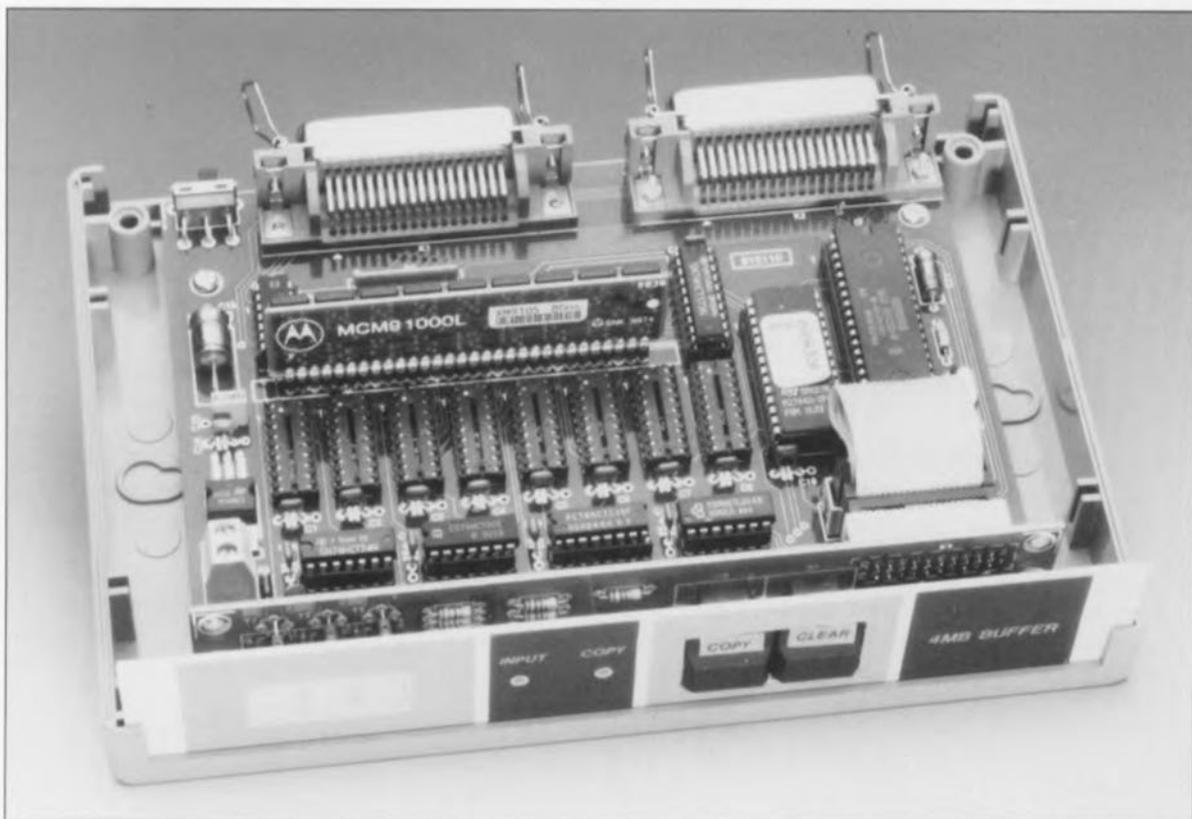
Pour vous permettre de mieux identifier la source d'un composant, cet ouvrage comporte les logos des divers fabricants des composants dont les produits sont inclus dans cet ouvrage.

Publitrone

tampon pour imprimante Centronics

1 ou 4 Moctets en circuits DIL ou à module SIMM ou SIPP

R. Degen



À l'image de la grenouille de notre bon Monsieur de La Fontaine, la taille des fichiers nés lors d'opérations de traitement de texte, de PAO ou de DAO, ne cesse de gonfler jusqu'à la démesure. Et c'est bien évidemment uniquement lors de l'impression que l'on se rendra compte de la lenteur de l'imprimante: l'ordinateur le plus rapide est à la merci de ce périphérique lent, même s'il s'agit d'une imprimante laser. Et c'est alors qu'entre en scène TIC, le tampon sans peur et sans reproche. Arrêtons sur le champ notre imagination en délire. En tout état de cause, un tampon de 1, voire 4 Moctets, est, aujourd'hui, devenu un auxiliaire indispensable pour tous ceux d'entre nous qui travaillons avec un ordinateur.

La description de la fonction d'un tampon pour imprimante est si simple qu'elle peut se résumer en une (longue) phrase. Intercalé entre un ordinateur et une imprimante, un tampon pour im-

primante est destiné à libérer le plus rapidement possible l'ordinateur lors d'une demande d'impression d'un type de fichier quelconque et cela quelle que soit sa taille. Il nous faut admettre que la dite phrase est

devenue un peu plus longue que prévu, ce qui ne fait que souligner l'importance d'une telle réalisation. Une fois les données du fichier prises en compte, le tampon les fournit à l'imprimante à la vitesse requise par ce type de périphérique.

Caractéristiques techniques:

- Piloté par microcontrôleur, un 8031,
- Simplicité d'utilisation remarquable,
- Peu encombrant,
- Platine double face à trous métallisés pour une plus grande compacité,
- Utilise de la RAM dynamique et est donc,
- Peu coûteux,
- Choix entre circuits DIL ou modules SIMM ou SIPP,
- Capacité: 1 ou 4 Moctets,
- Alimentation: soit externe, soit via l'imprimante.

Tout utilisateur d'ordinateur sait que sa machine est toujours plus rapide que l'imprimante à laquelle il est relié, ce qui explique qu'il faille donner au tampon une taille de mémoire en concordance avec les types de fichiers que l'on prévoit d'imprimer. Si l'on ne fait que du

traitement de texte sans fioritures, on peut fort bien se contenter d'un tampon de 64 Koctets, tel le **buffer multi-fonctions** décrit dans le n°91 d'Elektor (janvier 1986).

Mais dès lors qu'il s'agit de travailler avec des fichiers graphiques (OrCAD, Layol, Generic CADD, Ventura Publisher pour ne citer que quelques-uns des programmes dont les fichiers peuvent dépasser 512 Koctets), on se voit inévitablement "contraint" à choisir le "modèle au-dessus".

Toutes ces considérations expliquent que nous vous ayons proposé 3 ans plus tard un **tampon 32 Ko...4 Mo** (n°129, mars 1989) à SRAM (RAM statiques); nous espérons bien, à l'époque, que le prix des SRAM suivrait la même tendance que celle des RAM dynamiques (DRAM), mais il nous faut reconnaître que si la tendance à la diminution des prix est bien là, elle n'est de loin pas aussi prononcée.

Les SRAM de 256 Kbits (32 Koctets) sont chose courante et "abordable" (± 50 FF); il n'en va pas de même cependant pour les SRAM de 1024 Kbits (128 Koctets) dont il n'existe aujourd'hui que de très rares fabricants (Hitachi, Micron et OKI entre autres) et qui restent malheureusement très chères.

Ceci explique que, pour ce nouveau et troisième tampon pour imprimante que nous vous proposons, nous ayons opté cette fois pour une approche différente: utiliser les RAM dynamiques en boîtier DIL, soit en module.

Grâce en grande partie à l'explosion des PC haut de gamme (286 et au-delà) la mémoire dynamique est devenue aussi commune que la tortue vulgaire aux Seychelles.

En un mot comme en cent, ce qu'il nous faut pour pouvoir utiliser au mieux un ordinateur, c'est un tampon de la capacité la plus grande possible.

1 Moctet, cela vous suffit-il? Vous préféreriez 4 Moctets? Pas de problème en ce qui nous concerne. Etant donnée la spécificité de la fonction d'un tampon pour imprimante, il n'est pas nécessaire de se poser de question délicate en ce qui concerne les interfaces dont il faudra le doter. Un tampon a juste besoin d'une embase le reliant à l'ordinateur et d'une autre vers l'imprimante.

On le dotera bien entendu aussi d'un certain nombre d'organes de commande ainsi que de quelques LED servant à visualiser l'exécution de certaines fonctions importantes.

Pour nous simplifier la vie, nous allons confier le suivi de la totalité du processus à un microcontrôleur. Comme il a été conçu pour être connecté à une interface Centronics nous pensons pouvoir affirmer sans trop de risques de nous tromper que ce tampon conviendra à 98,9%, voire plus, des imprimantes du marché.

Examen sommaire

Le synoptique de la **figure 1** est l'exemple typique de celui d'une application dédiée (*Embedded Control* disent les anglais). Ce terme signifie tout simplement que l'on se trouve en présence d'un système micro-informatique minimum conçu spécifiquement pour l'exécution d'une fonction (ou d'un ensemble de fonctions) donnée(s).

Le synoptique est d'une simplicité étonnante: un microcontrôleur "règne" sur un affichage et de la mémoire et se charge de la gestion d'une interface d'Entrée et d'une interface de Sortie. 2 organes de commande, il n'en faut pas plus. Ceci nous amène au schéma électronique de la **figure 2**.

L'électronique en détail

On retrouve ici la structure du synoptique de la figure 1. En haut à gauche le microcontrôleur, IC9 relié à un banc de mémoire RAM, IC1 à IC8, une EPROM de programme, IC11. 3 circuits-tampons du type 74HCT573, IC13, IC14 et IC20 relient le microcontrôleur au "monde extérieur", par l'intermédiaire des interfaces d'Entrée et de Sortie et du connecteur de l'affichage.

Le décodage d'adresses se fait, de façon classique, à l'aide d'une vieille connaissance, un 74HCT138, IC12.

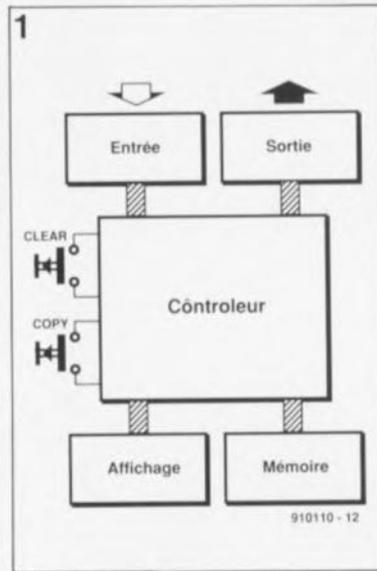


Figure 1. Pour une fois, le synoptique rend bien la simplicité réelle de cette réalisation.

La gestion de la RAM est elle, d'un point de vue technique, plus intéressante. Un microcontrôleur à 8 bits ne peut, en effet, adresser directement que 64 Koctets. Pour lui permettre de gérer 4 Moctets il "suffit" de lui associer un rien de circuiterie logique, 2 bascules et 4 portes NAND, le tout bien évidemment "assaisonné" d'un minimum de logiciel.

Une remarque similaire concerne le rafraîchissement à intervalles réguliers du contenu des RAM, processus indispensable dès lors qu'il s'agit de circuits de RAM dynamique.

Le 8031 ne dispose malheureusement pas d'une possibilité de commande directe de circuits de RAM du type de celle intégrée à même la puce d'un Z80.

Ce microcontrôleur ne possédant pas non plus de compteur de rafraîchissement, il nous a fallu en imaginer une émulation logicielle.

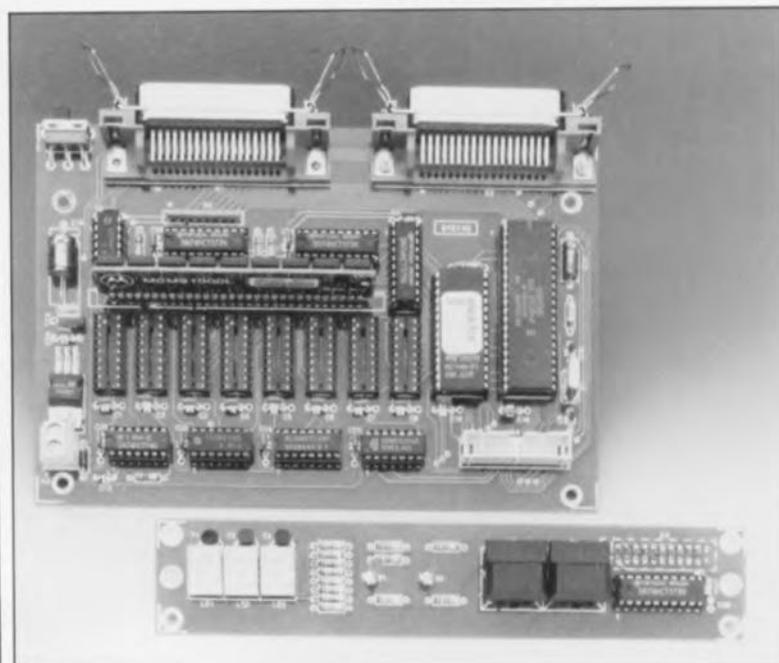
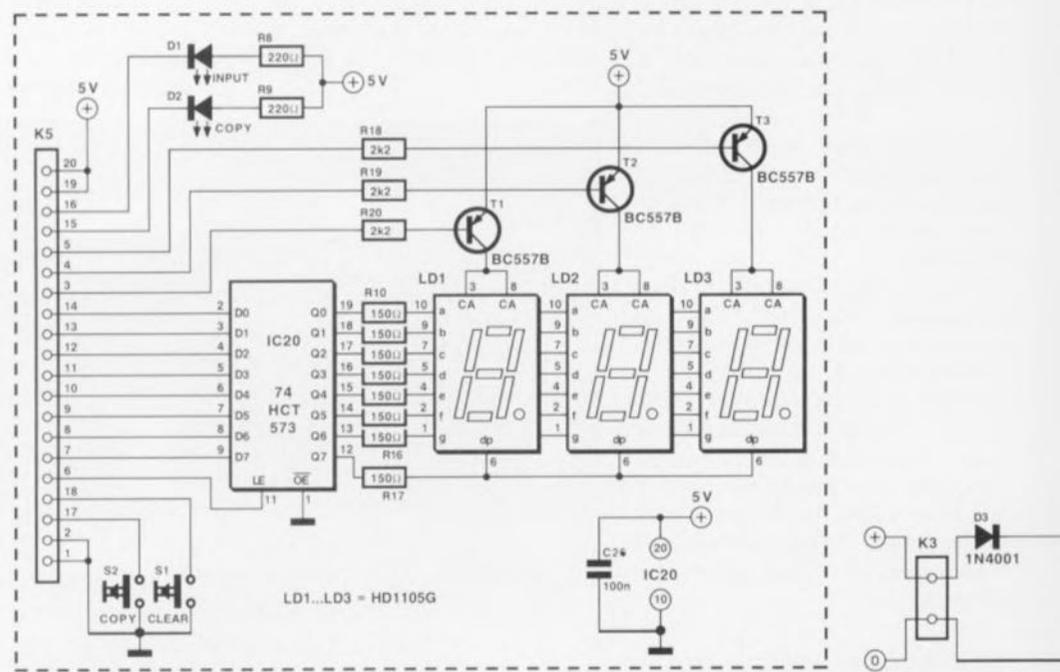
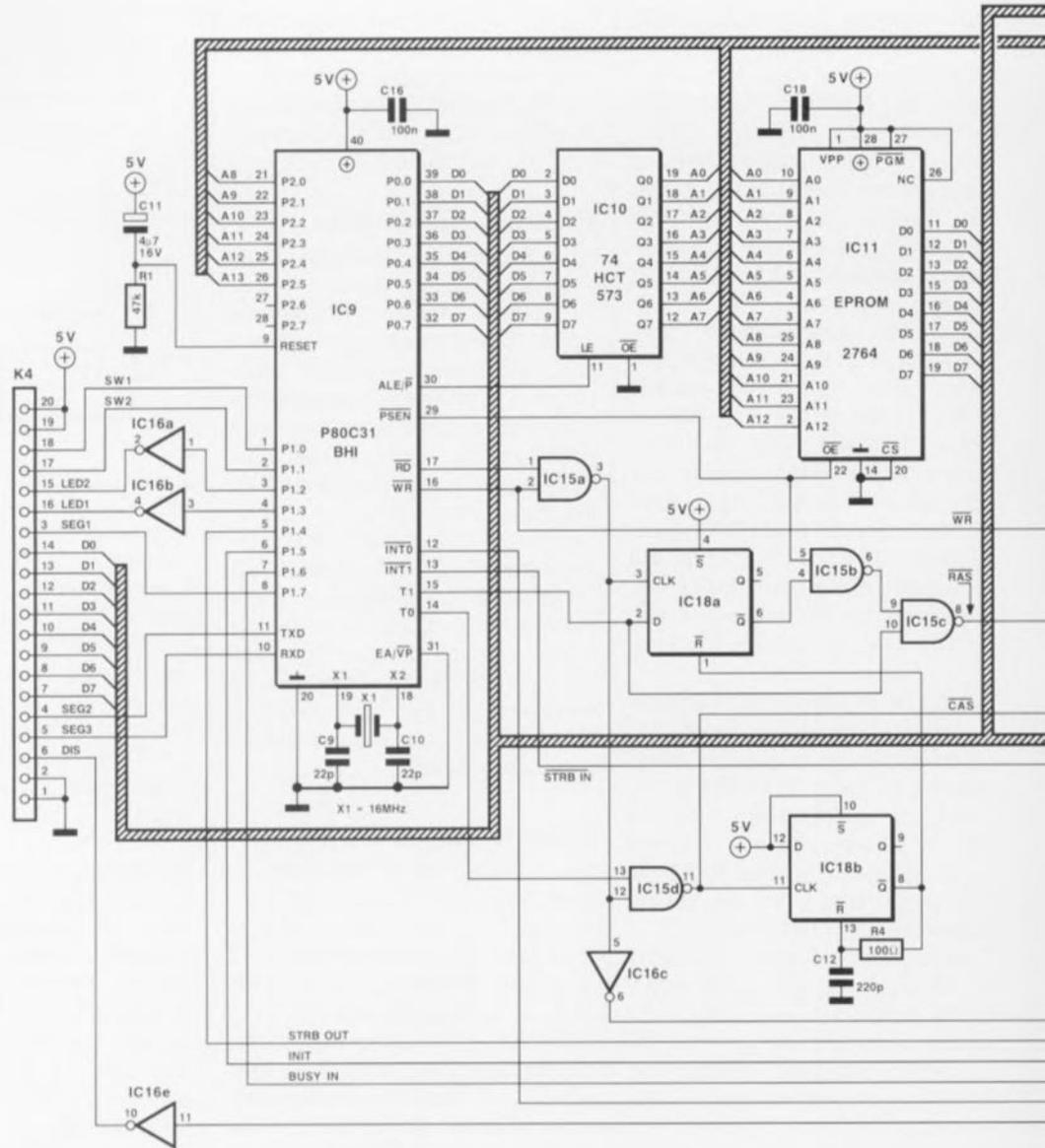


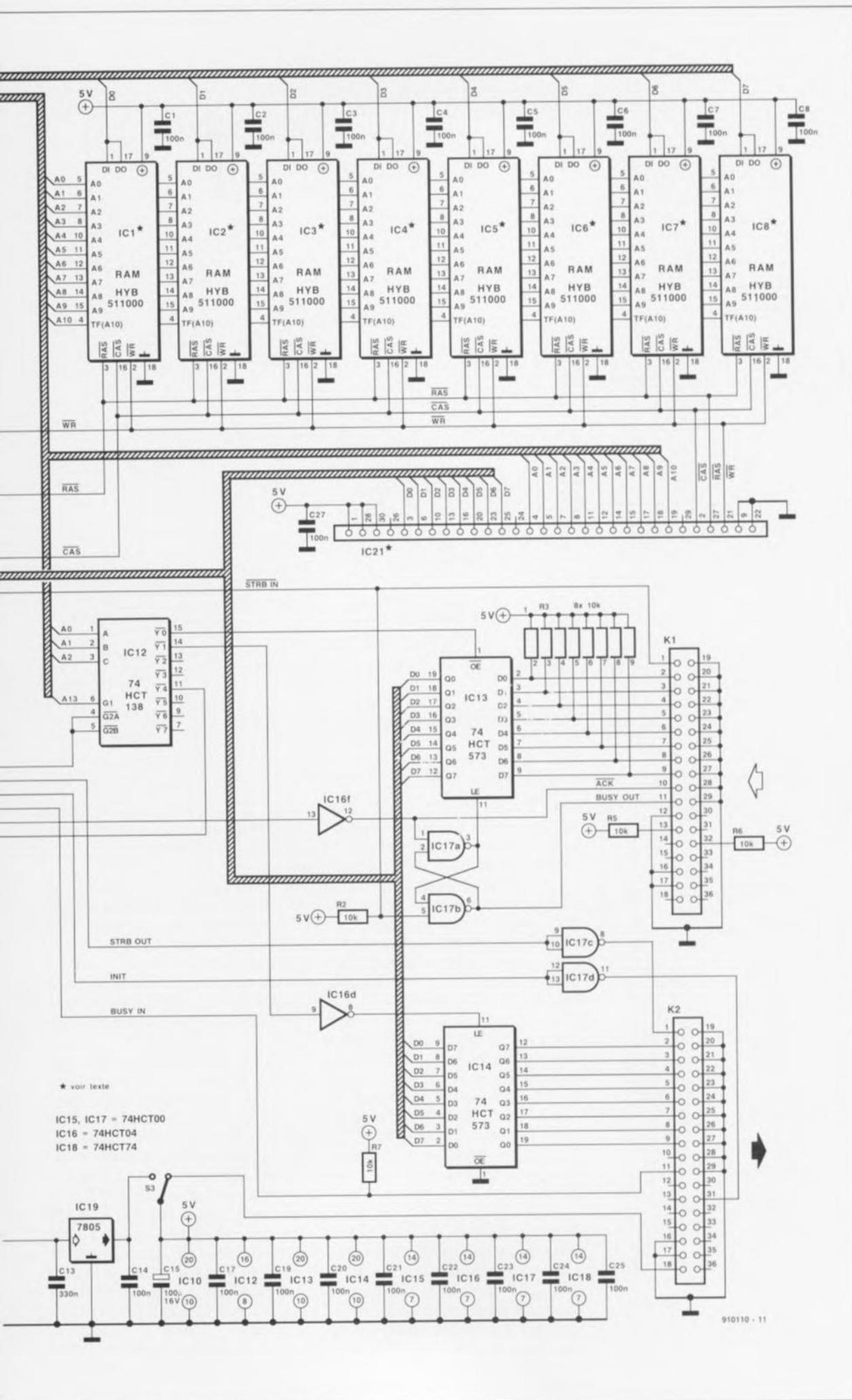
Figure 2. L'électronique du tampon se résume à bien peu de choses: un microcontrôleur, une EPROM, de la RAM et quelques tampons.

2



Liste des composants

- Résistances:
 R1 = 47 kΩ
 R2, R5, R6, R7 = 10 kΩ
 R3 = réseau de résistances 8 x 10 kΩ
 R4 = 100 Ω
 R8, R9 = 220 Ω
 R10 à R17 = 150 Ω
 R18 à R20 = 2kΩ



Condensateurs:
 C1 à C8, C14, C16 à C27 = 100 nF
 C9, C10 = 22 pF
 C11 = 4µF/16 V
 C12 = 220 pF
 C13 = 330 nF
 C15 = 100 µF/16 V radial

Semi-conducteurs:
 D1, D2 = LED 3 mm rouge

D3 = 1N4001
 T1 à T3 = BC557B
 IC1 à IC8** = 8 x DRAM 1 Mb x 1 (HYB511000 de Siemens, ou MB814100 de Fujitsu, par exemple) ou 4 Mb x 1, (en boîtier DIL 18 !!!)
 IC9 = P80C31BH1 (80C32BH1, tel que SAB80C32-P Siemens, par exemple)
 IC10, IC13, IC14, IC20 = 74HCT573
 IC11 = 2764 (EPROM programmée ESS604)
 IC12 = 74HCT138
 IC15, IC17 = 74HCT00
 IC16 = 74HCT04
 IC18 = 74HCT74
 IC19 = 7805
 IC21** = module 1 M x 8 ou 1 M x 9 ou 4 M x 8 ou 4 M x 9 SIPP ou SIMM avec socle de montage le cas échéant
 ** implanter soit IC1 à IC8, soit IC21...

Divers:
 K1, K2 = connecteur Centronics femelle encartable à 36 contacts coudés
 K4, K5 = embase mâle à 2 x 10 contacts (HE10)
 K3 = bornier encartable double au pas de 5 mm
 LD1 à LD3 = HD1105G (Siemens) ou TDS3150 (Telefunken)
 S1, S2 = touche Digitast à capuchon large
 S3 = inverseur à glissière encartable, 1 circuit/2 positions à contacts coudés
 X1 = quartz 16 MHz
 morceau de câble plat à 20 conducteurs avec 2 connecteurs

* voir texte
 IC15, IC17 = 74HCT00
 IC16 = 74HCT04
 IC18 = 74HCT74

3

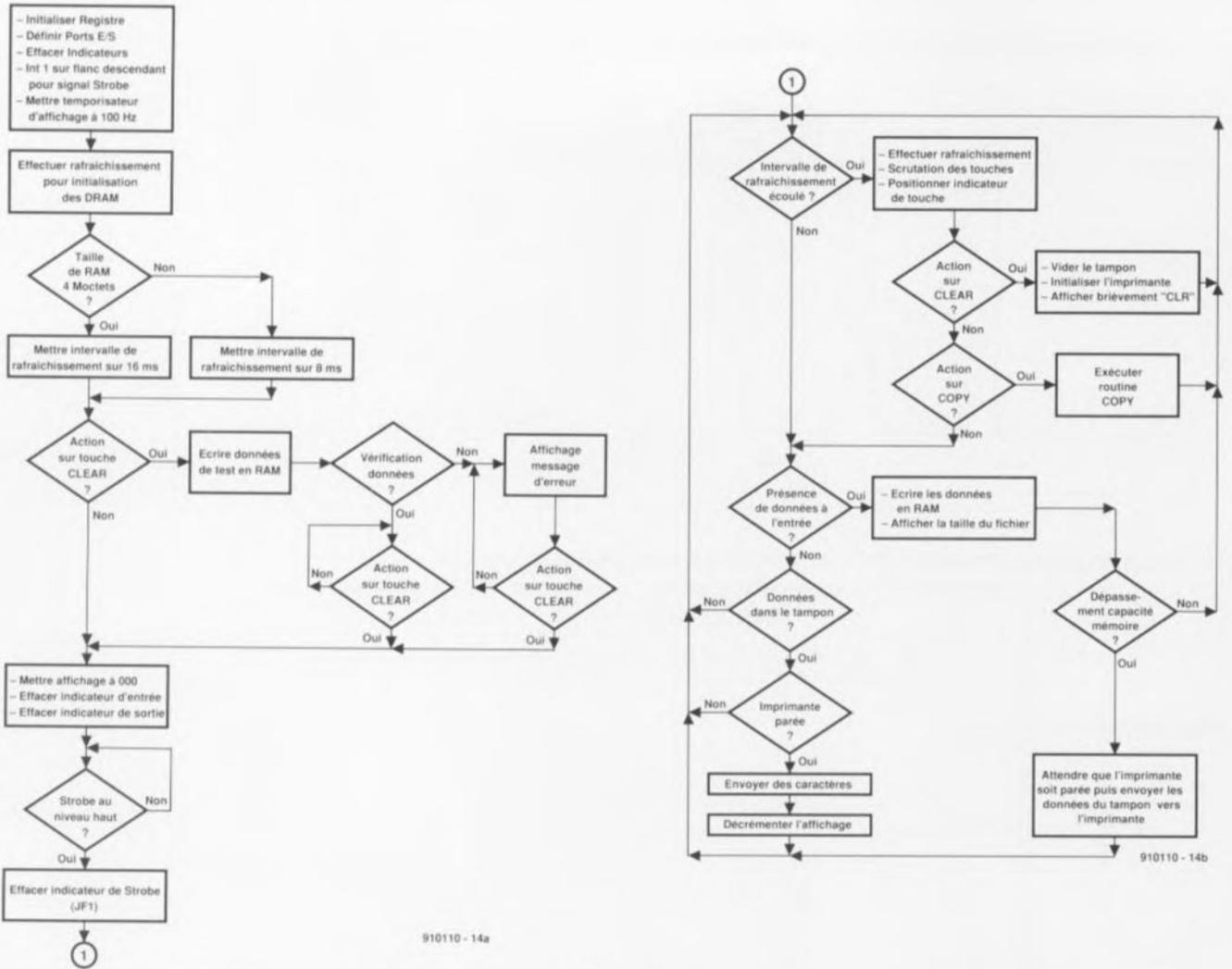
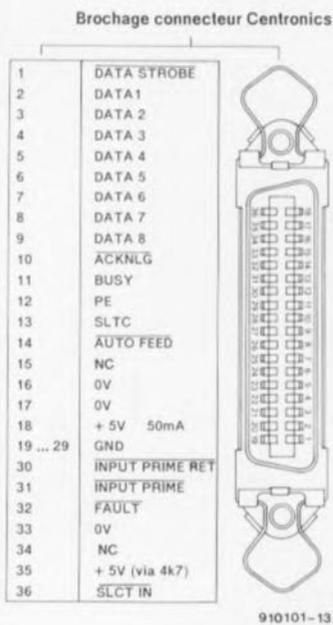


Figure 3. Ces 2 ordigrammes permettent de se faire une meilleure idée sur la "logique" suivie par le logiciel. La fin de l'ordigramme a va au début de l'ordigramme b.

Figure 4. Brochage du connecteur Centronics standard. En dépit de ce que peuvent dire leurs notices, il arrive que certaines imprimantes aient un brochage légèrement différent. Bien souvent cela concerne très précisément la ligne + 5 V.

4



Une boucle de comptage pour 512/1024 cycles de rafraîchissement prendrait beaucoup de temps. Nous avons donc choisi d'utiliser, en vue de réduire la durée de rafraîchissement au strict minimum, la capacité de gestion de mémoire de programme externe du microcontrôleur. Comme la ligne PSEN du 8031 devient active 2 fois au cours de chaque cycle (16 MHz/12 = 750 ns), nous allons pouvoir nous en servir pour générer un signal de RAS (**Row Address Strobe** = signal d'échantillonnage d'adresse de rangée) pour les RAM. Sachant qu'à l'instant en question les adresses sont également présentes sur les lignes, il ne reste plus qu'à faire en sorte que les bonnes adresses arrivent aux DRAM.

Pour ce faire le microcontrôleur saute à une routine de programme présente à partir de l'adresse 1000_{HEX}. À partir de la dite adresse on trouve 512 instructions à 2 octets sans fonction directe chargées de faire en sorte que le microcontrôleur incrémente les lignes d'adresses A0 à A9. Ce type de rafraîchissement a

reçu la dénomination de *RAS-Only-Refresh* (c'est uniquement pour que vous le sachiez le jour où...).

La commande des fonctions de lecture/écriture des RAM se fait par l'intermédiaire de la ligne WR (**Write** = écriture) du microcontrôleur.

Pour effectuer l'adressage des DRAM il faut donner, dans l'ordre, les adresses des colonnes puis celles des rangées.

Pour ce faire, on commence par mettre la ligne au niveau logique haut par l'intermédiaire de la fonction RAS-Enable (validation de RAS, broche 15) du microcontrôleur.

On place ensuite l'adresse de rangée sur le bus de données à l'aide d'une instruction MOVX.

Simultanément on active la ligne WR du microcontrôleur, ce qui a pour conséquence de faire passer la sortie de la bascule IC18a (broche 6) au niveau bas. Ce signal arrive, via les 2 portes NAND IC15b et IC15c, aux lignes RAS des circuits de mémoire dynamique (DRAM). C'est ainsi que se fait le transfert des adresses de rangée aux DRAM.

Il ne nous manque plus que l'adresse de colonne. On fait, pour cela, passer la ligne au niveau logique haut à l'aide de la fonction CAS-Enable du microcontrôleur (broche 14). On place ensuite l'adresse de colonne sur le bus de données à l'aide d'une instruction MOVX.

Simultanément on procède à nouveau à une activation de la ligne WR de contrôleur; le signal est inversé par la seconde porte NAND et arrive aux entrées CAS des DRAM. Voilà comment se fait la transmission de l'adresse de colonne aux DRAM.

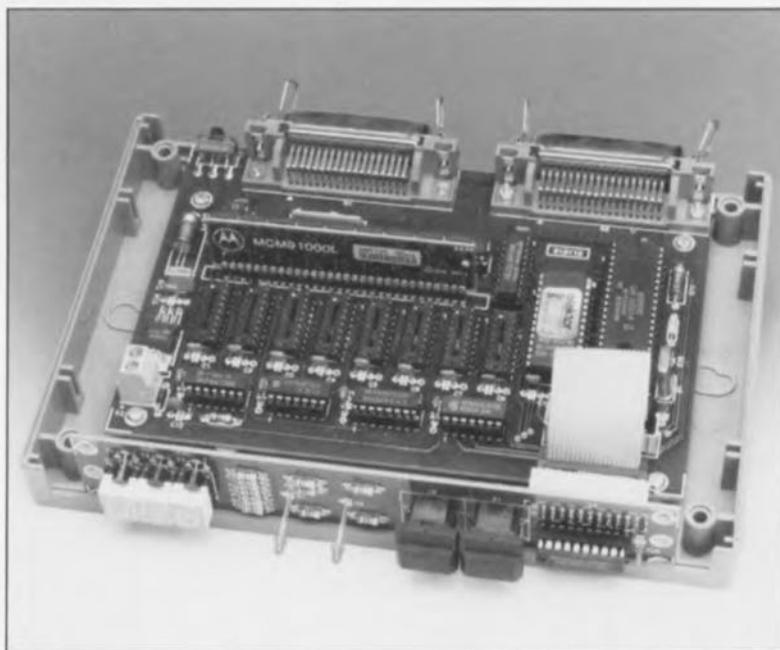
La sortie de la seconde bascule étant positionnée lors du flanc montant du signal WR, elle efface la première bascule et remet à zéro la ligne RAS. Un réseau RC produit une remise à zéro de la seconde bascule très peu de temps après. Il est possible maintenant au microcontrôleur de lire des données en RAM ou de les y écrire.

L'électronique placée à l'entrée Centronics mérite, elle aussi, une mention rapide. De manière à permettre au tampon de réagir avec une vitesse suffisante aux données en provenance de l'ordinateur, nous avons réalisé un circuit de bascule qui envoie immédiatement un signal BUSY (= occupé) dès la réception du signal STROBE. Simultanément on procède à un stockage des données dans un verrou. Cette solution a l'avantage de rendre impossible une perte quelconque de donnée en cas de transmission rapide de données en provenance de l'ordinateur.

L'alimentation du tampon peut se faire, soit directement par l'intermédiaire de l'imprimante, si tant est que celle-ci soit en mesure de fournir la tension nécessaire par l'intermédiaire de son connecteur Centronics, soit par une alimentation externe. Le choix de l'une de ces 2 solutions se fait par la mise de l'inverseur S3 dans la position correspondante. Si l'on utilise des composants (circuits intégrés) CMOS, la consommation est comprise entre 150 et 200 mA, en fonction de la RAM utilisée.

Le logiciel

Dès l'application de la tension d'alimentation, le "progiciel" s'assure automatiquement de la taille de la mémoire disponible et visualise brièvement, sous la forme d'une valeur clignotante, le résultat de cet examen sur l'affichage à 3 afficheurs à 7 segments à LED du tampon: **1.00**



dans le cas d'une mémoire de 1 Moctet, **4.00** pour 4 Moctets. Ce test se fait aléatoirement en différents endroits de la mémoire et ne constitue pas une garantie de bon fonctionnement de chacun des 8 388 608 (ou 9 437 184) bits de la première version, ou des 33 554 432 (ou 37 748 736) bits de la seconde; il sert uniquement à indiquer la taille de la mémoire disponible. L'affichage revient ensuite automatiquement à **000**; le tampon fait passer brièvement la ligne INIT de l'imprimante au niveau logique bas de manière à en effectuer une initialisation fiable.

On procède ensuite à un examen de l'état de la ligne Strobe de l'ordinateur. Le progiciel du tampon attend patiemment que la ligne Strobe présente un niveau haut avant de faire passer le tampon en réception. Cette solution permet de se mettre à l'abri de la génération de données erronées aléatoires au cas où l'on mettrait l'ordinateur en fonction après le tampon.

Le test de RAM

Si l'on veut effectuer un test de la mémoire, bit par bit, il faut maintenir enfoncée la touche CLEAR lors de la mise en fonction du tampon. L'affichage se met alors à compter, en l'absence d'erreur jusqu'à **1.04** (1 048 576 octets) pour la version 1 Moctet et jusqu'à **4.19** (4 194 304 octets) pour la version à 4 Moctets. Il faut prévoir un peu plus d'une minute par mégaoctet. Un peu de patience donc...

Si en cours de test le programme localise un emplacement de mémoire défectueux, le comptage s'arrête et le message Err (**Error** = erreur) apparaît à l'affichage. Une

action sur la touche CLEAR permet à tout moment une interruption instantanée du processus de test.

La construction

Avant de vous lancer dans la mise en place des composants sur la platine, dont le dessin de la sérigraphie de l'implantation des composants est représenté en **figure 5**, il faudra séparer la platine de l'affichage de la platine principale.

Sur cette platine allongée prennent place les afficheurs, les LED et les organes de commande. La platine de l'affichage dotée de ses composants prend place derrière la face avant du boîtier. Il faudra monter les afficheurs sur un support pour faire en sorte qu'ils se trouvent dans le même plan que les touches Digitast, S1 et S2.

Voici maintenant l'aspect intéressant de cette réalisation: le choix de son type de mémoire et de la taille de celle-ci. Attention, il s'agit de choix exclusifs: c'est soit l'un, soit l'autre...

La **version A** fait appel à l'utilisation d'un module SIMM de 1 ou 4 Moctets, organisé en 8 ou 8 bits + 1 (parité, version la plus courante). Les modules SIMM nécessitent l'utilisation d'un support spécialement conçu à cet effet (voir **figure 6**).

La **version B** utilise un module SIPP - de 1 ou 4 Moctets lui aussi, organisé à nouveau en 8 ou 8 bits + 1. De par les broches qu'il comporte, ce module peut s'enficher directement dans une barrette à 30 orifices "tulipe" au pas de 2,54 mm. Tout dépend donc de votre source d'approvisionnement.

La **version C** fait elle appel à

5

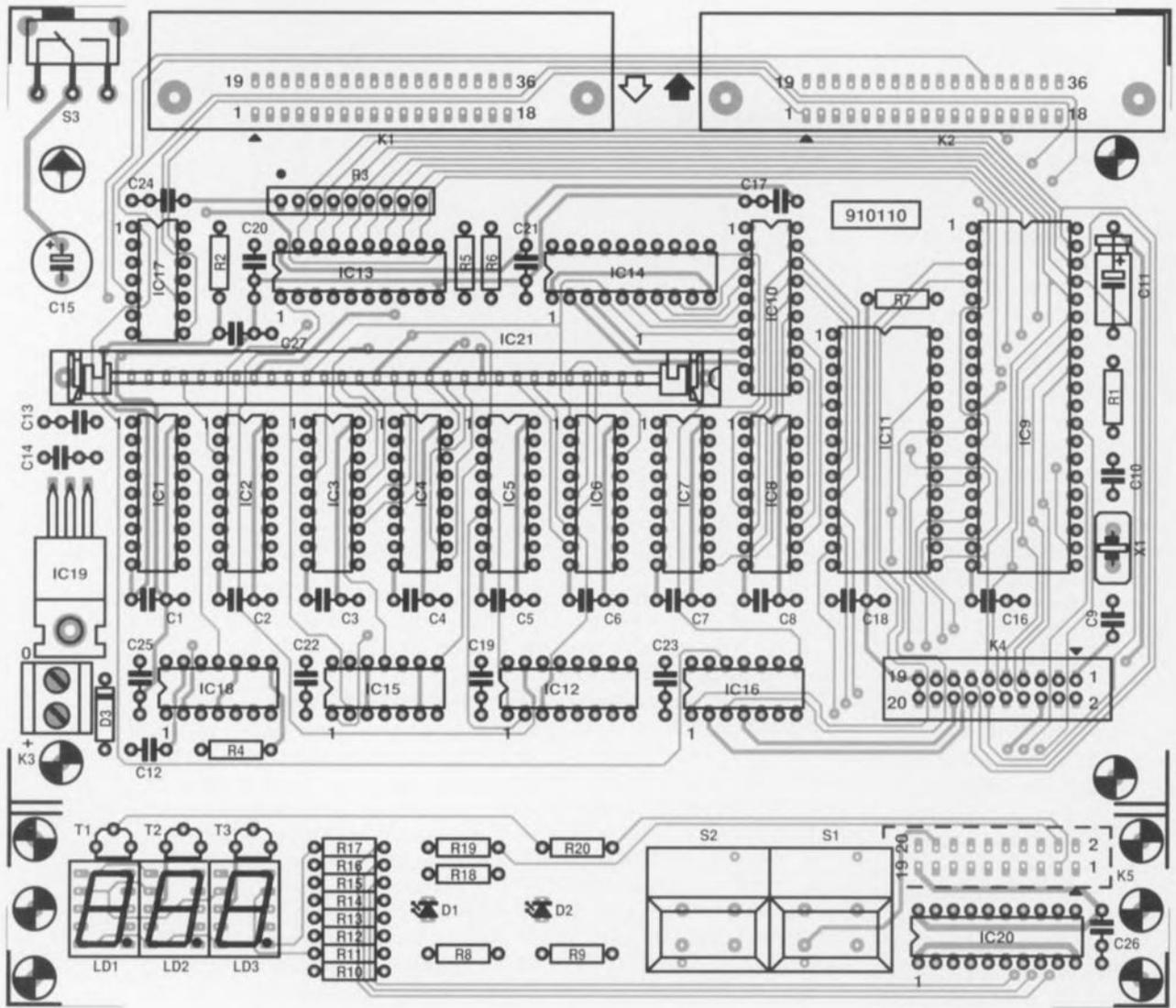


Figure 5. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants. Le connecteur K5 prend place côté pistes de la platine de l'affichage.

8 boîtiers DIL de mémoire distincts, de 1 ou 4 Mbits. On a dans ce cas-là 8 circuits intégrés à 18 broches, attention on ne peut rien faire des versions ZIP20 ou LCC-20/26 de ces composants.

S'il n'y a guère de problème à se procurer ce type de composant en version 1 Mbit, il n'en va pas de même en ce qui concerne la version 4 Mbits, la majorité des fabricants ayant brutalement décidé d'en cesser la production suite à un engorgement massif des lignes de distribution, embouteillage dû à une demande bien trop faible. Tout le monde s'est rué sur les modules... En ce qui concerne le 4 Mbit, il reste bien le MT4C1004 de Micron.

Figure 6. C'est fou ce que l'on peut mettre sur une platine de 10 cm de long et de 22 mm de haut!!! Un module SIMM de 4 Moctets (Samsung) dans toute sa splendeur.

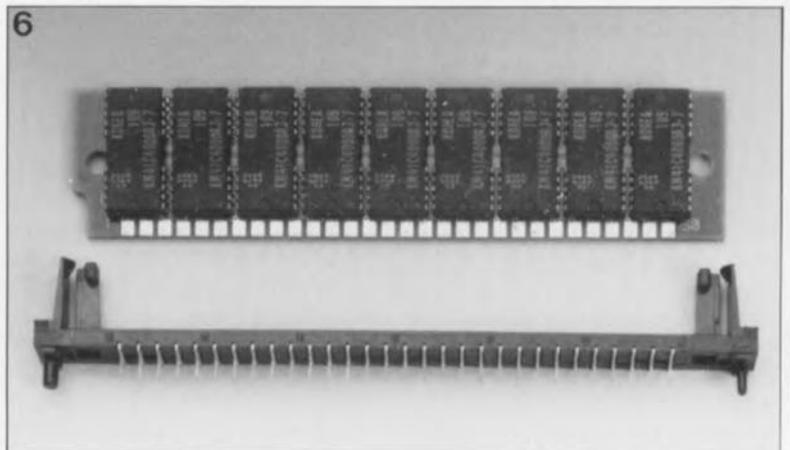
En conclusion, si vous voulez vous simplifier la vie, achetez des modules, si vous voulez faire des économies, tentez les DIL (ou DIP) de 1 Mbit, mais pas ceux de 4 Mbits, à moins d'avoir un revendeur débrouillard dans vos relations, car en dépit de tous nos coups de téléphone, nous n'avons pas réussi à

mettre la main sur le "dahu" en question.

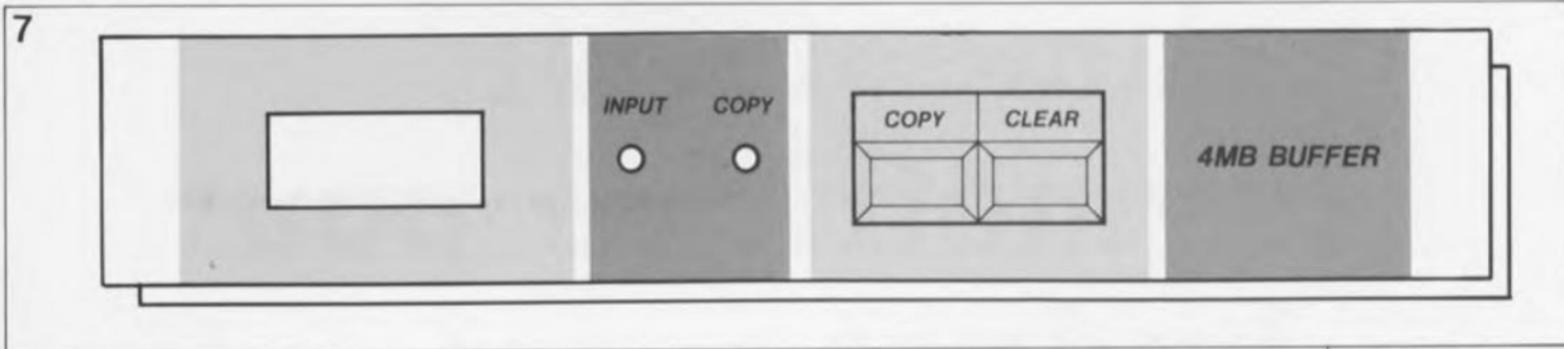
Notons qu'il ne saurait être question d'implanter simultanément un module SIMM ou SIPP de 1 Moctet avec 8 circuits DIL de 1 Mbit pour avoir 2 Moctets. Le tampon pour imprimante fonctionnerait sans doute, mais se comporterait comme s'il n'avait qu'1 Moctet. De l'argent fichu par la fenêtre donc.

Mode d'emploi

Avant de pouvoir tester le bon fonctionnement du tampon pour imprimante il faut disposer d'un câble de liaison additionnel, doté d'un connecteur Centronics mâle à chacune de ses extrémités. Le câble reliant à l'origine l'ordinateur vers l'imprimante est maintenant placé entre l'ordinateur et connecteur K1 du tampon, le câble additionnel évoqué plus haut reliant lui le



6



connecteur de sortie K2 du tampon à l'imprimante.

Il n'est pas nécessaire de prévoir de manuel de l'utilisateur pour cette réalisation. Il suffit d'envoyer un fichier quelconque vers le port Centronics (l'imprimante) comme on le ferait en l'absence de tampon. Le tampon détecte les données en cours d'émission, les stocke et fait apparaître sur son affichage à 3 chiffres la taille du fichier exprimée en Koctets. Simultanément le tampon commence la transmission du fichier vers l'imprimante... à condition bien évidem-

ment que l'imprimante soit en ligne...

La touche **CLEAR** permet, vous vous en seriez douté, d'effacer le contenu du tampon. Elle remplit aussi une seconde fonction décrite ci-après (après une action sur **COPY**).

La touche **COPY** sert à envoyer une nouvelle fois vers l'imprimante les données du fichier stocké dans le tampon.

Une brève action sur la touche **CLEAR** suffit alors pour interrompre la transmission des données du tampon vers l'imprimante. Une

action sur la touche **COPY** permet de reprendre l'émission là où elle avait été interrompue.

Une double action sur la touche **CLEAR** entraîne l'effacement du contenu de l'imprimante et la réinitialisation de l'imprimante.

Vous voici enfin propriétaire d'un auxiliaire de travail dont le rapport utilité/prix est, n'ayons pas peur des mots, inégalé. Nous ne serions pas étonnés que vous utilisiez le temps ainsi gagné pour d'autres applications très intéressantes: la mise au point d'une autre réalisation d'Elektor par exemple. ■

Figure 7. Exemple de dessin de face avant pour le tampon pour imprimante. On la trouve auprès des adresses habituelles.

Tampon pour imprimante 1 ou 4 Moctets

Elektor n°161, novembre 1991, page 46

Le tampon pour imprimante connaît le succès auquel nous nous attendions. Qui dit succès sous-entend presque inévitablement problèmes. Il semblerait que la première version de l'ESS 6044 ait quelques déconvenues avec les ordinateurs à base de 80486 nous disent plusieurs lecteurs. Nous n'en avons pas détecté avec des systèmes à autres μ P. Si donc vous rencontrez un problème avec votre tampon pour imprimante, qu'il soit relié à un 486 ou non, et que vous pensez avec un bon pourcentage de certitude que cela puisse être dû à l'EPROM, renvoyez-la sous enveloppe à PUBLITRONIC avec une enveloppe affranchie au port convenable pour le retour et nous vous la ferons reprogrammer dans les plus brefs délais.

LE TORT

tampon pour imprimante

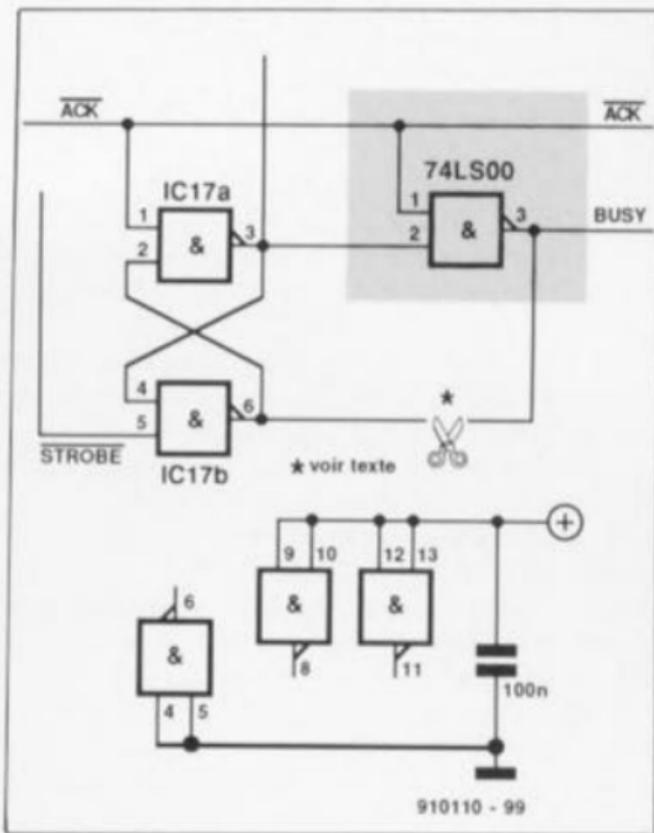
Elektor n°161, page 46...

Le tampon pour imprimante respecte le standard Centronics. Ceci peut se traduire par des problèmes avec certains logiciels et plus encore avec certains ordinateurs rapides qui ne traitent pas le signal ACK (knowledge). Le protocole Epson ne pose pas de problème au contraire. Une petite modification matérielle permet de supprimer ce petit problème de compatibilité (d'humeur).

La solution consiste à faire appel à une porte d'un 74LS00 additionnel que l'on connecte comme l'illustre le schéma joint. N'oubliez pas de mettre les broches des portes inutilisées aux potentiels prévus.

Il est apparu en outre qu'une nouvelle génération de barrettes de 1 Moctets, celle qui ne comporte que 3 puces, connaît une chronologie de rafraichissement différente de celle utilisée pour les modules à 8 ou 9 chips. Le logiciel de l'EPROM a été modifié, version 2.6, pour tenir compte de ces nouvelles données. Le tampon pour imprimante doit fonctionner avec n'importe quel type de barrette (connu aujourd'hui, car nous ne prétendons pas être en mesure de présager l'avenir).

Le boîtier représenté sur les photos est un boîtier OKW du type 9414113, ceci juste pour répondre à quelques questions.



CHIP SELECT

CA3262A/72

quadruple opérateur de puissance

Les CA3262A et CA3272 contiennent 4 commutateurs de puissance avec les opérateurs d'interface entre une logique à bas niveau et des charges résistives et inductives telles que bobines, relais, moteurs en alternatif et en continu, appareils de chauffage, afficheurs à lampes à incandescence ou à tubes à vide fluorescents.

Le circuit CA3262A de 4 opérateurs inverseurs de puissance peut commuter un courant de charge de 700 mA sans faux changements d'état à la sortie. Chacune des sorties est protégée par limitation de la surintensité et de l'élévation de température.

Si une charge est court-circuitée, les 3 autres sorties fonctionnent normalement, à moins que ne soit dépassée leur température maximale de jonction (typiquement +155°C). Les sorties ne changent pas d'état (n'oscillent pas) quand elles se trouvent en mode de limitation de courant.

Capable de commuter un courant de charge de 400 mA sans faux changement d'état à la sortie, le circuit CA3272 de 4 opérateurs inverseurs de puissance possède une sortie d'alerte en mode de défaut. Le fanion d'alerte, lorsqu'un défaut se produit, indique qu'il y a au moins un canal en état de fermeture thermique, les autres canaux continuant à fonctionner normalement. Le CA3272 possède un adressage séquentiel pour identifier le canal fermé.

Les principales spécifications des CA3262A et CA3272 comprennent un courant de sortie d'au moins 40 μ A en cas de défaut; une ferme-

ture si la température de jonction dépasse la valeur typique de 155°C; un courant de fuite n'excédant pas 100 μ A par sortie; une tension de sortie maintenue à 40 V minimum; une consommation maximale de 70 mA avec toutes les sorties actives, et de seulement 10 mA lorsque toutes les sorties sont inactives.

Ces circuits se caractérisent par des limitations de surintensité et d'élévation de température indépendantes pour chaque sortie; par des sorties capables de commuter des courants de charge de 700 mA (CA3262A) ou 400 mA (CA3272) sans faux changements d'état des autres sorties; par des entrées compatibles avec les logiques TTL ou CMOS 5 V; par leur aptitude à commuter des charges résistives ou inductives; et par un mise sous boîtier de puissance assurant une excellente dissipation de la chaleur. Harris Semiconductor fournit depuis longtemps et en grandes quantités des circuits de 4 opérateurs à l'industrie automobile.

On trouve dans cette famille les types CA3242, CA3252, CA3262 et CA3272. Tous ces types, sauf le CA3272, comportent des diodes dans les sorties pour protéger le circuit intégré contre les surtensions résultant de la commutation de charges inductives.

Les CA3262A et CA3272 constituent des exemples de l'accent que met Harris sur le développement de circuits intégrés standard pour une gamme étendue d'applications d'interfaces de puissance. Les 2 autres domaines-clé de Harris pour des applications de puissance intelligente sont les commandes de mouvements et les alimentations.

La puissance intelligente est une activité-clé pour le dynamisme de Harris Semiconductor. Pionnier des circuits semi-spécifiques de puissance intelligente à base de cellules, développés sur le système de conception Fastrack, Harris offre des services de conception à la demande aussi bien que des produits de puissance standard. Les produits Harris de puissance intelligente sont fabriqués selon plusieurs procédés BiCMOS de puissance optimisés pour les exigences des applications visées.

Harris Semiconductor
2-4 Avenue de l'Europe
78140 Vélizy
tél.: (1).34.65.40.44

TMS370

famille de microcontrôleurs

Texas Instruments a enrichi sa famille TMS 370 de microcontrôleurs 8 bits de 6 nouveaux produits. 4 d'entre eux offrent les nouveautés suivantes:

- 1) intégration de mémoire EPROM et de mémoire EEPROM sur le même circuit,
- 2) boîtier plastique de faible coût,
- 3) Texas Instruments a été le premier, en 1988, à associer de l'EPROM et de l'EEPROM sur le même microcontrôleur. Les nouveaux microcontrôleurs programmables sur site (FPM) offrent aux concepteurs d'applications à volumes faibles ou moyens des performances et des caractéristiques jusqu'à présent réservées aux applications de gros volume utilisant des microcontrôleurs masqués. Texas Instruments introduit également le CDT370 (Compact Development Tool) un outil de développement économique destiné à mettre en oeuvre une solution de développement complète. Pour moins de 2 000

dollars, le CDT370 offre un émulateur temps réel, un assembleur avec éditeur de liens et un programme de mise au point. Le CDT370 permet aussi à ses utilisateurs de programmer les circuits FPM.

La famille TMS370 comprend aujourd'hui 4 groupes de produits distincts, chacun d'eux incluant l'un des nouveaux microcontrôleurs programmables sur site. Elle contient des circuits masqués, des circuits sans mémoire ROM et des composants programmable.

Texas Instruments a fabriqué de nombreux circuits personnalisés dérivés de ses composants TMS370 à la demande de clients dont les applications étaient spécifiques.

Le concept "FPM" apporte une souplesse considérable au niveau de la fabrication, en éliminant les coûts et les délais des opérations de masquage ainsi que le problème des quantités minimales de production. On utilise de plus en plus de la mémoire EEPROM pour pouvoir procéder à des modifications in-situ de l'étalonnage ou des paramètres de configuration, ou encore pour assurer la sauvegarde des données en cas de coupure d'alimentation. La mémoire EEPROM intégrée sur un circuit permet à l'utilisateur final de modifier le logiciel stocké dans cette mémoire, puisque l'EEPROM fait partie de la table d'adressage exécutable du microcontrôleur.

La promotion des FPM débutera en octobre et novembre par des séminaires techniques organisés par les 2 distributeurs spécialisés dans ce programme: ALMEX et A2M.

Texas Instruments France
BP 67
78141 Vélizy-Villacoublay Cedex
tél.: (1).30.70.10.10

alimentation symétrique pour budget serré

de 0 à 28 V et de 0 à 2,3 A, pour moins de 3 "Montesquieu"

Caractéristiques techniques:

Tension: de 0 à 28 V
Courant: de 0 à 2,3A
Polarité: positive & négative
Symétrie totale des 2 tensions par la
présence d'un unique organe de
réglage



S'il existe un appareil dont se doit de disposer tout amateur d'électronique, c'est bien d'une alimentation de laboratoire. Bien qu'il ne se passe pas 6 mois entre 2 projets d'alimentation nous n'avons pas l'impression, chez Elektor, d'avoir épuisé le sujet, sachant que les exigences posées à une alimentation varient d'un lecteur à l'autre et d'une génération de lecteurs à la suivante: la relève "sortant d'Elex" arrive...

La caractéristique principale de cette alimentation est son coût très abordable, ce qui explique que nous ayons opté pour une absence remarquable de dispositifs de commande plus portés sur le confort que sur une utilité réelle.

Après les puissances "brutes" des projets de l'an dernier (**alimentation de laboratoire 400 W, alimentation 10 A**, -à ne pas exiger en permanence bien entendu dans le cas de la première, vous n'écoutez pas non plus votre chaîne à pleine puissance pendant plusieurs jours) il est temps de penser à nouveau à une alimentation aux caractéristiques (techniques et financières) plus abordables: une alimentation se situant dans la plage la plus populaire pour ce type d'appareils: tension pouvant approcher 30 V environ et courant compris entre 2 et 3 A.

Le tableau des caractéristiques tech-

niques résume tout ce qu'il y a d'important à dire de ce montage. Le qualificatif "pour budget serré" attribué à cette alimentation indique clairement que nous avons fait de notre mieux pour contrôler son prix, encore que nous n'ayons qu'une influence très limitée sur les prix pratiqués en fin de chaîne de distribution. Le terme "budget" n'implique pas impérativement les notions de prix de revient "bon marché", d'absence de confort et de spécifications techniques "douteuses".

On a beau faire, lors de la réalisation d'une alimentation, le transformateur et les condensateurs de filtrage

croquent une part non négligeable de l'enveloppe budgétaire mise à la disposition de ce montage. Nous avons cependant veillé à éviter les dépenses somptuaires pour des extras inutiles: le but visé par le cahier des charges était l'obtention de bonnes caractéristiques tout en faisant appel à des composants peu coûteux.

Le synoptique de la **figure 1** représente en fait, une sorte de schéma électronique dépouillé, destiné à nous permettre de décrire le principe de fonctionnement de cette nouvelle alimentation.

Le coeur de ce montage est le régulateur de tension positif constitué par l'amplificateur opérationnel

IC3a associé aux transistors T4 à T6. On se trouve en présence d'un circuit classique. La tension de sortie est appliquée, au travers d'un diviseur de tension, à l'entrée inverseuse (-) de l'amplificateur opérationnel.

Ce composant compare la tension présente à son entrée inverseuse avec celle, réglable à l'aide du potentiomètre P6, appliquée à l'entrée non-inverseuse (+), et, en fonction du résultat de cette opération, régule, par l'intermédiaire du transistor de commande (*driver*) T4, le(s) transistor(s) de puissance de manière à ce que la tension de sortie garde la valeur requise.

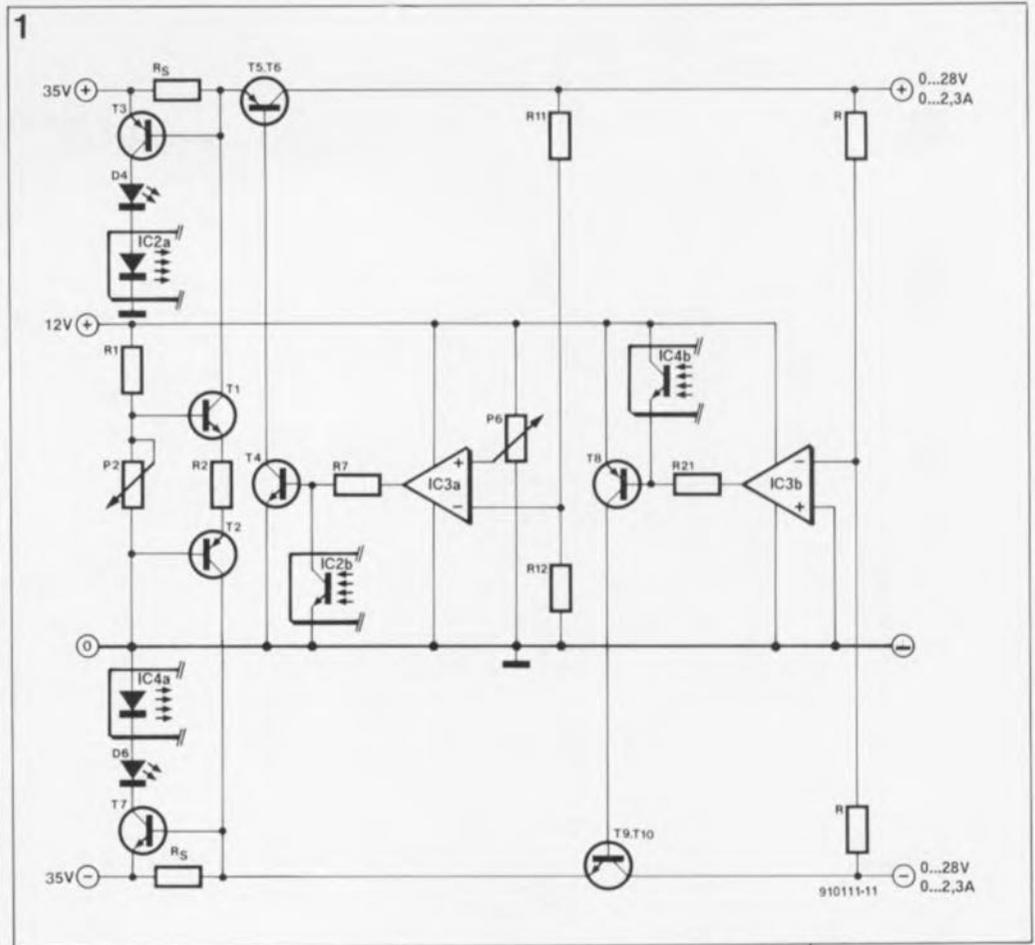
La mise en parallèle du phototransistor de l'opto-coupleur avec la jonction base-émetteur de T4 est elle, moins classique. Ce composant fait partie du dispositif de limitation de courant. Dès que la limitation de courant entre en fonction, le phototransistor devient conducteur. On draine ainsi une part nécessaire et suffisante du courant de base de T4 de manière à ce que les transistors T5 et T6 sont incapables de fournir un courant supérieur au courant maximal admissible. Pour ce faire, le dispositif de limitation de courant mesure le courant circulant dans les 2 lignes d'alimentation en s'aidant des résistances R_s .

Pour la partie positive de l'alimentation, c'est le transistor T3 qui surveille la tension aux bornes de la résistance R_s concernée. Lorsque la tension atteint une valeur suffisante pour amener le transistor T3 en conduction, la LED de visualisation D4 s'illumine; il en va de même pour la LED intégrée dans l'opto-coupleur.

L'illumination de cette dernière produit l'entrée en conduction du phototransistor, ce qui se traduit par une limitation du courant.

L'intensité du courant à laquelle on désire voir entrer le dispositif de limitation de courant en fonction peut être ajustée par l'intermédiaire de la source de courant centrée sur les transistors T1 et T2. Le courant délimité par le potentiomètre P2 est fourni au dispositif de limitation de courant de la partie positive de l'alimentation par le transistor T1, le transistor T2 remplissant une fonction analogue pour la partie négative de l'alimentation. Les transistors chargés de la surveillance du courant, T3 et T7, sont, de ce fait, en mesure de fournir une certaine tension de pré-polarisation.

On peut ainsi se contenter d'un



courant de sortie moindre pour obtenir l'entrée en fonction de la limitation de courant. Le potentiomètre P2 permet, on le voit, d'ajuster simultanément la limitation de courant des sorties positive et négative. Nous ne nous pencherons pas ici sur le fonctionnement de la limitation de courant de la moitié négative de l'alimentation sachant qu'il est identique à celui du dispositif de la partie positive que nous venons tout juste de décrire.

Le transistor T7 surveille le courant et, via un opto-coupleur, transmet au régulateur de tension le résultat de cette opération. Ce régulateur de tension présente lui aussi une structure identique à celle du régulateur de la moitié positive de l'alimentation. En principe du moins, car comme le prouve l'examen du schéma, le transistor de commande T8 et l'opto-coupleur ne sont pas reliés à la masse, mais au +12 V.

Cette différence s'explique par une caractéristique particulière du régulateur de la partie négative de l'alimentation, à savoir son alimentation par une tension positive. Cette approche nous permet de nous passer d'alimentations auxiliaires, positive et négative. Ceci implique cependant qu'il va nous falloir régler une tension de sortie comprise entre 0 et -28 V à l'aide d'un amplificateur opérationnel travaillant lui avec

des tensions d'entrée et de sortie comprises entre 0 et +12 V. Côté sortie de l'amplificateur opérationnel la solution a consisté à faire travailler le transistor de commande par rapport au +12 V. Côté entrées nous avons fait en sorte que les tensions se trouvent (pratiquement) à zéro volt. L'entrée positive (référence du régulateur) est purement et simplement reliée à la ligne de masse.

L'entrée inverseuse doit faire en sorte que, en s'aidant de la réinjection de la tension de sortie négative, le régulateur reste à zéro volt. Comme cette "contre-réaction" prend la forme de 2 résistances identiques (R) prises entre les sorties positive et négative, le régulateur recherchera une position d'équilibre telle que les tensions de sortie négative et positive soient égales. Il est possible de cette manière d'ajuster à l'aide d'un unique potentiomètre, P6, et la tension de sortie positive et la tension de sortie négative (qui ont ainsi toujours la même valeur absolue).

Le résultat final

En plus de l'adjonction de résistances dans les lignes de base et celle de résistances de compensation de fréquence, nous avons, lors de l'habillage du squelette de la figure 1, poli un certain nombre de

Figure 1. Ce synoptique ne comporte que le strict nécessaire permettant de comprendre le fonctionnement de cette alimentation.

Liste des composants:

Résistances:
R1 = 27 k Ω
R2, R8, R12 = 1 k Ω
R3, R15, R30, R31 = 2k Ω

2

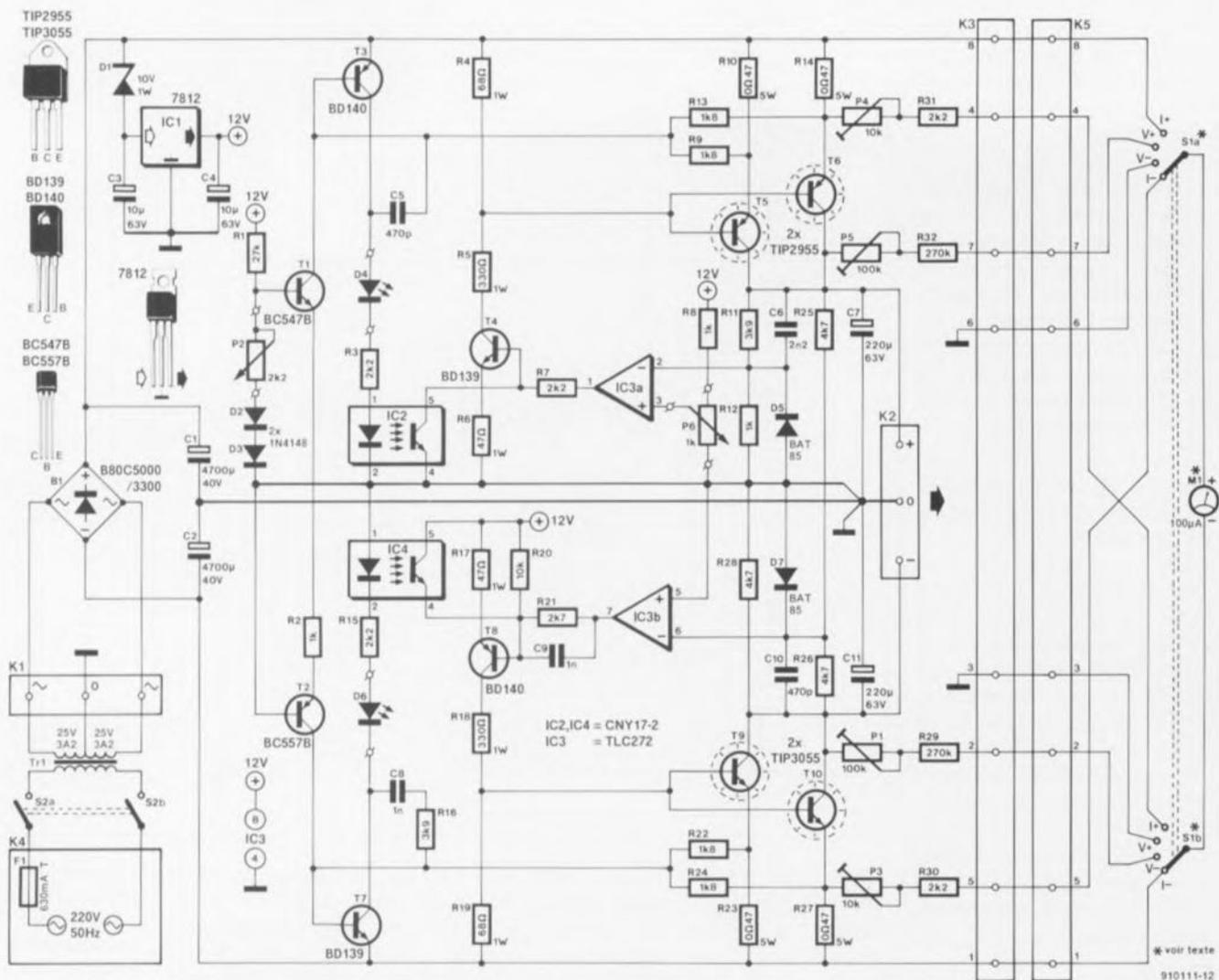


Figure 2. Il faut, pour transformer d'un coup de baguette magique un synoptique en un schéma électronique complet, ajouter un certain nombre de composants.

- R25, R26, R28 = 4kΩ7
- R4, R19 = 68 Ω
- R5, R18 = 330 Ω/1 W
- R6, R17 = 47 Ω/1 W
- R7 = 2kΩ2
- R9, R13, R22, R24 = 1kΩ8
- R10, R14, R23, R27 = 0Ω47/5 W
- R11, R16 = 3kΩ9
- R20 = 10 kΩ
- R21 = 2kΩ7
- R29, R32 = 270 kΩ
- P1, P5 = ajustable 100 kΩ
- P2 = 2kΩ2 lin.
- P3, P4 = ajustable 10 kΩ
- P6 = 1 kΩ lin. (10 tours éventuellement)

détails concernant tous le fonctionnement de cette alimentation dans le dur monde de la pratique.

Le schéma de la **figure 2** montre le résultat de ce passage chez le "tailleur".

Prenons les choses au début, à savoir à l'embase d'application de la tension du secteur. Cette tension entre par l'intermédiaire de l'embase-secteur K4 (à porte-fusible intégré). Elle arrive ensuite, via l'interrupteur marche/arrêt S2, au transformateur Tr1 qui la ramène à une tension alternative double de quelque 25 V nominaux. Après redressement par le pont B1, cette tension subit un lissage par les condensateurs C1 et C2, aux bornes desquels on dispose d'une tension de ±35 V environ.

Pour obtenir la tension auxiliaire de +12 V, nous commençons par abaisser cette tension de base (35 V) de 10 V, par l'utilisation d'une diode zener, D1. La tension d'entrée du régulateur de tension IC1 reste ainsi à l'intérieur des spécifications de ce composant, de sorte que le 7812 peut

fournir sans problèmes la tension de 12 V requise.

À l'examen de l'électronique de la limitation de courant, on constate la prise en série de 2 diodes, D2 et D3, dans la ligne du potentiomètre P2. Leur présence est destinée à éviter que nous n'ayons à sacrifier une partie de la plage de réglage de P2 pour vaincre la tension de seuil de la diode base-émetteur des transistors T1 et T2.

Les 2 étages finaux de l'alimentation sont constitués, en pratique, par une paire de transistors montés en parallèle, T5/T6 et T9/T10.

Il aurait fort bien été possible, à strictement parler, de se contenter d'un seul exemplaire des transistors indiqués. Dans le pire des cas (tension de sortie minimale, courant de sortie maximal) nous serions restés juste en-deçà de la limite de second effondrement (*second breakdown*) des transistors.

La plage d'évolution disponible aurait cependant été très limitée et sachant qu'il faut de toutes façons

dissiper la chaleur produite par les quelques 80 watts...

Nous restons, en faisant appel à 2 transistors de puissance pour chaque moitié de l'alimentation, largement à l'intérieur du domaine préconisé. Comme, de plus, l'évacuation de la chaleur est répartie sur 2 transistors, cela ne peut avoir que des effets bénéfiques sur la taille à attribuer aux radiateurs (sans même souligner en outre que 2 transistors coûtent moins cher qu'un radiateur de bonnes dimensions).

Les résistances d'émetteur des transistors de puissance remplissent une fonction double dont la première consiste à répartir équitablement le courant entre les 2 transistors montés en parallèle. Elles font de plus office des résistances R_s de la figure 1, résistances utilisées pour la mesure du courant fourni par l'alimentation. Le dispositif de limitation de courant devant surveiller la totalité du courant circulant par les 2 transistors de puissance, les émetteurs de ces derniers sont reliés, au travers de 2

4

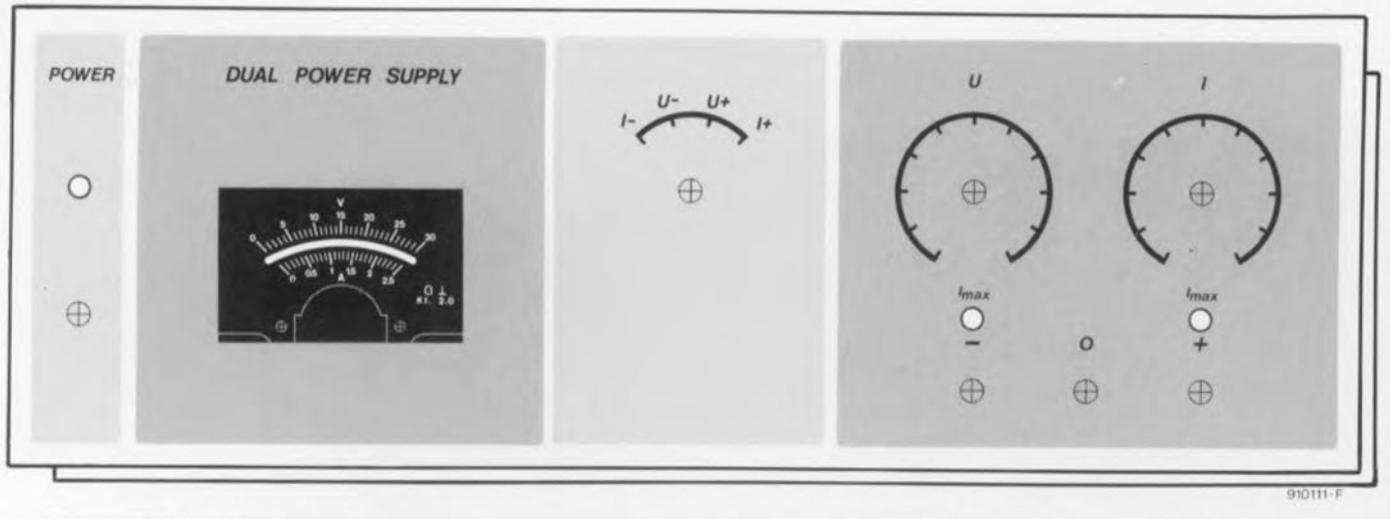


Figure 4. Représentation du dessin de la face avant dessinée à l'intention de cette alimentation.

morceau de câble plat dont l'une des extrémités est terminée par le connecteur K5. Le brochage de K5 est tel que les conducteurs du câble plat se trouvent dans l'ordre convenable pour être soudés aux contacts du commutateur rotatif.

En cas d'utilisation d'un affichage numérique il faudra prendre, pour S1, un commutateur rotatif à 3 circuits, le troisième circuit servant alors à la commutation du point

décimal et à celle des symboles V et A de l'affichage.

Il faudra, dans ces conditions, ajouter une résistance que l'on prendra en parallèle sur l'entrée. Pour un afficheur numérique ayant une plage de 200 mV, cette résistance additionnelle aura une valeur de 270 Ω. Il faut en outre que l'affichage numérique soit flottant par rapport au reste de l'alimentation (piles ou alimentation distincte) sous

peine de ne pas pouvoir effectuer de mesure de courant.

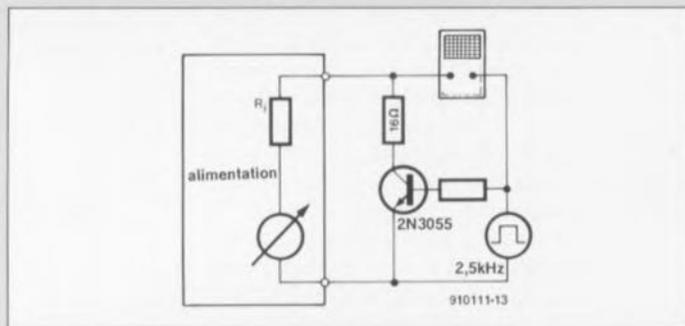
L'étalonnage de l'affichage nécessite l'utilisation d'un multimètre numérique. On mesure, avec cet instrument, la tension de sortie (mettre P6 en position de tension de sortie maximale) et le courant de sortie de l'alimentation (court-circuiter successivement la sortie positive puis la sortie négative, après avoir positionné le multimètre en

Effectuer des mesures dynamiques sur une alimentation

Ce que l'on demande à une alimentation (régulée) de laboratoire est qu'elle produise une tension de sortie constante, quel que soit le courant de sortie qu'on lui demande de fournir. Dans la pratique cependant, on a beau faire de son mieux, cette insensibilité n'est jamais parfaite. Les limites sur lesquelles bute un concepteur sont, lors de la réalisation d'une telle alimentation, sa résistance interne et la vitesse de réaction du régulateur de tension.

Pour pouvoir mesurer les effets de ces facteurs nous avons fait subir à notre alimentation les outrages suivants.

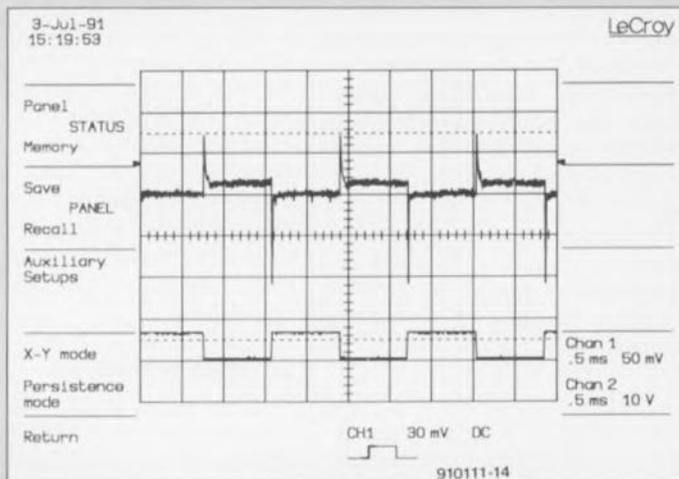
Un transistor de puissance attaqué par un signal rectangulaire met une charge de 16 Ω en et hors-circuit. En choisissant une tension de sortie de 16 V, le courant de sortie ne cesse de varier entre 0 et 1 A.



Le petit schéma joint illustre la disposition adoptée pour cette épreuve. La reproduction de l'écran de l'oscilloscope permet de se faire une bonne idée des réactions de l'alimentation à ces variations de charge, traitement pour le moins cavalier (signal supérieur). La commande du transistor de commutation se faisant à l'aide d'un signal rectangulaire, le régulateur a vite fait de "perdre les pédales". Lors de la mise en circuit de la charge, la tension commence par diminuer très sensiblement. Ce n'est qu'après que la régulation ait commandé une augmentation de la conduction des transistors de puissance que la tension retrouve le niveau prévu. On rencontre un phénomène similaire lors de

la commutation de mise hors-circuit. La régulation maintient les transistors de sortie en conduction un court instant de trop, ce qui entraîne une augmentation sensible de la tension de sortie.

L'examen de la durée des crêtes (100 μs environ) permet de déduire que la régulation de tension remplit correctement sa fonction jusqu'à 10 kHz environ (au-delà de 10 kHz, on pourra demander assistance à des condensateurs-tampons). L'oscilloscope visualise également, outre ces crêtes, de petites variations de la tension de sortie aux instants de stabilité de la charge, variations dues à la Résistance interne de l'alimentation.



Cette variation atteint de l'ordre de 15 mV. La chute de tension est produite par un courant de 1 A, ce qui implique que la résistance interne est de 15 mΩ.

Cette simple mesure prouve que notre alimentation "de 3 sous" de structure relativement simple présente des caractéristiques plus qu'acceptables pour ne pas dire très bonnes.

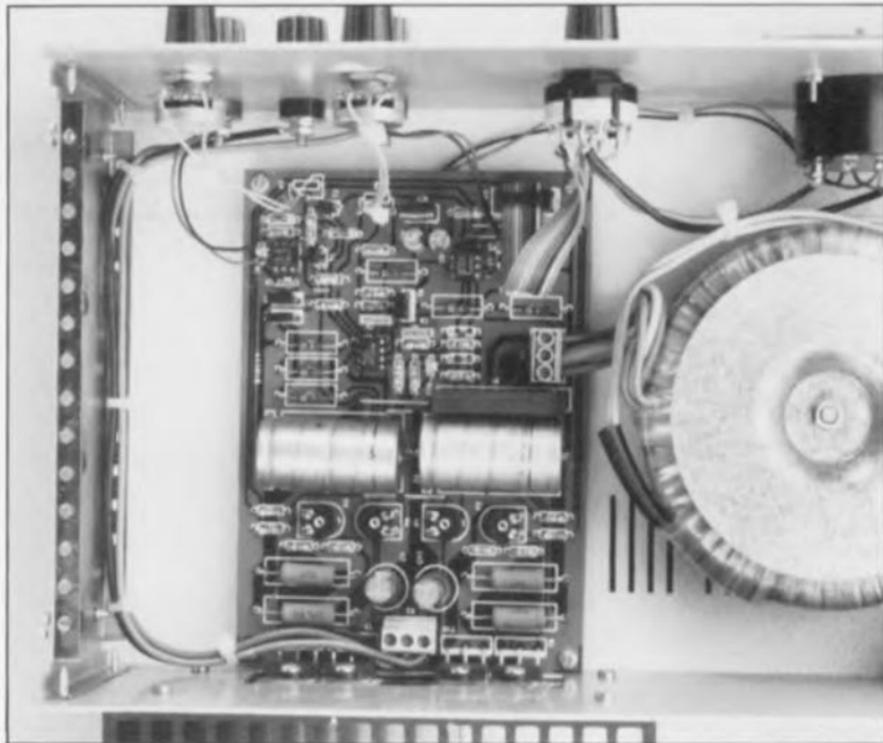
mode ampèremètre) et l'on règle l'affichage numérique de l'alimentation pour qu'il affiche la valeur correspondante.

Cet étalonnage fait appel aux résistances ajustables suivantes:

- P1 pour la tension négative,
- P3 pour le courant négatif,
- P4 pour le courant positif,
- P5 pour la tension positive.

Il nous reste, avant d'en avoir terminé, à mentionner l'existence d'une face avant dessinée à l'intention de cette réalisation et représentée en **figure 4**. L'espace réservé à l'affichage est tel que l'on peut utiliser un affichage de type analogique ou numérique.

Nous avons dessiné, pour cette première solution, sur la partie de la face avant qui devrait normalement disparaître derrière l'affichage, une échelle convenant à ce type de galvanomètre à aiguille. Après avoir découpé cette échelle vous pourrez



la coller par-dessus l'échelle d'origine du galvanomètre.

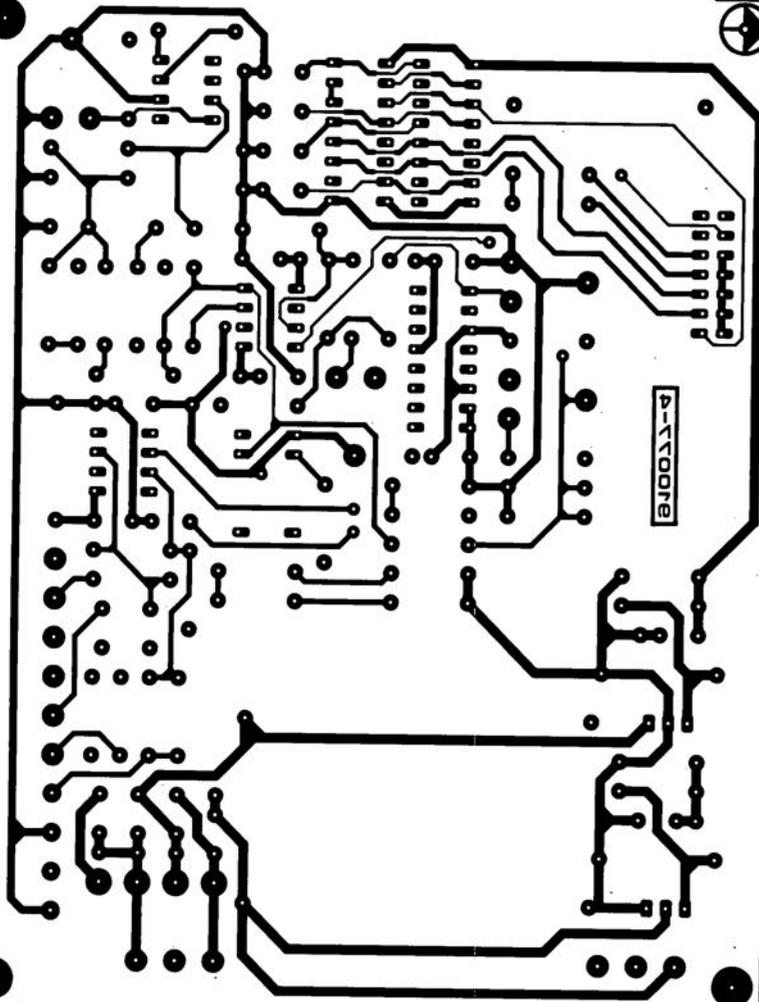
Nous espérons que vous serez nombreux à construire cette alimen-

tation "pour budget serré" qui ne manquera pas de vous rendre de fameux services lors des différents tests de réalisations d'origines diverses... 

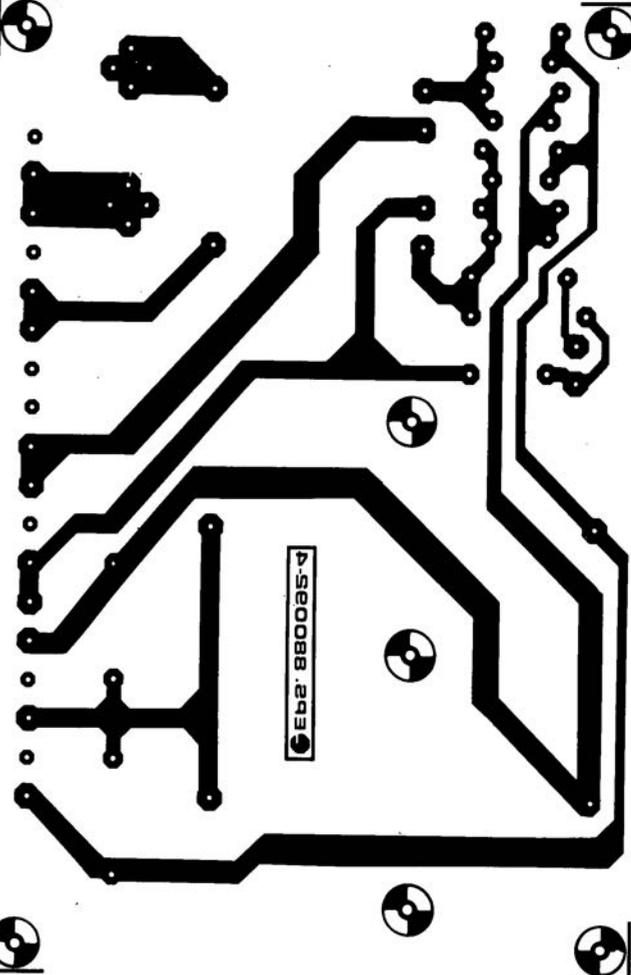
Vue plongeante dans les entrailles de l'alimentation symétrique pour "petits budgets".

SERVICE

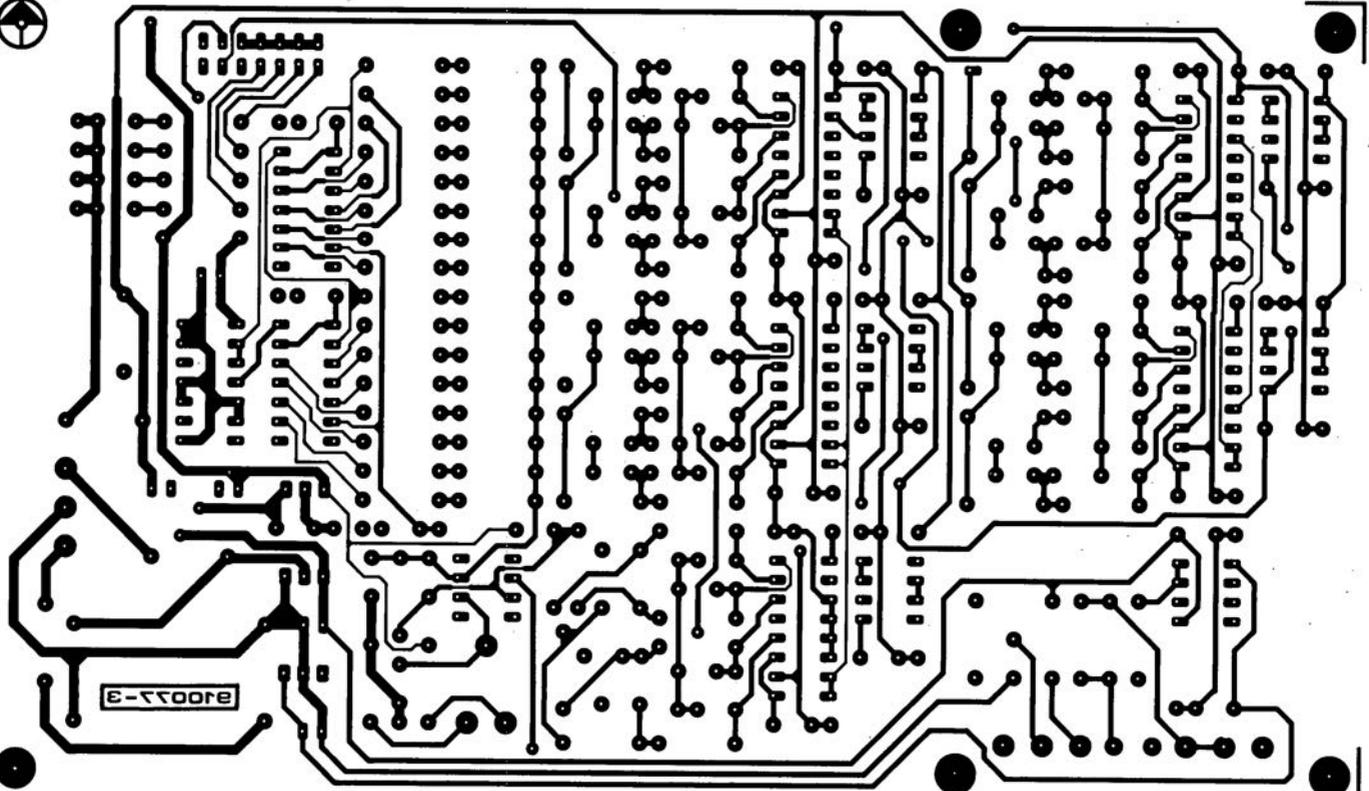
1



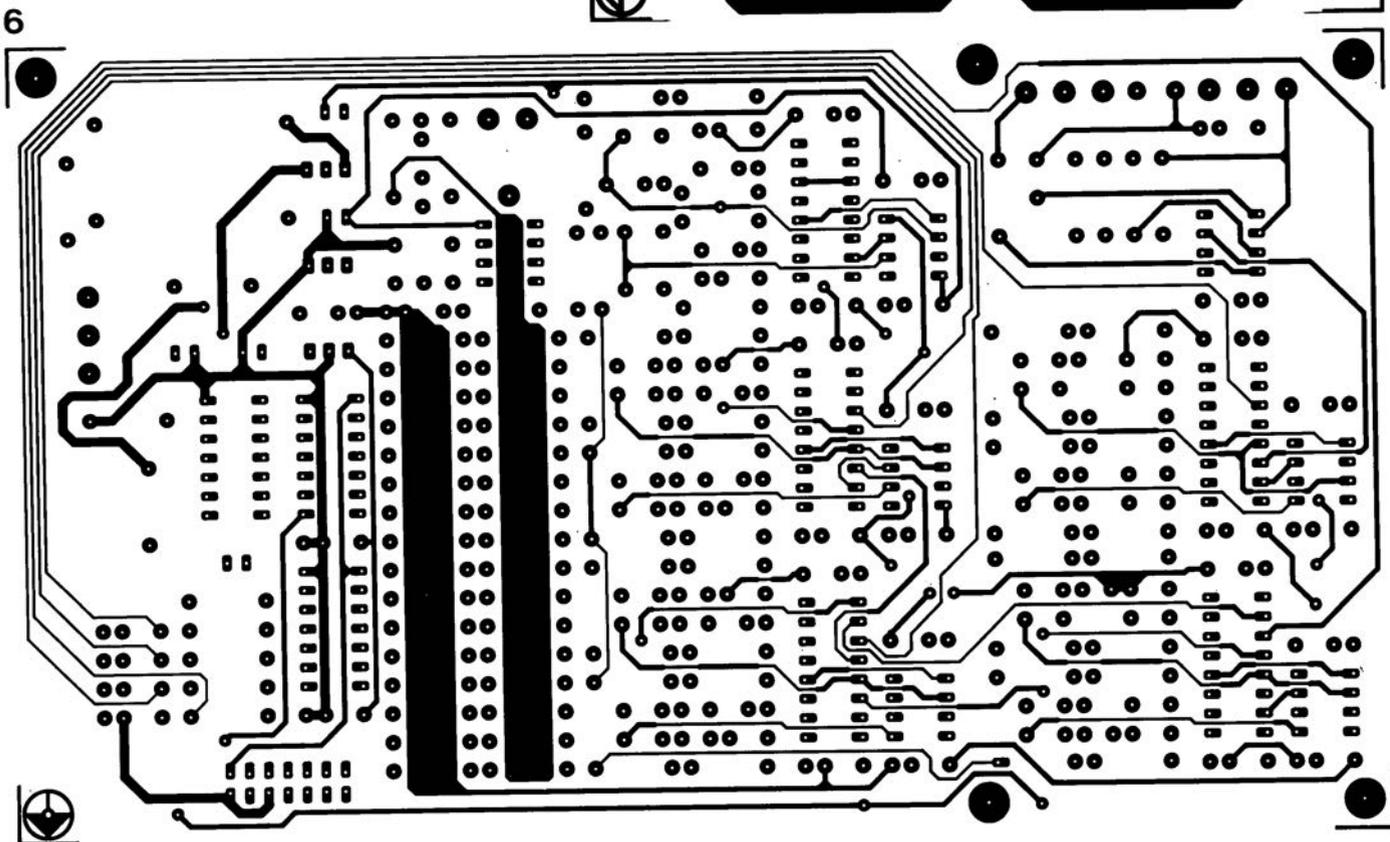
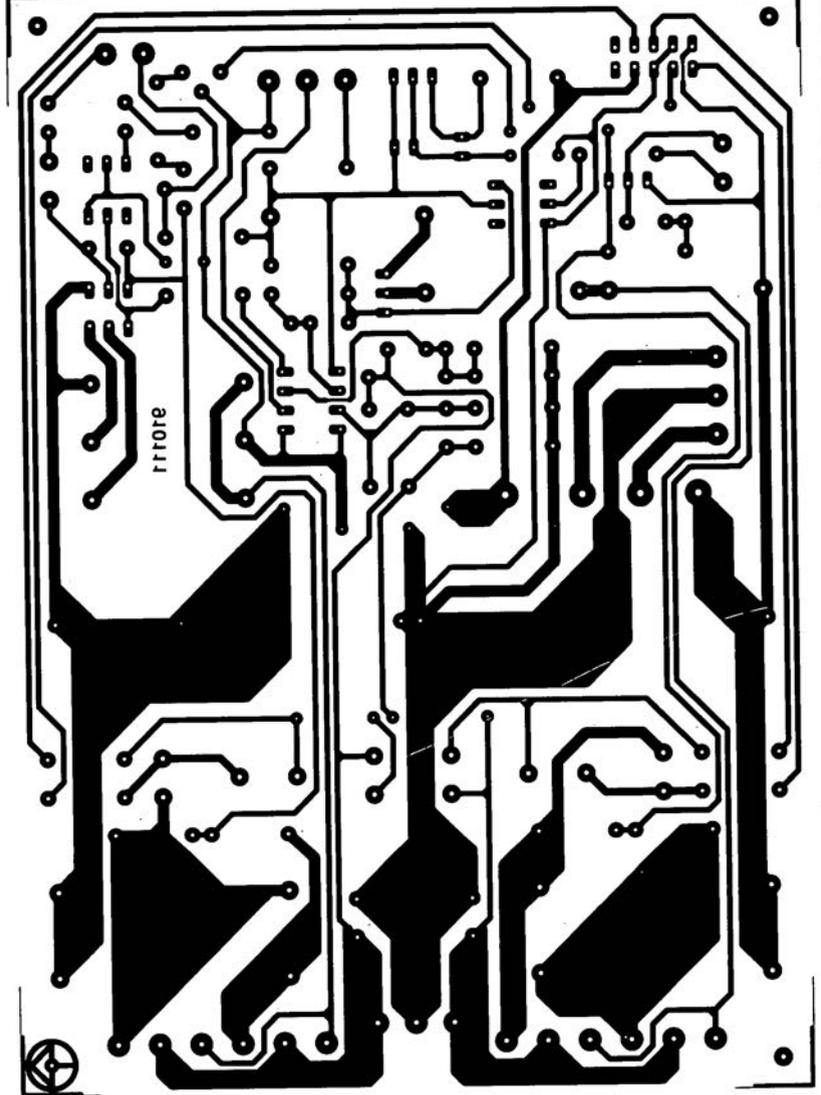
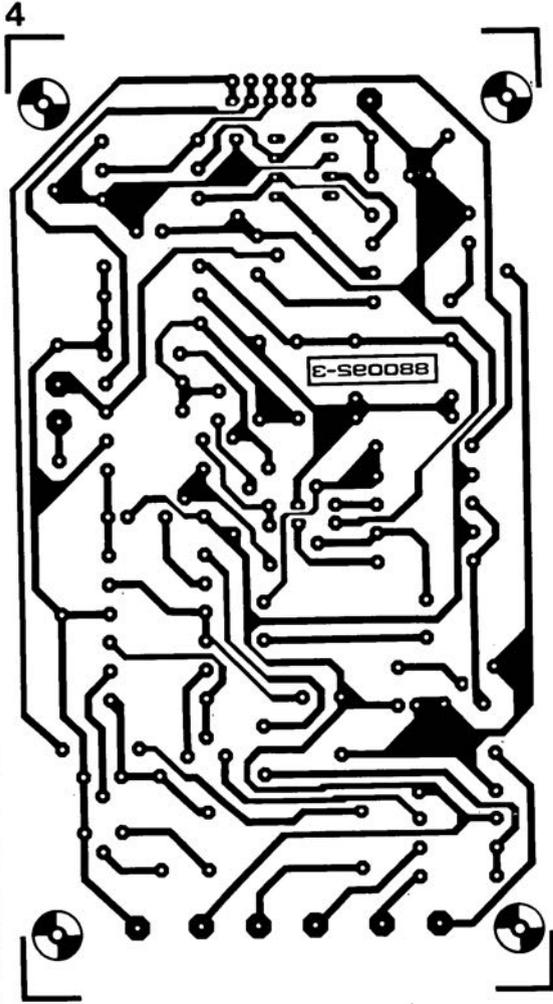
2



3



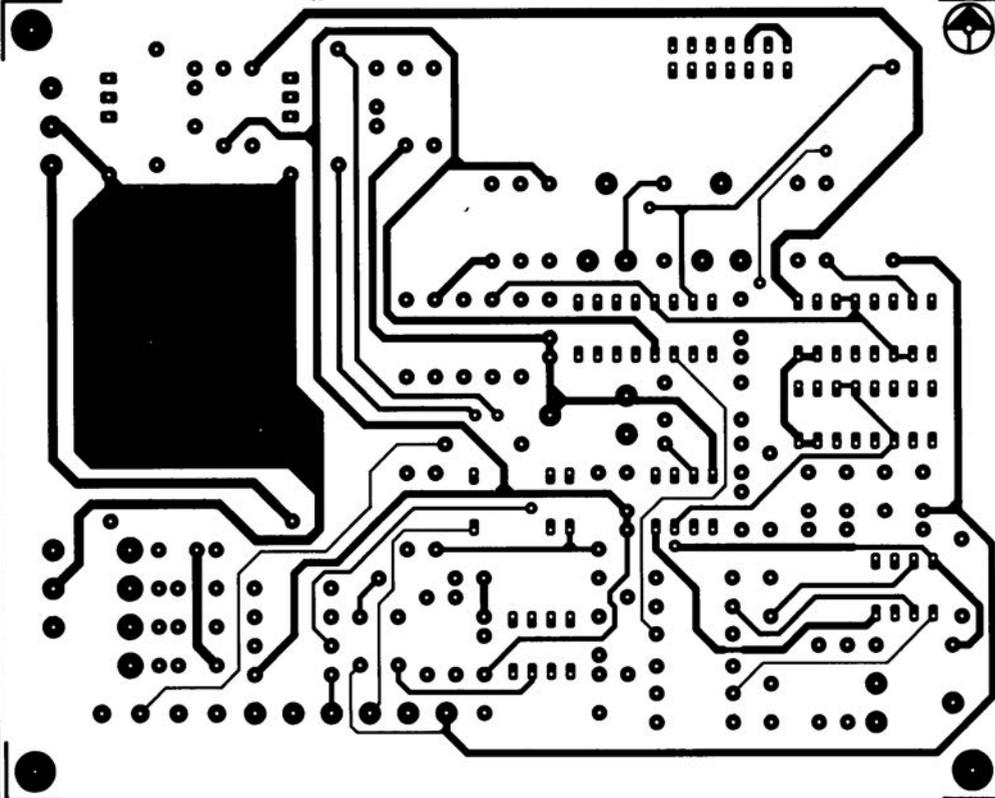
SERVICE



SERVICE

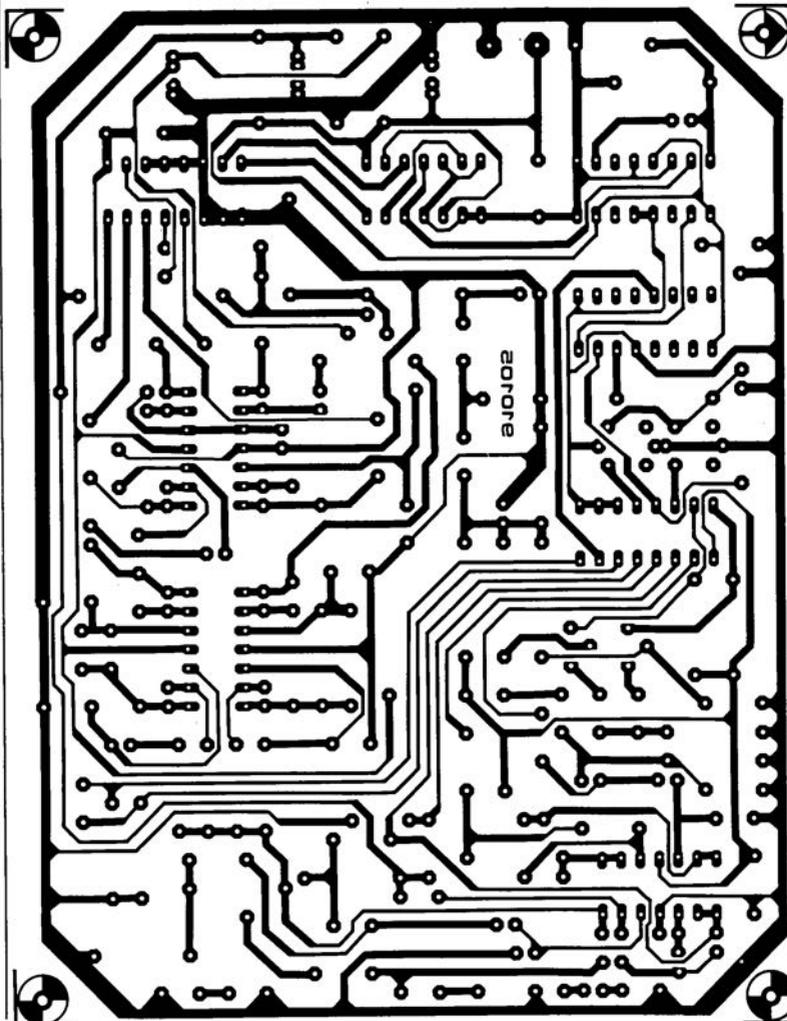
Il nous été impossible, pour des raisons d'espace disponible, de vous proposer les dessins recto-verso de la platine du tampon 1/4 Mo pour imprimante. Chose promise, chose due: voici également les dessins des platines 3 et 4 du générateur de fonctions numérique.

7



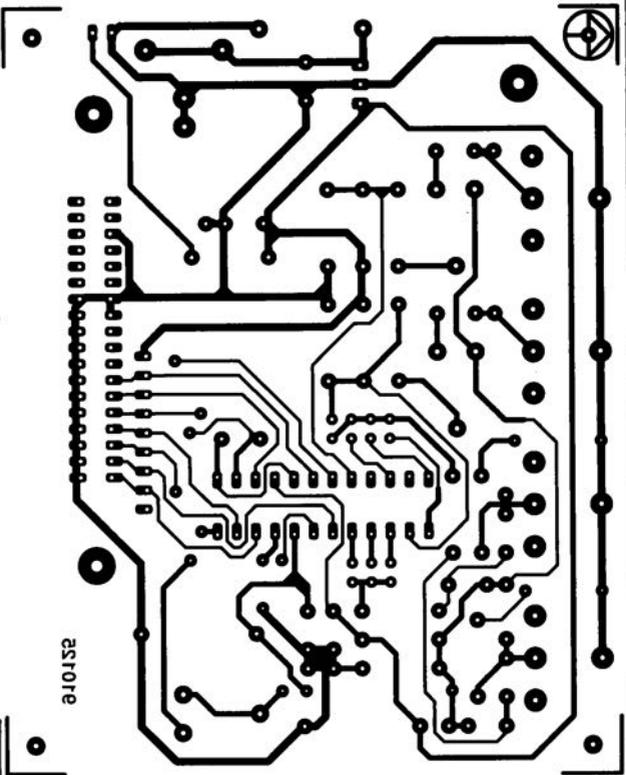
- 1 générateur de fonctions numérique: formateur rectangle/triangle: côté pistes
- 2 LFA-50, "Optim-A": platine de l'alimentation auxiliaire
- 3 générateur de fonctions numérique: convertisseur sinusoïdal: côté pistes
- 4 LFA-50, "Optim-A": platine de la protection
- 5 alimentation symétrique pour budget serré:
- 6 générateur de fonctions numérique: convertisseur sinusoïdal: côté composants
- 7 générateur de fonctions numérique: formateur rectangle/triangle: côté composants
- 8 crypteur/décrypteur audio
- 9 filtre programmable

8



8

9



2S101E

CHIP SELECT

CF70095

décodeur Télétext universel

Texas Instruments, en collaboration étroite avec de grands constructeurs de téléviseurs, a développé un décodeur Télétext universel (Unitext CF70095) destiné à remplacer la génération actuelle de décodeurs Télétext monopage.

Unitext intègre à la fois un processeur RISC de 11 Mips et une gestion FLOP (Fasttext) automatique avec affichage graphique permettant de programmer des images et des affichages personnalisés. Unitext peut surtout décoder des images nécessitant le niveau 1.5 de World Standard Teletext WST). Cela inclut des caractères dans l'affichage principal de Télétext.

Sans la moindre adjonction de logiciel MPU externe, Unitext est capable de gérer les traitements Télétext pour la plupart des langues européennes.

Voici quelques-unes des possibilités offertes par Unitext, sans ajout de logiciel MPU externe:

■ **Processeur RISC** – Traitement Télétext, y compris le paquet 26, à l'aide d'un processeur RISC de 11 Mips intégré sur le circuit.

■ **Texte intelligent** – Une fonctionnalité unique en son genre permettant à Unitext d'être contrôlé par des commandes de haut niveau, telles que TEXT et UPDATE. Des utilitaires d'affichage généraux ont également été intégrés dans le microcode, assurant l'utilisation aisée de commandes telles que CLEAR SCREEN, CLEAR ROW, SET UP FULL PAGE COLOURS ET AUTO PAGE ADDRESS INCREMENT DURING OSD DOWNLOAD.

■ **FLOP automatique** – La gestion FLOP (Fasttext) est également intégrée sur le circuit pour les pays ayant adopté une norme FLOP. En outre, il n'est nullement nécessaire de modifier le logiciel MPU dans les pays qui n'ont pas la norme FLOP.

■ **Mémoire RAM de stockage de page** intégrée sur le circuit – Cette mémoire est destinée à faciliter les réductions de coût au niveau global.

■ **Affichage de l'état du paquet 8/30** – Le traitement est effectué automatiquement pour fournir une information explicite sur le canal, comme par exemple "Oracle C4" en Grande-Bretagne. Le paquet 8/30 est également utilisé dans Unitext pour afficher la page de données en première page lors de l'ouverture de session.

■ **Affichage puissant sur l'écran (OSD = On Screen Display)** – Autorise aux constructeurs de téléviseurs une différenciation exclusive de leurs produits sur un marché extrêmement concurrentiel au niveau de la distribution. Ainsi, des fonctions graphiques permettent à l'utilisateur de programmer des images écran personnalisées comme, par exemple, des histogrammes et des menus. L'OSD est mis en oeuvre par téléchargement de caractère au format Télétext vers la mémoire RAM de l'écran.

Unitext dispose de 3 modes d'affichage principaux:

1. mode Télétext: la fonction Télétext contrôle la RAM d'affichage, assurant le stockage des données Télétext sur le circuit lui-même.

2. mode OSD plein écran: l'utilisateur peut programmer des affichages personnalisés comme des

histogrammes ou des menus.

3. mode d'affichage partiel: l'utilisateur peut créer des OSD partiels sans perdre une seule information Télétext.

En même temps qu'il assure les traitements Télétext pour la grande majorité des langues européennes, Unitext est capable de traiter des caractères supplémentaires, grâce au paquet 26, conjointement à l'option de langue nationale choisie, pour tenir compte, par exemple, des spécificités régionales. Les langues totalement supportées sont les suivantes: anglais, français, espagnol (tous dialectes), portugais, allemand, italien, suédois et finlandais. On étudie actuellement la possibilité d'utiliser Unitext avec les langues d'Europe de l'Est.

*Texas Instruments
BP 67*

*781441 Vélizy-Villacoublay Cédex
Tél.: (1).30.70.10.10*

NMF0513S

Convertisseur DC/DC

Newport Components annonce la disponibilité d'un nouveau convertisseur DC/DC, le NMF0513S.

Il s'agit là d'un convertisseur DC/DC (tension continue/tension continue) conçu spécialement pour répondre aux besoins des utilisateurs de mémoire EPROM CMOS FLASH. En effet, ce module fournit une tension de sortie de 12,75 V nominale à partir d'une tension d'entrée de 5 V avec une régulation de ligne et de charge compatible

avec les tolérances des mémoires programmables FLASH.

Présenté en boîtier plastique SIL à 5 broches, le NMF0513S assure un isolement galvanique entre l'entrée et la sortie. Le courant de sortie permet d'alimenter 2 mémoires dans les plus mauvaises conditions.

Newport Components est représentée en France par:

I.S.C.-FRANCE

28, rue de la Procession

92150 Suresnes

tél.: (1).45.06.42.75

fax.: (1).30.70.10.14

AD705

Amplificateurs opérationnels haute précision et faible consommation

Analog Devices vient d'introduire sur le marché une nouvelle famille d'amplificateurs opérationnels en technologie bipolaire associant une précision élevée à une consommation faible. L'AD705, coeur de cette famille, possède de remarquables spécifications statiques: un courant de polarisation de 150 pA dans la plage -40 à +85°C, une dérive de température de 0,3 pA/°C, une tension d'offset de sorte que 5 μ V associée à sa dérive en température de 0,6 μ V/°C et une consommation de 600 μ A maximum.

Il remplace avantageusement le traditionnel OP 07, standard de l'industrie. Compatible broche à broche, l'AD705 présente un courant de polarisation 20 fois plus petit et une consommation 5 fois moindre, et ce sans dégradation des autres spécifications.

Analog Devices

3, rue Georges Besse CE 27

92182 Antony Cedex

tél.: (1).46.66.25.25

fax.: (1).46.66.24.12

encrypteur/ d'encrypteur audio

par décalage et inversion de spectre

J. R. Toussaint

Bien que l'on connaisse depuis longtemps les procédés de décalage et d'inversion de spectre comme technique d'encryptage destinée à la protection de lignes de communication vocale, l'information disponible à ce sujet n'est que très sommaire, qu'il s'agisse ou des principes utilisés ou de leur mode de fonctionnement.

Cet article se propose de vous fournir un schéma de principe et 2 circuits d'applications destinés à vous permettre d'effectuer vos premières armes dans le domaine de l'encryptage/déencryptage audio analogique, technique que l'on pourra utiliser, par exemple, pour personnaliser une liaison vocale (courrier sur cassette, téléphone, interphone FM, etc). On notera que la seule différence entre l'encodeur et le décodeur se situe au niveau du dimensionnement de certains des composants implantés sur chacun de ces circuits.

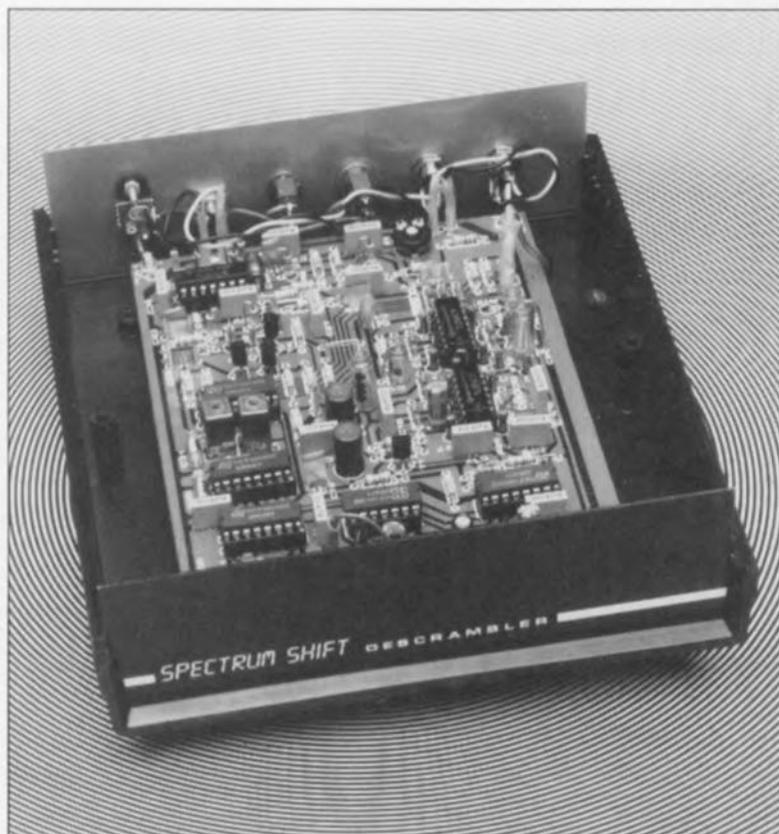
On peut se demander pourquoi l'on continue d'utiliser des techniques de brouillage analogique pour traiter des signaux situés dans le domaine audio, alors qu'il existe aujourd'hui des systèmes de codage numérique d'utilisation relativement simple et offrant un niveau de sécurité satisfaisant.

La raison de ce choix est simple: la numérisation de données audio exige une bande passante plus large que celle nécessaire à la source de signal analogique. De ce fait, partout où l'on ne dispose que d'une bande passante limitée, de 3 kHz pour les signaux vocaux ou de 15 kHz pour les signaux musicaux par exemple, il ne saurait être question de faire appel à l'encryptage numérique; il faudra donc trouver d'autres techniques pour assurer la protection de l'information au cours de son transfert entre l'émetteur et le récepteur auquel elle est destinée.

Principe de l'encryptage

Le système d'encodage purement analogique que nous nous proposons de décrire ici rend parfaitement incompréhensible un signal audio en procédant à un décalage de 1 à 2 kHz de la totalité du spectre compris entre 50 Hz et 10 kHz et ce dans les limites du canal existant.

Dans le cas d'un décalage de 1 kHz, un signal ayant à l'origine une fréquence de 50 Hz se retrouve à 1 050 Hz, un signal de 10 kHz se retrouvant lui à 11 kHz. Avec ce système, la plage des fréquences inférieures à 1 050 Hz est après encryptage, en principe, vide.



Le diagramme de la **figure 1a** représente l'opération de décalage. La **figure 1b** propose une autre approche faisant appel à une réflexion en miroir du spectre de fréquence autour d'une fréquence centrale donnée.

Ces deux systèmes d'encryptage produisent un nouveau signal audio virtuellement inintelligible, où les pauses et les accentuations (variations de volume) sont en pratique

les seules caractéristiques reconnaissables (en fait, nous a dit un lecteur, ces signaux encodés donnent plutôt à penser à un "groupe d'écureuils en grande conférence").

Chacune des techniques d'encryptage proposées dans la figure 1 possède bien évidemment certains avantages et bien entendu aussi des inconvénients. La seconde approche, illustrée en figure 1b, est

de réalisation simple, tant du côté de l'émetteur que de celui du récepteur. Cependant, lorsque l'on applique ce principe à une ligne de commutation travaillant en FM (Modulation de Fréquence) le rapport signal/bruit (S/B, S/N = *Signal/Noise* disent les anglais) côté récepteur se détériore, en raison tout simplement de la présence, après décalage, dans le signal audio d'une composante Haute Fréquence (HF) plus importante que celle existant dans le signal d'origine (source). À l'inverse, si l'on fait appel à la seconde technique d'encodage (figure 1a), la majeure partie de l'intelligibilité du signal se trouve dans la partie inférieure du spectre, de sorte que l'on ne constatera pas de dégradation du rapport S/B (des expériences ont prouvé que la plus grande partie de l'information présente dans un signal vocal ou musical se situe dans la plage des fréquences comprises entre 300 et 1 000 Hz).

Le système dont on retrouve le spectre en figure 1a produit des signaux pratiquement inintelligibles, difficiles à décoder.

Le processus de décryptage nécessaire pour rendre au signal son spectre d'origine peut être subdivisé en un certain nombre d'opérations représentées par les différents croquis de la figure 2.

Comme le montre la figure 2a, la première fonction du décodeur est de limiter la bande passante du signal encodé, c'est-à-dire de le ramener dans un domaine de fréquence compris entre 500 Hz et 10 kHz. La pente raide du filtre chargé du traitement de la partie haute du spectre évite la naissance, au cours du processus de décryptage, de produits d'intermodulation; le filtre passe-haut élimine ainsi tout risque, entre 1 et 2 kHz, de génération de sifflements résultant de la présence de composantes à BF (Basse Fréquence) pouvant avoir été ajoutées au signal.

Le synoptique du décodeur (figure 3) montre que le signal d'entrée passe par un filtre passe-bas avant qu'il ne soit amplifié et ne traverse un filtre passe-haut. Un commutateur placé juste en amont de la sortie permet à l'utilisateur de choisir entre un signal encodé ou non.

Lorsque le commutateur est mis en position "non-codé" le signal d'entrée est appliqué directement au tampon de sortie et ne subit donc pas d'amplification. Cette solution permet de ne pas faire varier le niveau du signal pendant son "passage" par le décodeur.

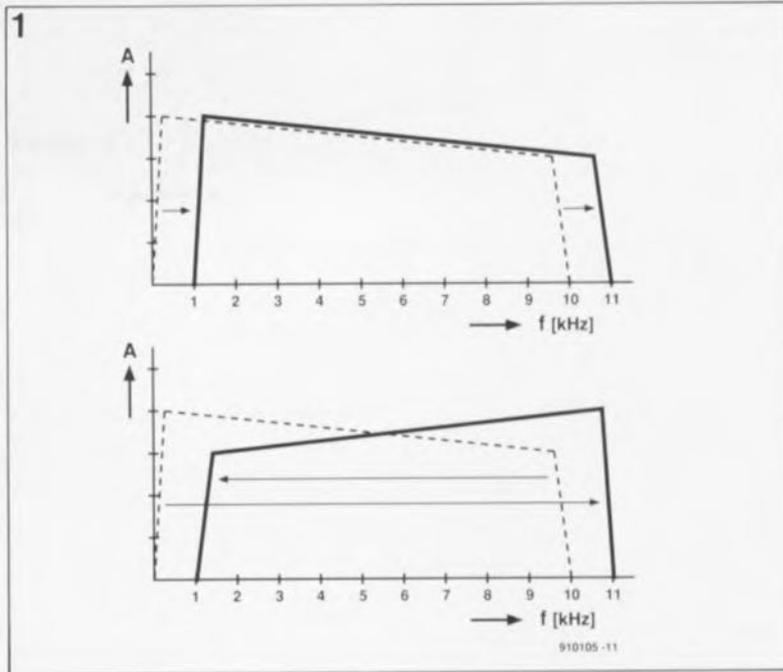


Figure 1. Principe du décalage de spectre (croquis du haut) et de l'inversion de spectre (croquis du bas). On utilise les 2 techniques pour l'encryptage de signaux audio à transmettre via les airs, un câble ou sur support magnétique.

L'amplificateur sert uniquement à la compensation des pertes introduites par les filtres de phase utilisés lors de l'encodage et du décodage du signal d'entrée.

Transformation de fréquence: Hilbert & Fourier

Il existe 3 techniques de décalage d'un spectre audio, toutes utilisées dans le monde des télécommunications pour la production et la démodulation de signaux en BLU (Bande Latérale Unique, SSB = *Single Side Band* de l'autre côté de la Manche). Les 2 premières techniques font appel aux filtres à bande étroite. Les applications de ce type de filtres sont fréquentes et leur utilisation ne pose pas de problème avec les signaux audio dont la fréquence se situe, pour les applications de radio-communication, entre 300 et 3 000 Hz seulement.

La transmission de musique par l'intermédiaire d'une liaison de communication basée sur un décalage de spectre pose plus de problèmes sachant qu'il faut alors véhiculer un spectre de fréquences plus large sans introduire de distorsion. C'est pour cette raison en particulier, et pour d'autres aussi, que le système d'encryptage décrit ici fait appel à ce que l'on appelle la "3^e méthode", dénomination que connaissent sans doute la plupart des radio-amateurs licenciés et des spécialistes radio [Réf.3].

Quel est le principe de l'encrypteur? On commence par effectuer une division du signal en 2 composantes ayant la même amplitude et contenant chacune le signal original.

La seule différence entre ces 2 composantes est le déphasage entre les fréquences qui les constituent. Ce "décalage de phase" atteint 90°; l'une des composantes est appelée transformée de Hilbert de l'autre (les 2 signaux sont dits constituer une paire de Hilbert). Une transformée de Hilbert est une opération de décalage de phase qui n'existe malheureusement qu'en théorie. En pratique on a cependant développé un certain nombre de procédés dont le résultat est très

Figure 2. Multiplication par 2 porteuses à verrouillage de phase, filtrage et suppression d'une bande latérale sont les principales étapes prenant place au cours du processus de décryptage.

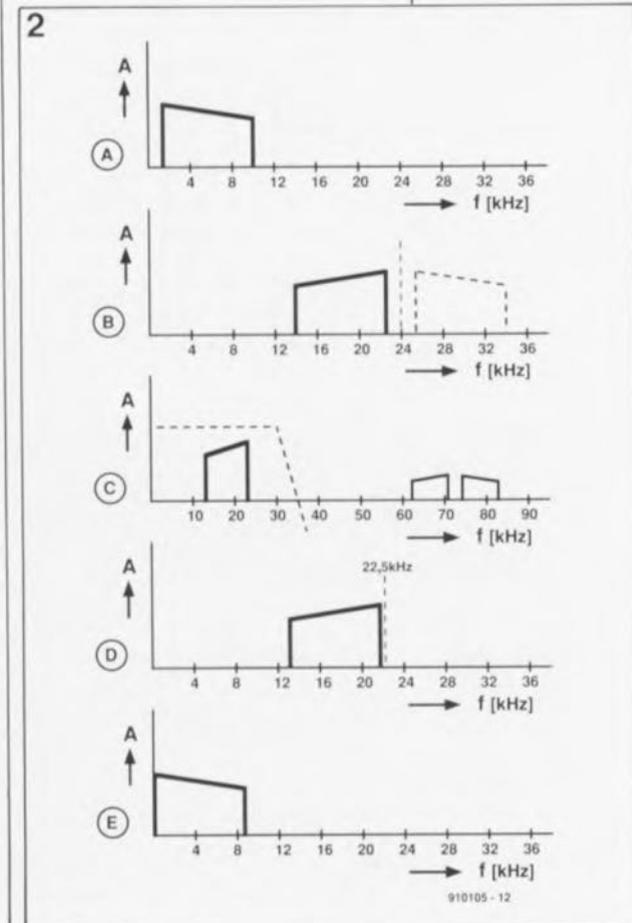
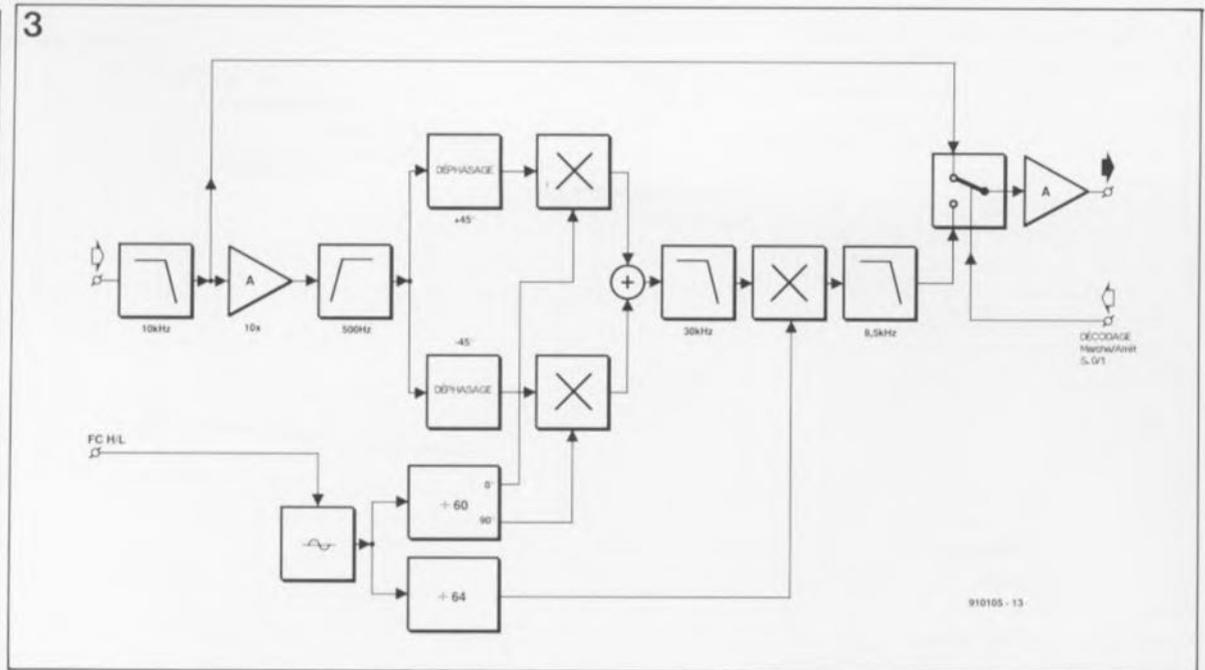


Figure 3. Synop-tique du décryp-teur/encrypteur par décalage de fréquence. L'entrée FC H/L permet le choix de l'une des 2 horloges-système qui servent à définir la taille du décalage de fréquence. On notera la présence sur l'encrypteur/décrypteur d'une fonction de by-pass commandée par l'entrée S.0/1.



proche d'une telle transformée idéale et, c'est sur l'un de ces procédés, qu'est basé l'encrypteur décrit ici.

On fait appel à la paire de Hilbert pour éliminer l'une des bandes latérales lors du décalage (transformation) du signal d'entrée vers une fréquence d'horloge plus élevée. L'opération de multiplication effectuée après déphasage du signal d'entrée sur + et -45° donne naissance à 2 signaux à bande latérale

double (BLD, DSB = *Double Side Band* en anglais). Dans le décodeur, ces signaux apparaissent aux alentours de la composante 24 kHz, la fréquence réelle dépendant du décalage choisi lors de l'encodage, point auquel nous reviendrons un peu plus loin.

Comme l'illustre la figure 2b, l'une des bandes latérales disparaît lors de l'addition des 2 signaux BLD. Les calculs mathématiques sur lesquels repose cette opération sont donnés dans le cadre de la **figure 4**,

un dessin repris d'un article précédent d'Elektor concernant les transformations de fréquence [Réf.1]. Les équations de la figure 4 décrivent d'assez près les différentes opérations prenant place à l'intérieur du décodeur. Les équations montrent qu'il est impossible de faire l'impasse sur une fonction de transformée de Hilbert si l'on veut choisir l'une des bandes latérales sans devoir faire appel à des filtres (d'une complexité redoutable). Comme le montrent les **figures 2b** et **2c**, on fait appel, dans ce montage, à une suppression de la bande latérale supérieure.

Figure 4. L'"amortisseur d'effet Larsen" [Cf. Réf.1] est une réalisation pratique d'une transformée de Hilbert.

4

Décalage de spectre pour le **décodeur**:

$$\sin(\omega_s t) \sin(\omega_c t) = 0,5 \cos(\omega_c - \omega_s) - 0,5 \cos(\omega_c + \omega_s)$$

$$\cos(\omega_s t) \cos(\omega_c t) = 0,5 \cos(\omega_c - \omega_s) + 0,5 \cos(\omega_c + \omega_s) + \cos(\omega_c - \omega_s)$$

$$\cos(\omega_c - \omega_s) \sin(\omega_{c2}) = 0,5 \sin(\omega_c + \omega_{c2} - \omega_s) + 0,5 \sin(\omega_{c2} - \omega_c + \omega_s)$$

après substitution et en sortie du filtre passe-bas,

$$\cos(\omega_c - \omega_s) \sin(\omega_{c2}) = 0,5 \sin[2\pi \cdot (f_s - 1500)]$$

$\omega_c = 24 \text{ kHz (x}2\pi)$
 $\omega_{c2} = 22,5 \text{ kHz (x}2\pi)$
 $\omega_s = \text{signal audio encrypté}$
 $f_s = \text{signal audio décalé}$

Les multiplicateurs (modulateur en anneau) et les mélangeurs qui doivent impérativement respecter une symétrie parfaite peuvent avoir, en pratique, différentes structures. Bien que leur conception soit relativement simple, ils doivent être parfaitement équilibrés par de multiples réglages, pouvant, même alors, présenter une linéarité insuffisante pour certaines applications.

On peut espérer obtenir de bons résultats sans faire appel à un nombre important de composants ou devoir effectuer un nombre quasi-infini de réglages en utilisant des commutateurs analogiques électroniques à 2 canaux, tels que, par exemple, le 4053, un multiplexeur fabriqué en technologie CMOS. Ce type de commutateur convient parfaitement à une utilisation dans le décodeur, permettant une élimination efficace de la composante de 24 kHz. Si ce processus de suppression n'est pas suffisamment efficace, on aura rapidement l'apparition d'un signal de 1,5 kHz (sifflement) dans le spectre du décodeur, signal

correspondant au décalage de fréquence utilisé.

Les commutateurs électroniques ont un inconvénient majeur: ils produisent un spectre de fréquences parsemé de composantes parasites centrées sur les harmoniques impaires du signal de commutation de 24 kHz. Rappelons qu'une commutation d'un signal produit le même résultat que sa multiplication par un signal rectangulaire. On peut donc, en ce qui concerne le spectre, décrire une commutation comme étant une multiplication avec la série de Fourier:

$$\sin(\omega t) - 1/3(3\omega t) + 1/5\sin(5\omega t) - 1/7\sin(7\omega t) \dots$$

Les bandes latérales de la 3^e harmonique que visualise la **figure 2c** sont éliminées à l'aide d'un filtre passe-bas que l'on a doté d'une caractéristique de coupure raide à 30 kHz en vue d'éviter que les bandes latérales ne produisent d'interférence lors du processus de mélange destiné à régénérer la bande de fréquence d'origine.

Le processus de décodage proprement dit est relativement simple. Comme l'illustre la **figure 2d**, le signal encrypté subit une seconde opération de multiplication, avec une fréquence de 22,5 kHz cette fois. Les équations de la figure 4 nous montrent que l'opération de décodage fonctionne et fournit le signal de sortie requis. Le signal traverse, pour finir, un filtre passe-bas destiné à le débarrasser des composantes parasites produites, entre autres, par les mélangeurs à commutation.

Quelles fréquences

Le décalage de fréquence de 1,5 kHz utilisé dans le décodeur est obtenu en commençant par décaler le spectre vers 24 kHz. Le spectre est ensuite redécalé vers le bas, à l'aide d'un signal de 22,5 kHz - c'est-à-dire la différence entre 24 et 1,5 kHz.

On retrouve ainsi le spectre de fréquence présent à l'entrée de l'encodeur (qui peut se trouver tout aussi bien à des milliers de kilomètres de distance que dans une pièce voisine). En d'autres termes, nous venons de décoder le signal encrypté.

Notons qu'il serait également possible de procéder "directement" à un décalage de 1,5 kHz, si tant est que cela ne soit pas rendu impossible par la mise en oeuvre de commutateurs analogiques comme mélangeurs.

Bien qu'il faille faire appel à une synthèse de fréquence d'un type spécial pour garantir la stabilité de la fréquence requise, ce décodeur utilise la "3e méthode" pour les raisons mentionnées plus haut.

À 1 500 Hz par exemple, une stabilité de ± 5 Hz correspond, à 0,33%. Cependant, le signal de 1 500 Hz n'est pas ici généré directement, mais indirectement sous la forme de la différence entre 24 et 22,5 kHz. À 24 kHz, une erreur de ± 5 Hz représente 0,021%, alors qu'elle correspond à 0,022% à 22,5 kHz.

Dans le cas d'une génération, indépendamment l'une de l'autre, de ces 2 fréquences, la précision de chacune d'entre elles doit être de 0,01% si l'on veut éviter que l'erreur totale ne soit supérieure à ± 5 Hz.

Nous l'avons observé plus haut: cette valeur de 0,01% est une exigence relativement sévère en ce qui concerne la stabilité, en particulier dès lors que l'on choisit de faire appel à des oscillateurs "libres" de manière à disposer du choix du décalage de fréquence. Il peut être démontré cependant que si ces 2 fréquences présentent une relation de phase fixe, l'oscillateur commun (central) dont elles sont dérivées est de qualité suffisante s'il présente une déviation relative égale à l'erreur maximale admissible à 1 500 Hz, c'est-à-dire 0,33%.

Dans ce décodeur nous obtenons la précision requise en utilisant un oscillateur central associé à 2 diviseurs numériques. En principe, le facteur de division demandé au premier diviseur est de 15, celui du second de 16. La fréquence de l'horloge centrale se calcule de la manière suivante. Si l'on part d'un décalage de spectre de 1 500 Hz on a:

$$\begin{aligned} f_{osc}/15 - f_{osc}/16 &= 1\,500 \\ 16f_{osc}/240 - 15f_{osc}/240 &= 1\,500 \\ f_{osc}/240 &= 1\,500 \\ f_{osc} &= 360\text{ kHz.} \end{aligned}$$

Sachant qu'il faut disposer de la fréquence de 24 kHz sous la forme de 4 signaux présentant un déphasage de 90°, c'est-à-dire de 0, 90, 180 et 270°, la fréquence réelle de l'oscillateur est 4 fois supérieure à la fréquence calculée, c'est-à-dire de 1,44 MHz, tandis que les facteurs de division passent respectivement à 60 et 64. C'est ce qu'illustre la figure 3. Le signal de 24 kHz est appliqué en quadrature à 2 mélangeurs identiques, des 4053. Après addition des produits de la multiplication, on procède à une compensation de la bande latérale supérieure.

Le signal est ensuite appliqué, via un filtre passe-bas de 30 kHz, à un 3^e multiplicateur où il subit une transformation vers la bande de fréquence d'origine.

L'encrypteur

Nous n'avons pas, jusqu'à présent, parlé de l'encrypteur, pour la simple et bonne raison qu'il est virtuellement identique au décodeur (décodeur).

En fait, nous utilisons le même circuit de manière à ce qu'il soit possible, à l'aide d'une même platine, de réaliser, soit un encrypteur, soit un décodeur. La seule différence entre les 2 appareils réside dans la valeur de 29 composants passifs dont certains définissent la réponse en fréquence du filtre de phase construit autour de 2 amplificateurs opérationnels, IC3 et IC4 (voir le schéma de la **figure 5**). Ces composants définissent une bande de fréquences allant de 1 à 10 kHz côté décodeur et, côté encrypteur, de 120 Hz à 7 kHz.

La précision du filtre de phase est fonction de la tolérance des composants passifs utilisés. Les performances du filtre dépendent d'une part du nombre de sections qu'il comporte et de l'autre du rapport entre les fréquences extrêmes du signal d'entrée. Ce rapport est de l'ordre de 10 dans le décodeur qui, étant basé sur un filtre de phase à 3 sections, atteint un rapport signal/bruit de quelque 60 dB.

L'encrypteur est lui aussi basé sur 3 sections de filtrage; étant cependant conçu pour traiter des fréquences de rapport minimum/maximum plus grand (rapport de 58 environ, 7 000/120 Hz) - son rapport signal/bruit est moins bon et atteint de l'ordre de 40 dB, valeur respectable étant donnée la simplicité de son concept. En tout état de cause, les résultats sont parfaitement acceptables pour un signal de parole.

Le décalage de +1,5 kHz de l'encrypteur (au lieu de -1,5 kHz dans le cas du décodeur) est obtenu par suppression de la bande latérale inférieure (au lieu de la bande latérale supérieure, revoir la figure 2b).

Comme le spectre de la figure 2b s'élargit alors, passant de 24 à quelque 31 kHz, il faut décaler à 36 kHz environ la fréquence de coupure du filtre passe-bas, alors qu'elle était de 30 kHz à l'origine. Il faut en outre adapter les filtres d'entrée et de sortie pour qu'ils répondent au spectre de fréquences à laisser passer.

Liste des composants

Résistances:

R1 = 33 k Ω
R2,R3,R5,R6,
R58 = 22 k Ω
R9,R50,R53,
R60 = 2k Ω
R10 = 220 Ω
R11,R14,R15,R18,
R19,R22 à R25,
R27,R28,R31,
R32,R35 à R37 =
10k Ω 1% à film
métallique
R38,R65,R66 =
100 k Ω
R39,R40 = 4k Ω 70
1% à film métallique
R41,R54,R61 = 4k Ω 7
R42,R47,R51,R57 =
2k Ω 7
R48,R49 = 470 Ω
R55,R56 = 27 k Ω
R59 = 47 k Ω
R62,R63 = 3k Ω 3
R64 = 10 Ω
R67 = 1 k Ω
P1 = 50 k Ω ajustable

Condensateurs:

C1,C4,C5,C15 à
C18,C27,C28,C36 à
C39 = 100 nF
C8 = 1nF5 styroflex
2,5%
C12 = 2nF7 styroflex
2,5%
C13 = 6nF8 styroflex
2,5%
C14 = 1 μ F/25 V
radial
C22 = 1nF2
C23 = 3nF3
C24 = 1nF5
C25 = 390 pF
céramique
C26 = 8nF2
C29 = 4 μ F/25 V
C30 = 330 pF
styroflex 2,5%
C31 = 180 pF
styroflex 2,5%
C32 = 68 pF
céramique
C33 = 22 μ F/25 V
radial
C34,C35 =
47 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs:

D1 = 1N4148
T1,T2,T3 = BC547B
T4 = BC557B
IC1,IC3,IC4 = TL084
IC2,IC5 = 4053
IC6 = HEF4060 (de
chez Philips
impérativement!)
IC7 = 4516
IC8 = 4013

Divers:

L1,L2 = 100 μ H type
7A1S (Neosid)
L3,L4 = 47 mH
(ferrite Toko)

5a

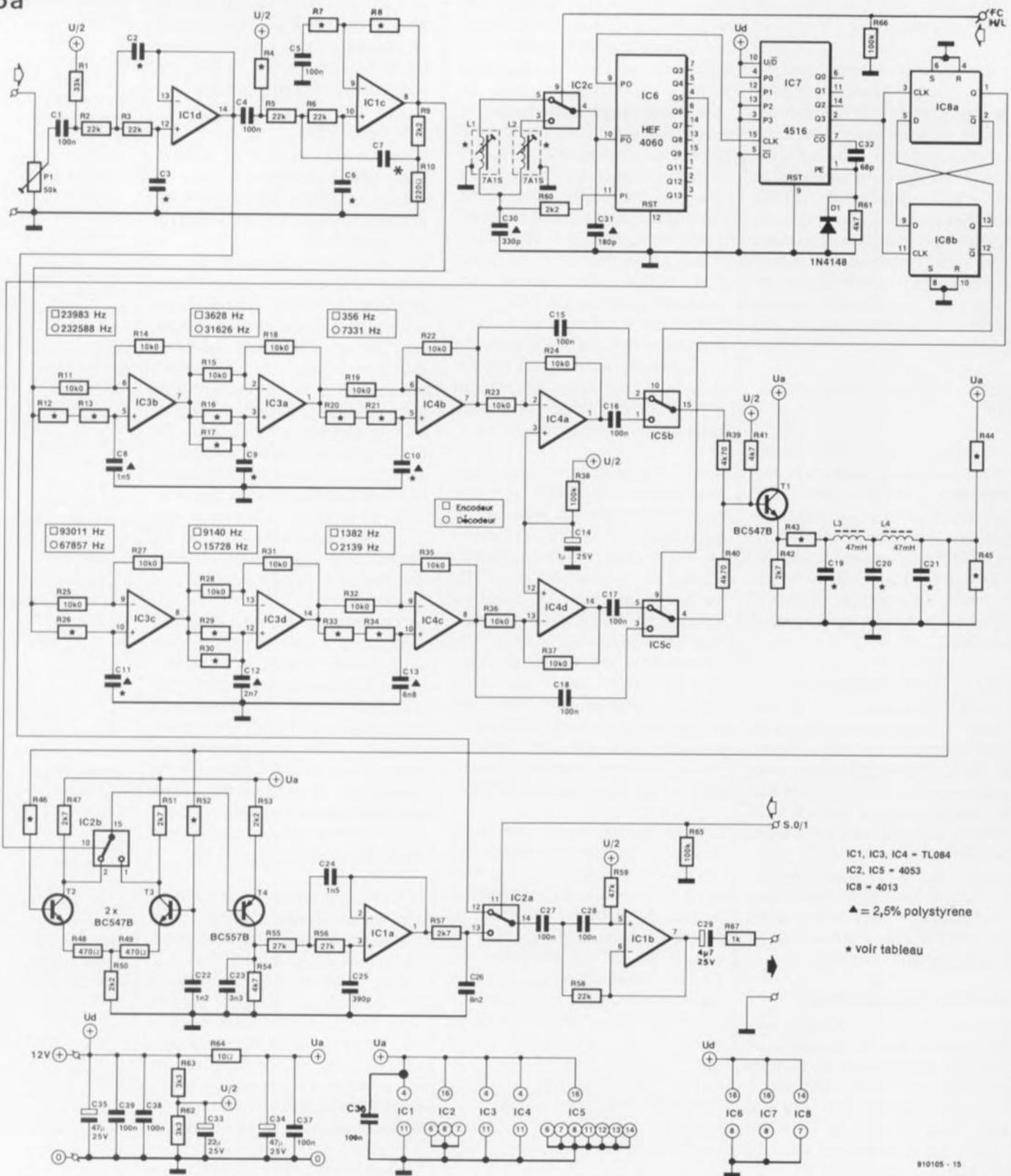


Figure 5. Schéma de l'encrypteur/décodeur par décalage de spectre.

5b

Pos.*	Encodeur	Décodeur
C2	1n2	820p
C3	1n	880p
C6	470p	1n
C7	2n7	1n8
C9	6n8 2.5%	2n7 2.5%
C10	24n 2.5%	6n8 2.5%
C11	1n5 2.5%	2n7 2.5%
C19	330p	560p
C20	1n	1n8
C21	330p	560p

Pos.*	Encodeur	Décodeur
R4	10k 5%	3k3 5%
R7	10k 5%	3k3 5%
R8	100k 5%	33k 5%
R12	25k5 1%	2k49 1%
R13	2k37 1%	390Ω 5%
R16	43k2 1%	12k1 1%
R17	880k 5%	390k 5%
R20	100k 1%	10k 1%
R21	18k2 1%	10k 1%
R26	7k15 1%	5k49 1%

Pos.*	Encodeur	Décodeur
R29	43k2 1%	24k3 1%
R30	680k 5%	820k 5%
R33	100k 1%	47k5 1%
R34	6k8 5%	21k5 1%
R43	6k8 5%	5k8 5%
R44	18k 5%	15k 5%
R45	18k 5%	15k 5%
R46	27k 5%	22k 5%
R52	27k 5%	22k 5%

Les 3 tableaux placés au bas du schéma de la figure 5 indiquent toutes les modifications de valeur à effectuer pour transformer un décrypteur en encrypteur, et inversement.

Le détail du circuit

La description à venir concerne et l'encrypteur et le décrypteur puisque, comme nous le disions, leur électronique est identique, à la différence de quelques valeurs de composants près. Nous ferons la distinction lorsque cela s'avérera nécessaire.

Le signal audio arrivant à l'entrée du circuit est appliqué à un filtre passe-bas centré sur les amplificateurs opérationnels IC1d et IC1c. La fréquence de coupure est fixée à 10 kHz pour le décrypteur et à 6,6 kHz pour l'encrypteur.

Le filtre passe-haut mentionné en début d'article prend la forme des condensateurs C1, C4 et C5 associés aux résistances R1, R4 et R7. La fréquence de coupure a été fixée à 500 Hz pour le décrypteur et à 150 Hz pour l'encrypteur. Outre sa fonction dans le filtre actif, IC1c sert également à donner au signal d'entrée un gain de 10 environ.

Le filtre de phase prend la forme du circuit centré autour des amplificateurs opérationnels IC3 et IC4. Il est impératif de respecter la valeur des composants indiquée si l'on veut garantir un fonctionnement correct des filtres. Les condensateurs

servant à déterminer une fréquence font partie de la série-E12 et doivent avoir une tolérance de 2,5% voire meilleure. Nous faisons nous-mêmes appel à des condensateurs au polystyrène associés à des résistances de la série-E96 ayant une tolérance de 1%. La fréquence de coupure théorique de chaque section de filtre est mentionnée à l'endroit correspondant du schéma.

L'équation

$$f_c = 1/RC$$

donne la fréquence de coupure et pourra, le cas échéant être utilisée pour l'appariement des condensateurs et des résistances au cas où vous n'auriez pas réussi à mettre la main sur les valeurs recommandées dans la liste des composants.

Il ne saurait être question de donner aux résistances une valeur inférieure à 2 kΩ ou supérieure à 200 kΩ. Prenons un exemple de substitution: supposons que vous n'avez pas pu trouver de condensateur de 24 nF à tolérance de 2,5% (C10 de l'encrypteur); prenez note de la valeur du pôle de la section de filtre, 356 Hz dans le cas présent.

Vérifiez son exactitude en remplissant les valeurs connues dans l'équation ci-dessus: $R = 116,2 \text{ k}\Omega$ ($R20 + R21$). On remplace ensuite C10 par un condensateur de, disons, 27 nF à tolérance de 2,5%. Le calcul donne alors aux résistances $R20 + R21$ une valeur totale de

103,2 kΩ. Comme il existe plus de valeurs normées pour les résistances que pour les condensateurs, il est plus aisé de créer cette valeur de résistance que de combiner des condensateurs pour obtenir les 24 nF prévus.

La multiplication avec le signal de 24 kHz se fait par l'intermédiaire des commutateurs électroniques IC5b et IC5c. 2 résistances à tolérance de 1%, R39 et R40 additionnent les signaux de produit.

Le transistor T1 fait office d'adaptateur d'impédance chargé de faire en sorte que le filtre passe-bas L3/L4/C19/C20/C21 présente l'impédance terminale correcte. Le signal filtré est ensuite appliqué à un second multiplicateur constitué par les transistors T2 et T3 associés à IC2b. Ce circuit fournit le signal décrypté dans le décodeur et le signal encrypté dans l'encodeur. Un filtre passe-bas placé à l'entrée de l'amplificateur opérationnel IC1a élimine les produits HF dont on se serait bien passé et fournit le signal de commande du tampon de sortie IC1b.

Un commutateur électronique monté en aval de IC1b permet la mise en ou hors-circuit du décrypteur/encrypteur par application du +12 V à la broche S.0/1 (dénomination dont le sens ne saurait échapper à nos lecteurs experts en binaire: *Scrambler 0/1* ce 0/1 signifiant on/off ou en et hors-circuit).

Le circuit imprimé peut être utilisé soit en encrypteur (codeur) soit en décrypteur (décodeur). La fonction est déterminée par la valeur d'un certain nombre de résistances et de condensateurs:

Encrypteur:

- Résistances:
 R4, R7 = 10 kΩ 5%
 R8 = 100 kΩ 5%
 R12 = 25kΩ 5 1%
 R13 = 2kΩ 37 1%
 R16, R29 = 43kΩ 2 1%
 R17, R30 = 680 kΩ 1%
 R20, R33 = 100 kΩ 1%
 R21 = 16kΩ 2 1%
 R26 = 7kΩ 15 1%
 R34, R43 = 6kΩ 8 5%
 R44, R45 = 18 kΩ 5%
 R46, R52 = 27 kΩ 5%

Condensateurs:

- C2 = 1nF 2
 C3, C20 = 1 nF
 C6 = 470 pF
 C7 = 2nF 7
 C9 = 6nF 8 2,5%
 C10 = 24 nF 2,5%
 C11 = 1nF 5 2,5%
 C19, C21 = 330 pF

Décrypteur:

- Résistances:
 R4, R7 = 3kΩ 3 5%
 R8 = 33 kΩ 5%
 R12 = 2kΩ 49 1%
 R13 = 390 Ω
 R16 = 12kΩ 1 1%
 R17 = 390 kΩ 5%
 R20, R21 = 10 kΩ 1%
 R26 = 5kΩ 49 1%
 R29 = 24kΩ 3 1%
 R30 = 820 kΩ 5%
 R33 = 47kΩ 5 1%
 R34 = 21kΩ 5 1%
 R43 = 5kΩ 6 5%
 R44, R45 = 15 kΩ 5%
 R46, R52 = 22 kΩ 5%

Condensateurs:

- C2 = 820 pF
 C3 = 680 pF
 C6 = 1 nF
 C7, C20 = 1nF 8
 C9, C11 = 2nF 7 2,5%
 C10 = 6nF 8 2,5%
 C19, C21 = 560 pF

6

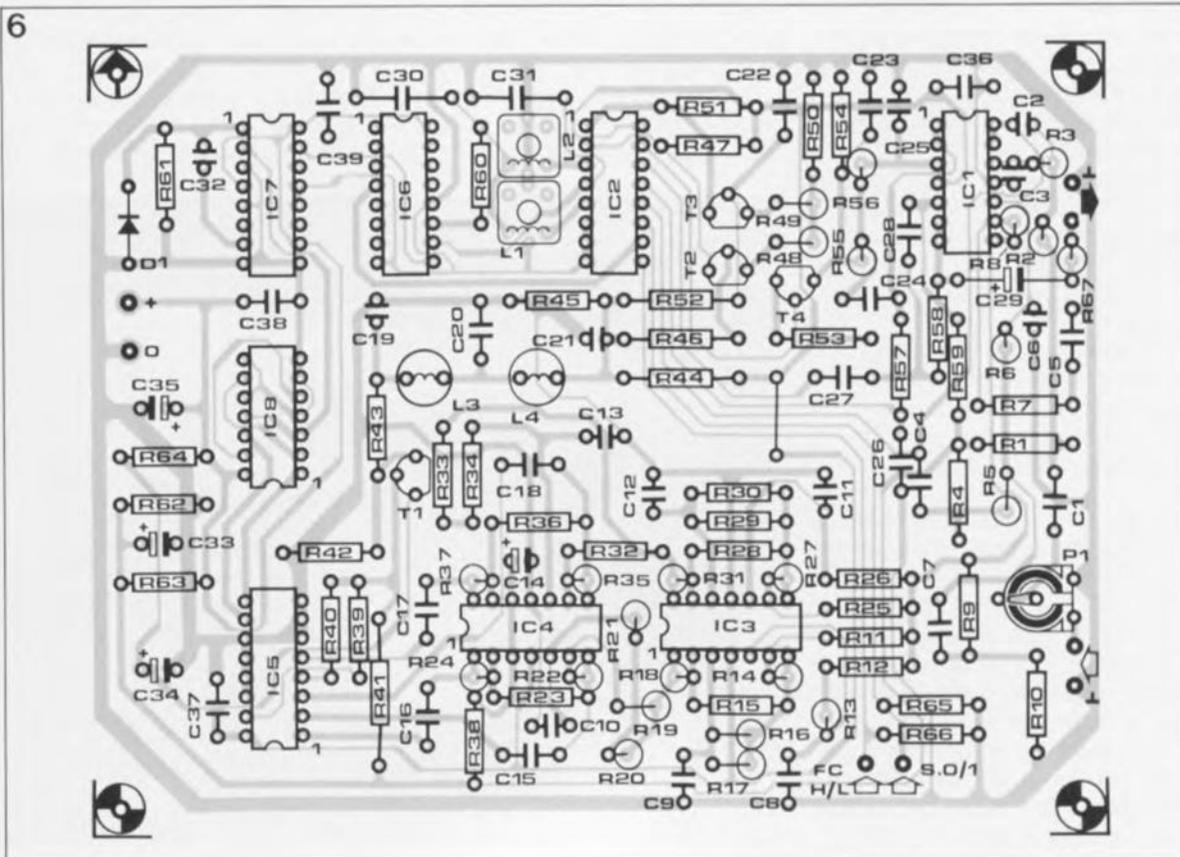


Figure 6. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants sur le circuit imprimé dessiné pour cette réalisation.

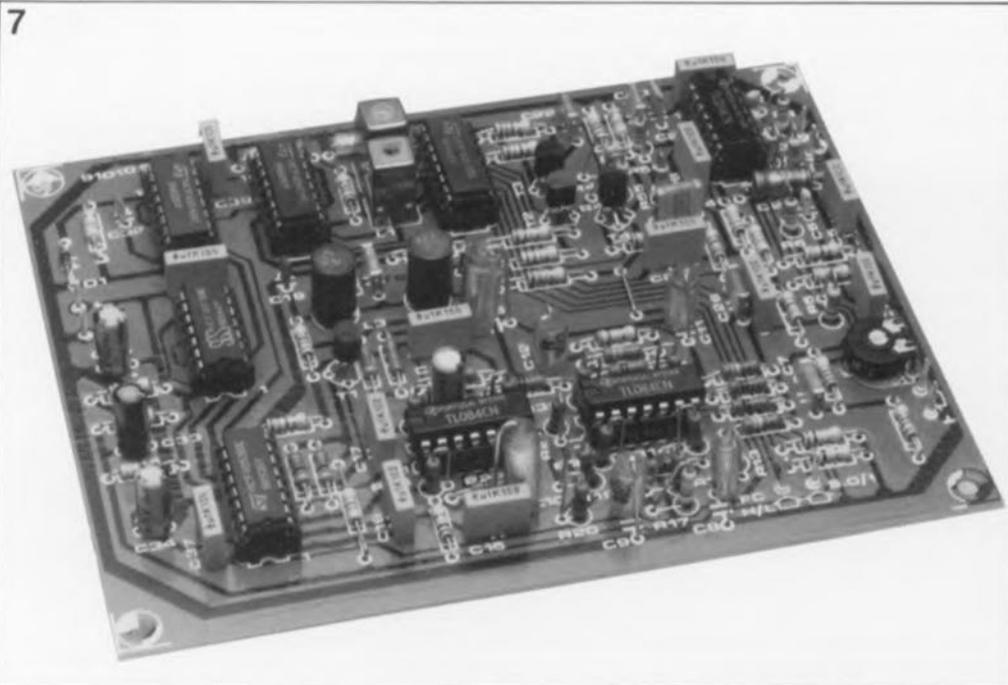


Figure 7. Exemple terminé d'un décodeur.

L'oscillateur générateur du signal d'horloge prend ici la forme d'un **HEF4060**, oscillateur/diviseur CMOS utilisé ici, pour définir sa fréquence de travail, avec une inductance, L1 ou L2, plutôt qu'avec un réseau RC plus classique.

S'il est réalisé avec soin, l'oscillateur respecte la précision de 0,33% demandée par le cahier des charges. Notons que les condensateurs C30 et C31 doivent être du type à coefficient de température faible, dit classe NPO; il s'agit de condensateurs céramique dotés d'un anneau noir sur leur pourtour supérieur. On peut éventuellement les remplacer par des condensateurs au polystyrène de 2,5% de tolérance, plus faciles à trouver.

La présence de 2 inductances à l'entrée de l'oscillateur permet la commutation entre 2 décalages de fréquence différents. Le choix se fait par l'intermédiaire du commutateur IC2c, inverseur commandé par l'application d'une tension de +12 V ou de 0 V à l'entrée FC H/L (*Frequency Control High/Low*) de la platine. Cette possibilité tombe également à pic lorsqu'une source de signal encrypté utilise 2 fréquences d'encryptage.

Le HEF4060 combine les fonctions d'oscillateur central et de prédiviseur par 64 pour fournir le signal de 22,5 kHz. C'est un 4516, IC7 associé à un 4013, IC8, qui remplit la fonction de diviseur par 60. Le premier de ces 2 circuits est câblé en diviseur par 15, le second en diviseur par... 4. Les sorties Q et \bar{Q} des bistables intégrés dans le 4013 fournissent les signaux de commande des multiplieurs IC5b et IC5c.

Figure 8. Le panneau arrière du boîtier Teko 222 reçoit le sélecteur de fréquence (FC H/L), la commande de mise en/hors-fonction du codage, les embases d'entrée et de sortie, une embase d'alimentation et un régulateur de tension 7812 doté de ses condensateurs de découplage.

Réalisation et réglage

Comme indiqué plus haut, la platine, dont on retrouve la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 6**, sert pour les 2 applications de ce montage: décodeur et encodeur. La mise en place des composants n'appelle guère de remarque particulière.

Notons la présence d'un pont de câblage et le montage vertical d'un certain nombre des composants.

Il est important de vérifier que l'on utilise bien la valeur correcte pour le composant concerné en fonction du type de l'application en cours de réalisation. Le graphisme du codage des résistances de la série-E96 à introduire le noyau de ferrite dans l'orifice prévu au centre du corps en plastique.

On vérifie ensuite la continuité de

l'inductance à ses bases avant de l'implanter à l'emplacement prévu sur la platine. On procède à la soudure rapide de toutes les broches de l'inductance y compris celles du blindage en veillant à éviter toute échauffement trop important – il s'agit de plastique ne l'oublions pas. La valeur de self-induction de L1 et L2 est de l'ordre de 100 μ H.

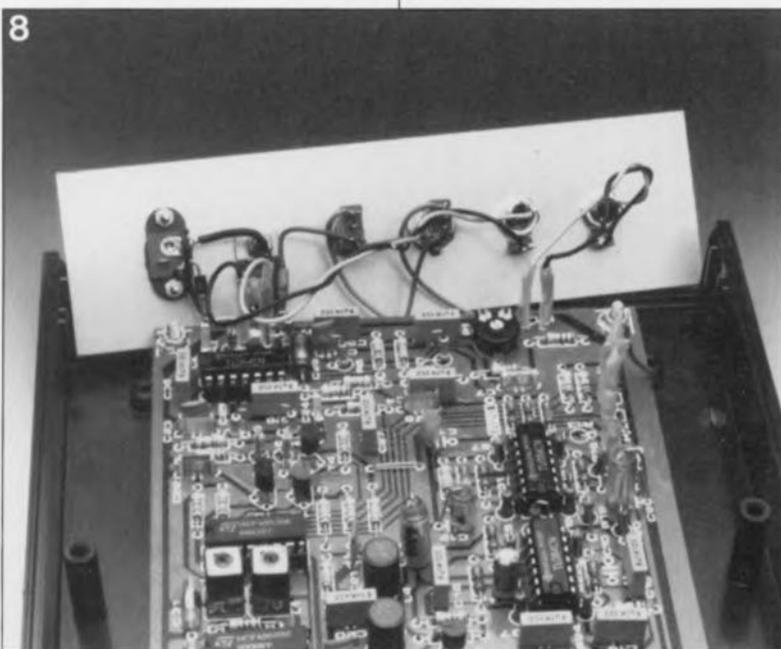
Il n'est pas exclu que vous rencontriez des problèmes de fonctionnement de l'oscillateur central si vous n'utilisez pas un **HEF4060**. Le **HEF4060** est un composant de Philips –non nous n'avons pas d'actions de ce côté-là contrairement à ce que pourraient affirmer certaines mauvaises langues –, une version LOCOS du CMOS4060 aux applications multiples.

Nous avons nous-mêmes essayé différentes marques de 4060 dans ce circuit et aucun d'entre eux n'avait la fiabilité et la stabilité du **HEF4060**.

On applique maintenant la tension d'alimentation au décodeur, puis si tout se passe sans problèmes, un signal encrypté à son entrée avant de connecter un amplificateur à la sortie. On fixe, en jouant sur l'ajustable P1, l'amplitude du signal d'entrée à 200 mV_{cc} environ. On ne connecte pas encore les broches FC H/L et S.0/1; on ajuste ensuite la position de L1 jusqu'à mesurer une fréquence de 1,44 MHz sur la broche 9 du HEF4060 (IC6).

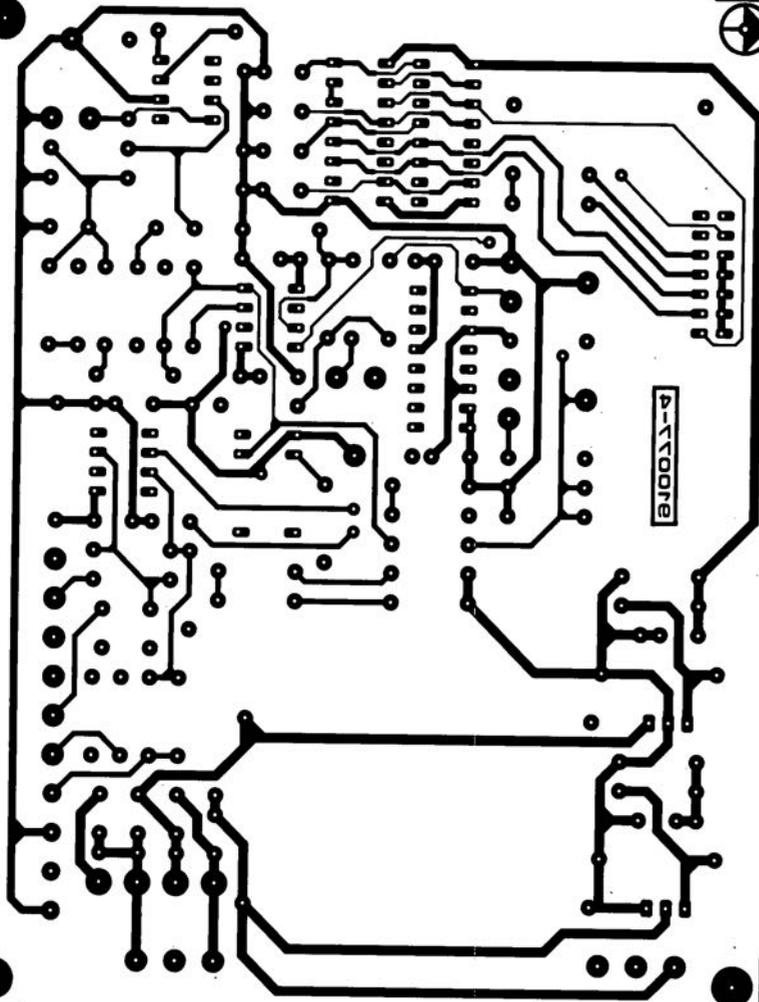
On se rappellera que la fréquence d'horloge centrale définit le décalage, élément que vous êtes libre de fixer entre 1 et 2 kHz.

On obtient un décalage de 1 500 Hz dans le cas d'une fréquence d'horloge centrale de 1,44 MHz. On

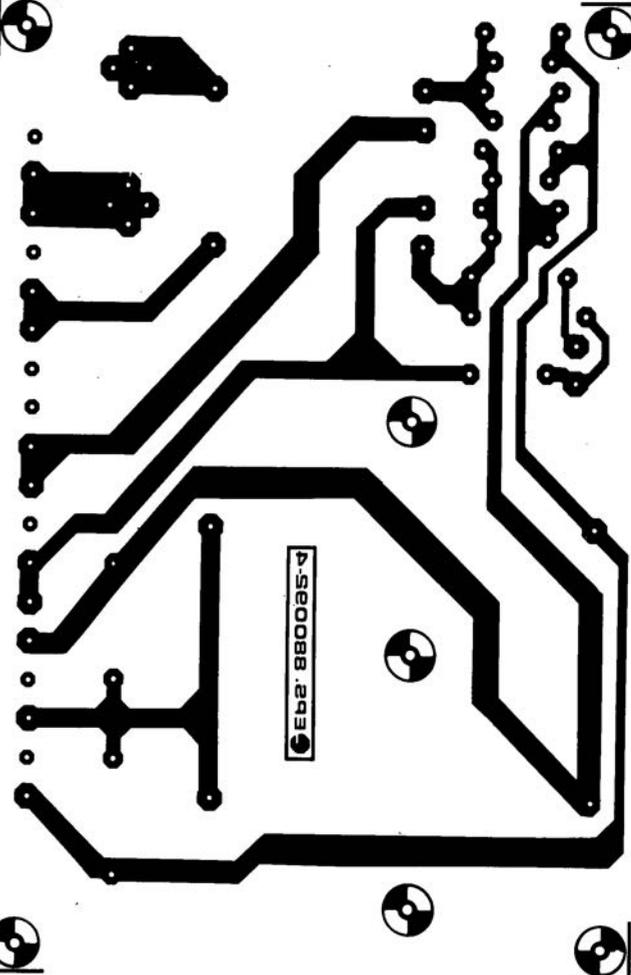


SERVICE

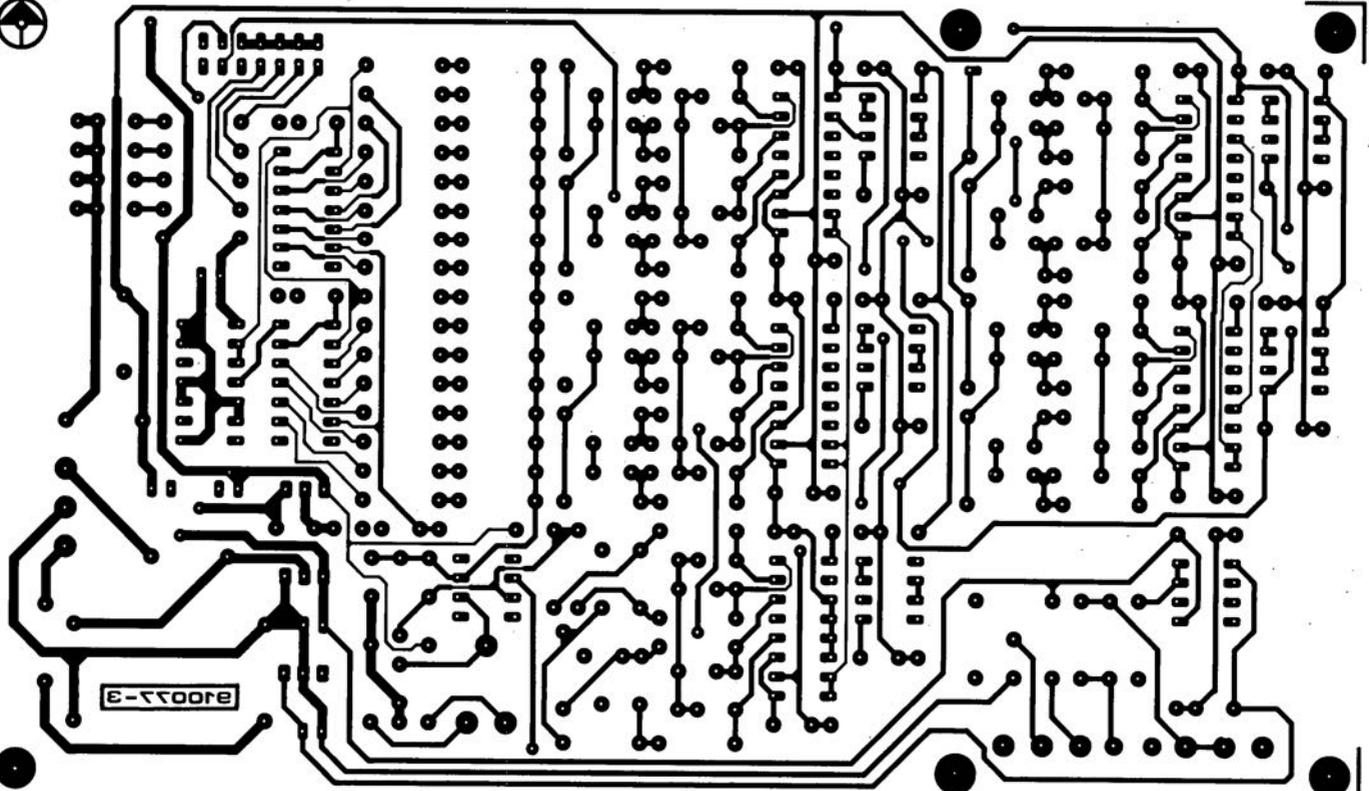
1



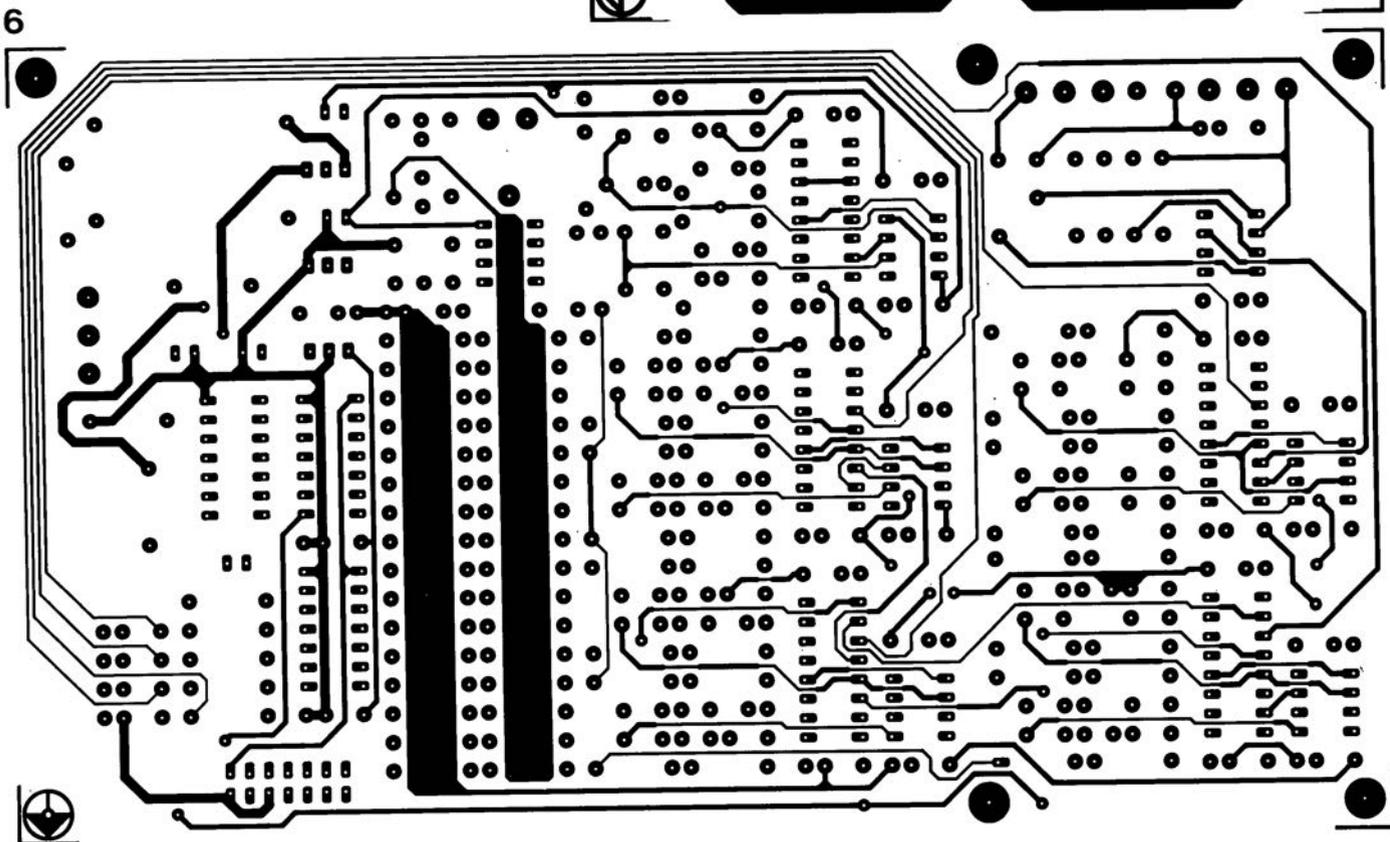
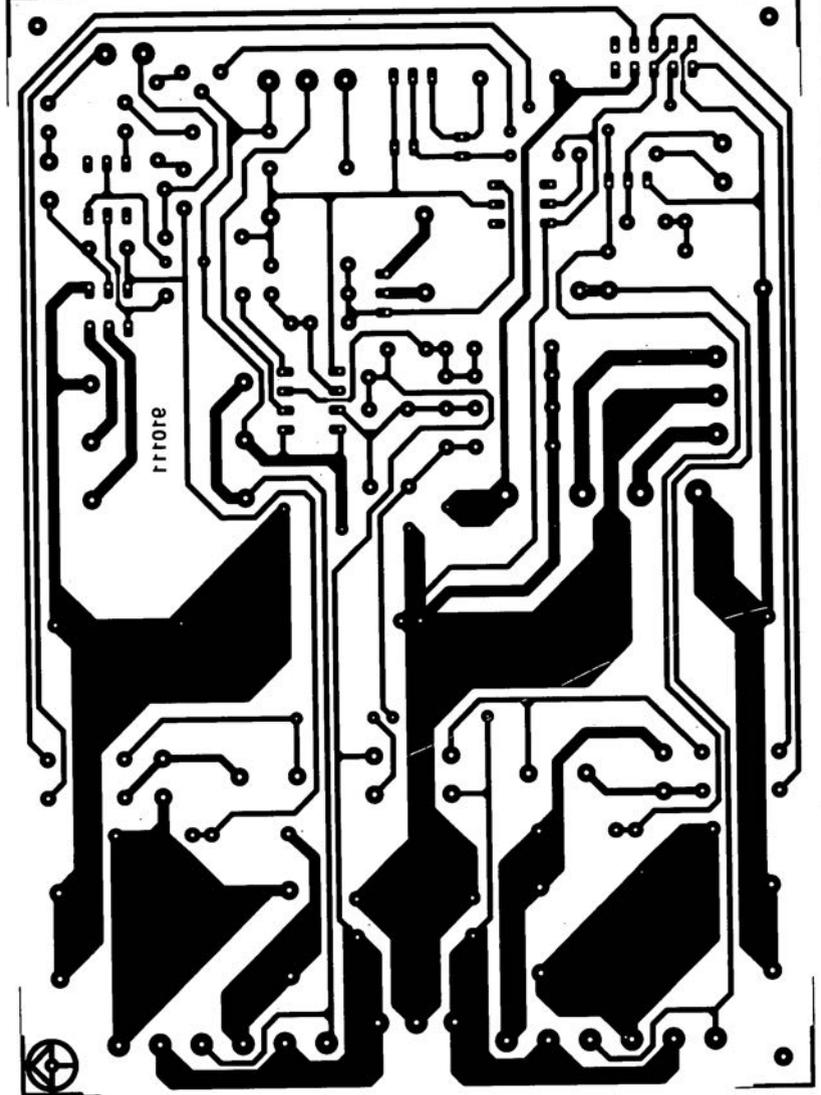
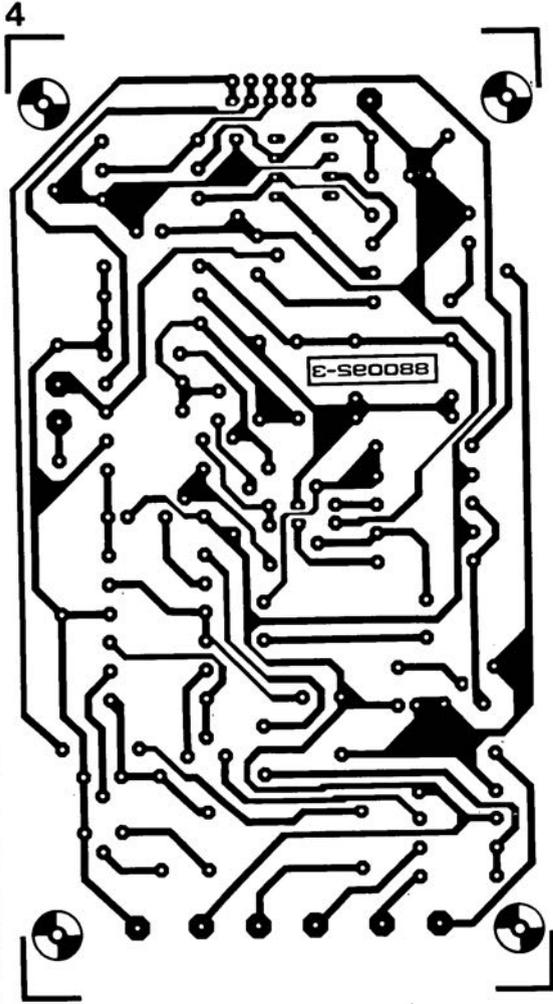
2



3



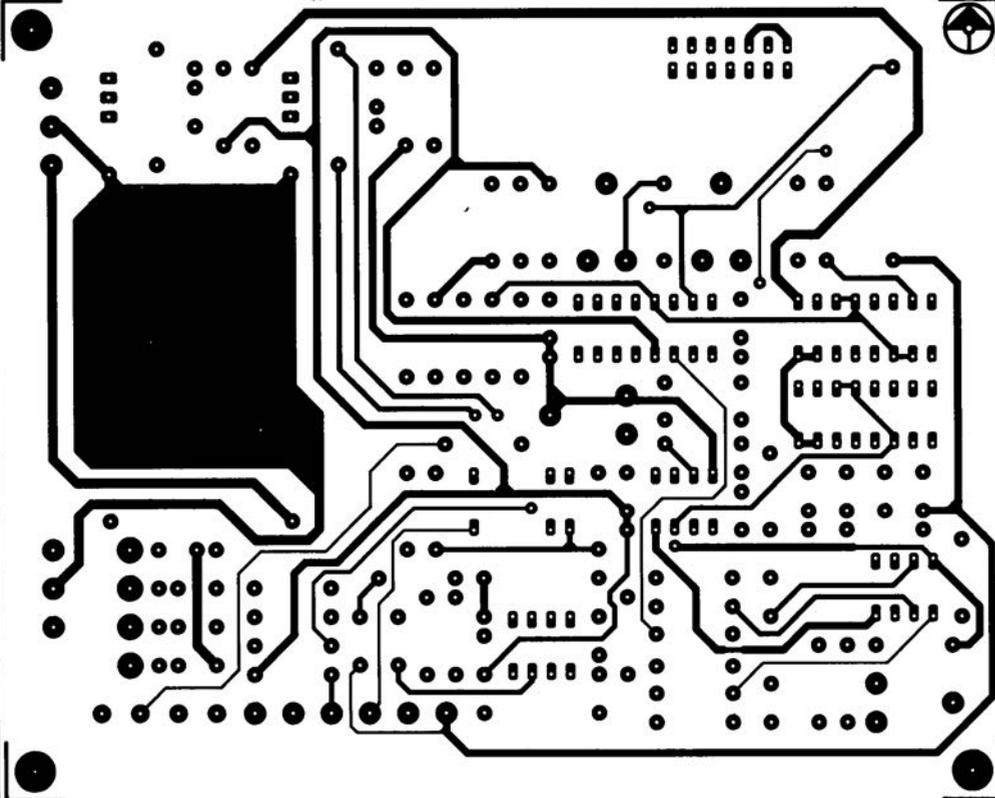
SERVICE



SERVICE

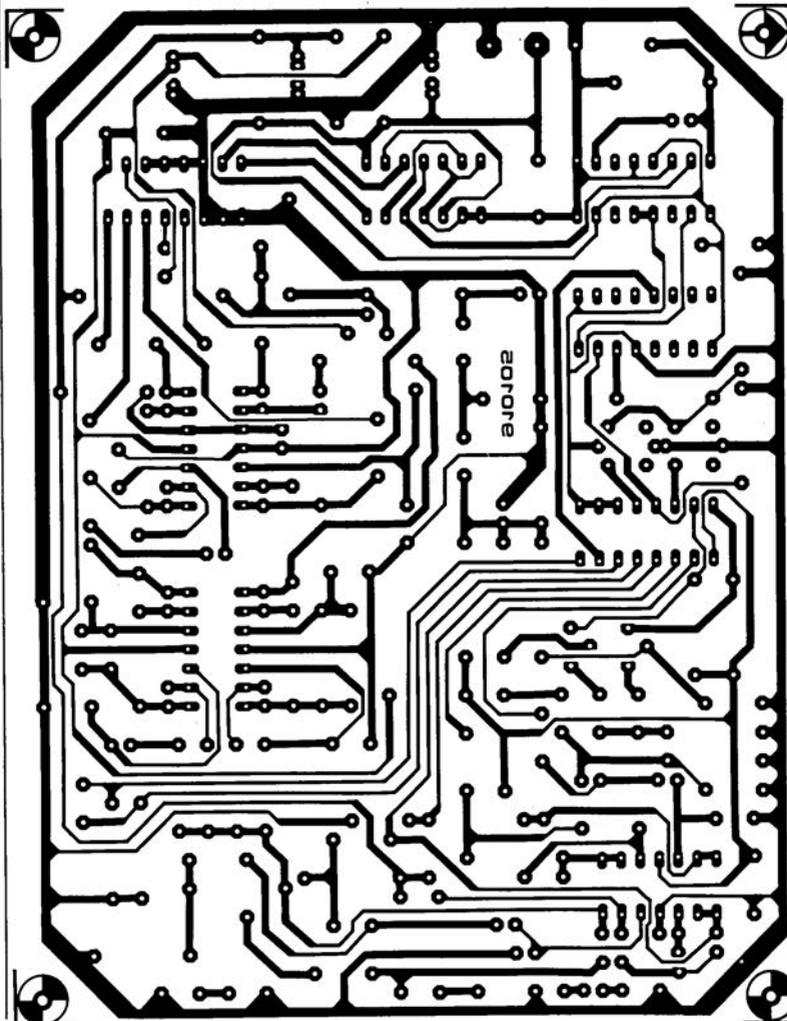
Il nous été impossible, pour des raisons d'espace disponible, de vous proposer les dessins recto-verso de la platine du tampon 1/4 Mo pour imprimante. Chose promise, chose due: voici également les dessins des platines 3 et 4 du générateur de fonctions numérique.

7



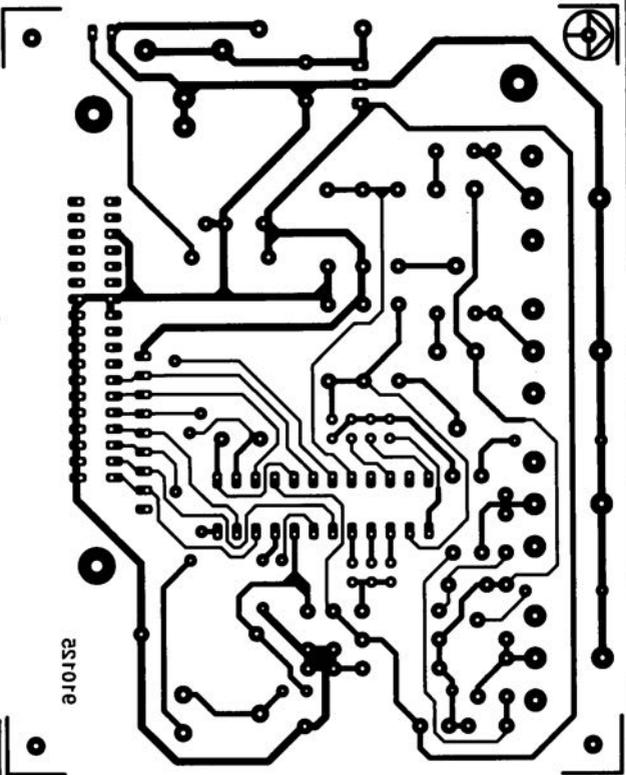
- 1 générateur de fonctions numérique: formateur rectangle/triangle: côté pistes
- 2 LFA-50, "Optim-A": platine de l'alimentation auxiliaire
- 3 générateur de fonctions numérique: convertisseur sinusoïdal: côté pistes
- 4 LFA-50, "Optim-A": platine de la protection
- 5 alimentation symétrique pour budget serré:
- 6 générateur de fonctions numérique: convertisseur sinusoïdal: côté composants
- 7 générateur de fonctions numérique: formateur rectangle/triangle: côté composants
- 8 crypteur/décrypteur audio
- 9 filtre programmable

8



8

9



2S101E

circuits intégrés pour filtres programmables

à commutation de condensateurs

La famille des MAX260/261/262 se compose de circuits intégrés au contenu très, mais alors très, particulier. Chacun de ces composants intègre en effet 2 sections de filtrage doubles dont il est possible de programmer, à l'aide d'un microprocesseur ou d'un micro-ordinateur, indépendamment l'une de l'autre les fonctions de filtrage. Il devient possible ainsi, par une action sur les touches d'un clavier, de passer d'une fréquence de coupure à une autre, soit encore de choisir un facteur Q différent, qu'il soit plus faible ou plus élevé, peu importe. Une telle banque de filtres programmables par ordinateur ne manquera sans doute pas d'intéresser les amateurs d'expériences et d'expérimentations audio.

Cela fait plusieurs années déjà qu'il existe des circuits intégrant des filtres au principe basé sur la commutation de condensateurs. On met, pour ce faire, en série avec chaque condensateur utilisé pour déterminer la fréquence un commutateur électronique de manière à ce que le transfert de charge vers le condensateur puisse se faire par l'intermédiaire d'une commande en largeur d'impulsion du dit commuta-

teur (à une fréquence située bien au-delà de la bande passante requise). Il est possible, en règle générale, de choisir pour ce type de circuits intégrés la caractéristique de filtrage que l'on désire, élément à partir duquel on réalise une configuration donnée. Un potentiomètre commandé manuellement permet de jouer continuellement sur la fréquence du filtre mais sur une certaine plage seulement bien entendu.

La nouvelle famille de Maxim a fait des progrès très sensibles dans cette direction. Chacun des 3 circuits intégrés qu'elle comporte intègre 2 filtres actifs universels du second ordre faisant appel à la commutation de condensateurs, filtres dont il est possible, à l'aide de quelques mots de données fournies par un système micro-informatique, de définir les fonctions de filtrage (facteur de qualité, Q, et la fréquence de coupure

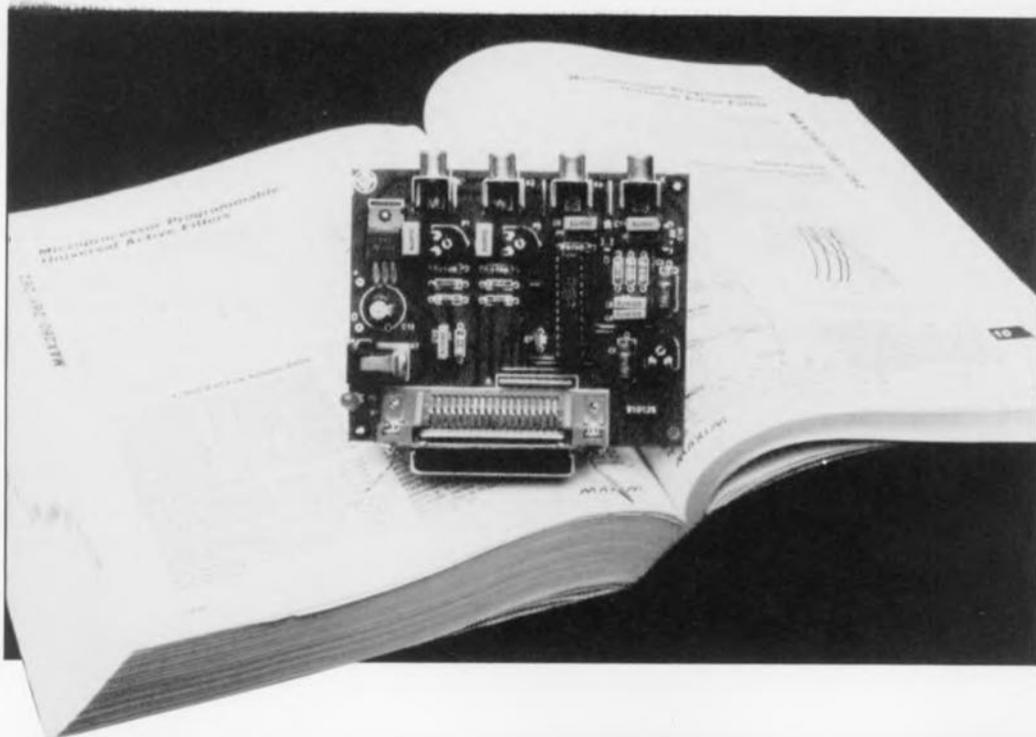
f_c ou de résonance f_0 , respectivement selon le cas).

La quasi-totalité des composants discrets, les condensateurs y compris, est intégrée dans le circuit intégré. Le fabricant a, de plus, opté pour un concept de filtre suffisamment flexible pour que chaque section possède une sortie passe-bas, passe-haut et passe-bande.

Chaque section peut être utilisée indépendamment; il est également possible de monter plusieurs sections en série de manière à réaliser des filtres d'ordre supérieur (à la pente plus raide).

Structure interne

La figure 1 reproduit la structure interne des MAX 260/261/262. Chaque section de filtre du second degré possède une entrée d'horloge propre et des moyens distincts de définition de la fréquence de coupure et du facteur Q. Cette approche permet aux 2 sections de travailler indépendamment l'une de l'autre et donc à l'utilisateur de réaliser des fonctions de filtrage plus complexes. Ces composants intègrent un circuit d'oscillateur auquel on peut connecter



un quartz ou un réseau RC. On notera la présence d'un diviseur par 2 entre chaque entrée d'horloge et la section de filtrage, de sorte que le rapport cyclique du signal utilisé est sans influence sur le fonctionnement du filtre.

Les MAX261 et 262 comportent un amplificateur opérationnel additionnel auquel on pourra faire appel pour réaliser, entre autres, une sortie coupe-bande (filtre bouchon).

Le schéma de la figure 2 entre dans le détail de la structure interne d'un filtre. On se trouve ici en présence d'une configuration de filtre à état variable (*state variable filter*) comportant 2 intégrateurs et un amplificateur sommateur. 4 réseaux de condensateurs commutables (*switched capacitor network*) permettent un réglage indépendant du facteur Q et de la fréquence de résonance (f_0) de chaque section. Les 3 commutateurs additionnels présents dans le bloc de sélection de mode (*mode select*) permettent différentes combinaisons des amplificateurs opérationnels et de l'amplificateur sommateur.

Le rapport entre la fréquence d'horloge et la fréquence centrale choisie est maintenu à un niveau tel qu'il est facile de débarrasser le signal de sortie de la fréquence d'horloge et que l'on obtient ainsi une fonction de transfert de filtre à état variable du second ordre relativement proche de l'idéal. Ce rapport n'est pas le même pour les 3 circuits intégrés: il est à dessein plus faible dans le cas du MAX262 de manière à permettre l'utilisation de ce circuit à des fréquences plus élevées que celle permises par les 2 autres composants.

Modes 1 à 4

Comme nous venons juste de le voir, la sélection de mode permet plusieurs configurations de filtre; nous allons les passer en revue.

Le Mode 1 (figure 3a) peut être utilisé pour la réalisation de filtres passe-bas et passe-bande ne présentant que des pôles, tels que des Butter-

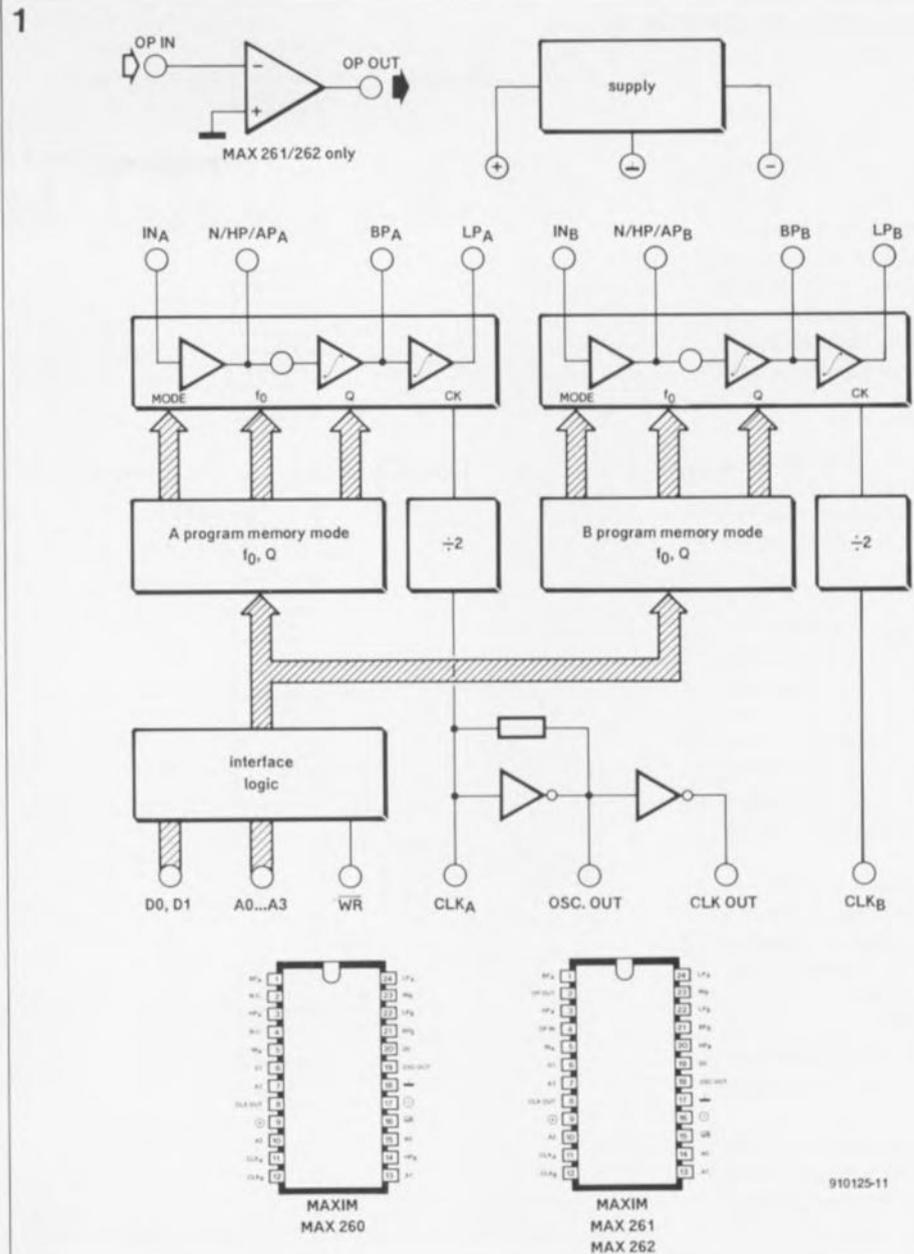


Figure 1. Structure schématique d'un MAX26x et brochages des MAX260 et MAX261/262.

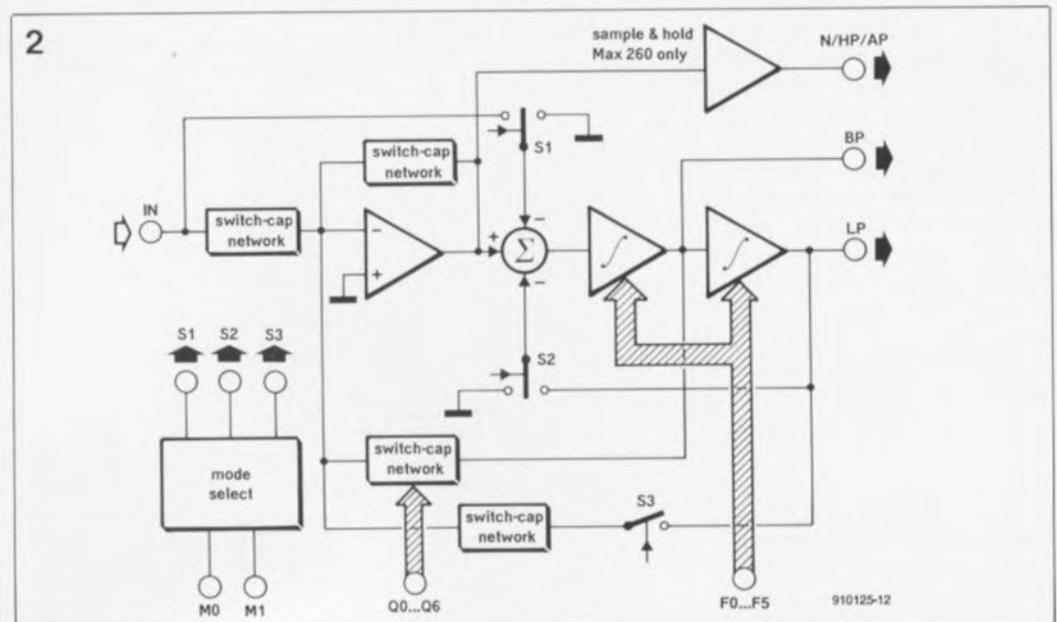


Figure 2. Schéma détaillé de chaque section de filtre. On reconnaît 4 réseaux de condensateurs commutables. Les commutateurs S1 à S3 permettent le choix d'une configuration donnée.

worth, Bessel et Tchébycheff. Ce mode permet également de réaliser des filtres coupe-bande, mais du second ordre seulement. Ce mode peut être utilisé avec les fréquences d'horloge les plus élevées sachant que l'amplificateur d'entrée se trouve en dehors de la boucle de résonance. Le gain des sorties passe-bas et bouchon est unitaire, tandis que la sortie passe-bande présente un gain Q à f_0 .

Le Mode 2 (figure 3b) convient également à la réalisation de filtres passe-bas et passe-bande ne comportant que des pôles.

L'avantage de cette approche par rapport au mode 1 est un facteur Q plus important de chaque section. Ce mode ne permet pas des fréquences d'horloge aussi élevées (une fois et demie environ ($\sqrt{2}$) moins élevées que celles permises par le mode 1).

Cette approche a l'avantage de permettre, dans le cas de l'utilisation d'une unique fréquence d'horloge pour toutes les sections, le choix, pour les différentes sections, de fréquences centrales plus éloignées les unes des autres.

Le Mode 3 (figure 3c) est la seule approche permettant la réalisation de filtres passe-haut. La fréquence d'horloge maximale est légèrement inférieure à celle admise en mode 1.

Le Mode 3a (figure 3d) est une variante du mode 3. On crée, en faisant appel à l'amplificateur opérationnel additionnel présent dans les MAX261 et 262 (soit encore à l'aide d'un amplificateur opérationnel externe), une sortie coupe-bande distincte obtenue par combinaison (sommation) des sorties passe-bas et passe-haut. On peut utiliser ce mode pour la réalisation de filtres elliptiques (avec pôles et points zéro).

Le Mode 4 (figure 3e) est la seule configuration ayant une sortie passe-tout. Il permet la réalisation de filtres passe-bas et passe-bande (à pôles uniquement).

Le tableau 1 récapitule les

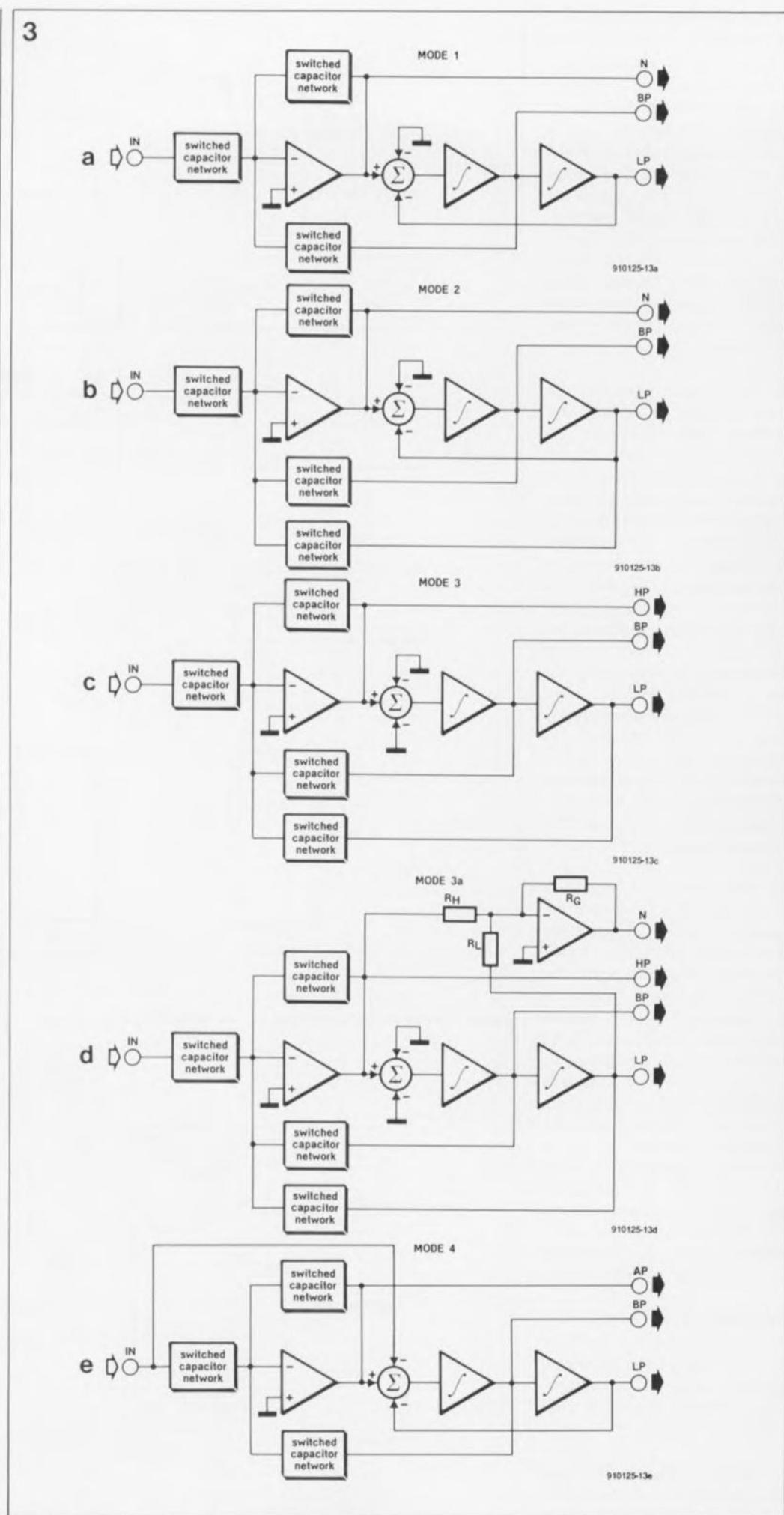


Figure 3. Voici les différentes configurations permises par les modes disponibles. Chaque option présente des avantages et des inconvénients spécifiques.

caractéristiques des différents modes.

Programmation

La mise en série de plusieurs sections de filtrage permet la réalisation de filtres à pente très raide. Il faut cependant déjà savoir, pour pouvoir calculer pour chaque section la fréquence centrale correspondante et le facteur Q, de quoi il retourne lorsque l'on parle de la théorie des filtres.

Comme, dans le circuit d'expérimentation décrit plus loin, nous utiliserons les 2 sections d'un MAX26X indépendamment l'une de l'autre, nous limiterons notre description à la programmation de filtres du second ordre. Cette solution convient parfaitement pour d'éventuelles expériences.

Le circuit intégré possède 3 lignes d'adresses et 2 lignes de données qui reçoivent leurs données par l'intermédiaire, par exemple, du port Centronics d'un ordinateur.

Pour programmer le circuit intégré il faut y écrire, pour chaque section de filtre, 8 mots de donnée de 2 bits. Le **tableau 2** nous apprend la fonction des différents bits. Une fois la programmation effectuée, on peut interrompre la liaison vers l'ordinateur, le filtre continuant de travailler dans le mode choisi tant que reste présente la tension d'alimentation.

Il faut, après avoir choisi le mode correspondant à une configuration de filtre donnée, à entrer la valeur de f_{CLK}/f_0 c'est-à-dire le rapport entre la fréquence d'horloge (f_{CLK}) et la fréquence centrale (f_0) et à indiquer le facteur Q requis. Ces 2 éléments dépendent du mode programmé de sorte qu'il est difficile de donner une règle ou une formule simple pour les déterminer.

Le **tableau 3** donne pour cette raison le nombre N à programmer pour obtenir un certain rapport de fréquence dans un mode donné. Prenez le temps de lire les notes placées au bas du tableau. On peut faire varier, par logiciel

MODE	M1, Mo	Fonction du filtre	f_0	Q	f_N	H_{OLP}	H_{OBP}	H_{ON1} ($f - 0$)	H_{ON2} ($f - f_{CLK}/4$)	Autre
1	0, 0	LP, BP, N	voir tableau 3	voir tableau 4	f_0	-1	-Q	-1	-1	
2	0, 1	LP, BP, N			$f_0/2$	-0,5	-Q/2	-0,5	-1	
3	1, 0	LP, BP, HP				-1	-Q			$H_{OHP} = -1$
3A	1, 0	LP, BP, HP, N			$f_0 \sqrt{R_H/R_L}$	-1	-Q	$+ \frac{R_G}{R_L}$	$+ \frac{R_G}{R_H}$	$H_{OHP} = -1$
4	1, 1	LP, BP, AP				-2	-2Q		$H_{OAP} = -1$ $f_Z = f_0, Q_Z = Q$	

Notes: f_0 = fréquence centrale
 f_N = fréquence - bouchon
 H_{OLP} = Gain en passe-bas à CC
 H_{OBP} = Gain en passe-bande à f_0
 H_{OHP} = Gain en passe-haut lorsque f approche de $f_{CLK}/4$
 H_{ON1} = Gain en coupe-bande lorsque f approche du CC
 H_{ON2} = Gain en coupe-bande lorsque f approche $f_{CLK}/4$
 H_{OAP} = Gain en passe-bande
 f_Z, Q_Z = f et Q d'une paire de pôles complexe

Tableau 1. Caractéristiques des différentes configurations de filtres illustrées en figure 3.

interposé, le rapport f_{CLK}/f_0 entre 100 et 200 si l'on utilise un MAX260/261 dans ses modes les plus courants. À une fréquence d'horloge de 200 kHz, il est possible, à l'aide de l'ordinateur, de choisir une valeur comprise entre 1 et 2 kHz. Nous avons prévu en outre, pour augmenter les possibilités de cette réalisation d'aide aux expérimentations, de permettre une variation de la fréquence par action sur un potentiomètre.

La programmation du facteur Q n'est pas directe elle non plus; elle se fait par l'intermédiaire d'un nombre N compris entre 0 et 127. Ce nombre permet le choix d'un facteur Q compris entre 0,5 et 64 dans les modes 1, 3 et 4. Le facteur Q choisi détermine également la fréquence d'horloge maximale.

Le MAX261 que nous avons mis à contribution peut travailler, dans tous les modes et à des facteurs Q inférieurs à 8, sans le moindre problème jusqu'à 1,7 MHz (jusqu'à 4 MHz même pour Q=1). Pour des valeurs de Q plus importantes, cette fréquence tombe à 1,2 MHz environ.

La programmation pour Q dans le filtre A d'un nombre N égal à 0 fait passer l'ensemble du circuit en mode de veille à une consommation de courant réduite: celle-ci passe alors de 7 mA en mode normal à 0,35 mA seulement.

Un exemple pratique

La **figure 4** donne le schéma d'une réalisation pratique basée sur le MAX261. L'une de ses applications les plus intéressantes est celle de filtre universel à utiliser pour effectuer un test rapide d'un montage quelconque.

On remarquera que nous n'avons pratiquement rien ajouté au circuit intégré - ceci n'est d'ailleurs pas nécessaire vu l'étendue de ses possibilités intégrées. Les 2 entrées ont été pourvues de condensateurs de découplage, C1 et C2, des résistances ajustables, P1 et P2, et des protections contre des signaux de niveau trop important, D1/D2/R1 et D3/D4/R2.

L'oscillateur de génération de la fréquence d'horloge prend ici la forme d'une combinaison RC, P3/C7; une action sur cet ajustable permet de faire varier cette fréquence entre 70 kHz et 1,5 MHz. Une augmentation de la valeur du condensateur C7 permet, le cas échéant, d'obtenir une fréquence d'horloge plus faible encore.

Les sorties des sections de filtrage comportent 3 cavaliers de court-circuit permettant de choisir quelle fonction de filtre sera reliée aux embases de sortie K4 et K5. Il est possible en outre de mettre en série les 2 sections par la mise en place d'un cavalier de court-circuit (ou d'un pont de câblage) à l'emplacement marqué A>B.

Bit de donnée		Adresse				Emplacement
D0	D1	A3	A2	A1	A0	
Filtre A						
M0 _A	M1 _A	0	0	0	0	0
F0 _A	F1 _A	0	0	0	1	1
F2 _A	F3 _A	0	0	1	0	2
F4 _A	F5 _A	0	0	1	1	3
Q0 _A	Q1 _A	0	1	0	0	4
Q2 _A	Q3 _A	0	1	0	1	5
Q4 _A	Q5 _A	0	1	1	0	6
Q6 _A		0	1	1	1	7
Filtre B						
M0 _B	M1 _B	1	0	0	0	8
F0 _B	F1 _B	1	0	0	1	9
F2 _B	F3 _B	1	0	1	0	10
F4 _B	F5 _B	1	0	1	1	11
Q0 _B	Q1 _B	1	1	0	0	12
Q2 _B	Q3 _B	1	1	0	1	13
Q4 _B	Q5 _B	1	1	1	0	14
Q6 _B		1	1	1	1	15

Note: l'écriture d'un 0 dans Q0A - Q6A (emplacements d'adresses 4-7) du filtre A active le mode de mise en veille. Les 2 sections de filtre sont alors désactivées.

Tableau 2. Adresses des différentes informations pour les filtres.

Chaque sortie comporte un filtre passe-bas (R5/C8 et R7/C10) chargé de débarrasser (filtrer) le signal de sortie de la fréquence d'horloge. En fait il aurait fallu, pour assurer un filtrage optimal, permettre l'adaptation de la fréquence de coupure à la fréquence d'horloge choisie; étant donné le concept universel adopté ici nous avons cependant préféré un réglage fixe de cette fréquence à quelque 20 kHz.

La liaison du circuit à l'ordinateur se fait par l'intermédiaire d'une embase Centronics reliée à 7 broches du circuit intégré. Un réseau de résistances, R10, force ces entrées du MAX261 au niveau logique haut même lorsque le montage n'est pas relié à la sortie imprimante de l'ordinateur.

Liste des composants

Résistances:

- R1, R2 = 1 k Ω
- R3, R4 = 4k Ω 7
- R5, R7 = 2k Ω 2
- R6, R8 = 100 k Ω
- R9 = 330 Ω
- R10 = réseau de résistances (8 x 10 k Ω)
- P1, P2 = 50 k Ω ajustable
- P3 = 100 k Ω ajustable

Condensateurs:

- C1, C2 = 330 nF
- C3, C5 = 10 μ F/16 V
- C4, C6, C13 = 100 nF
- C7 = 68 pF
- C8, C10 = 3nF3
- C9, C11 = 470 nF
- C12 = 100 μ F/35 V radial

Semi-conducteurs:

- D1 à D4 = 1N4148
- D5 = LED 5 mm rouge
- IC1 = MAX261 (Maxim)
- IC2 = 7805

Divers:

- K1 = embase Centronics encartable mâle en équerre (36 contacts)
- K2...K5 = embase Cinch femelle encartable
- K6 = embase d'alimentation encartable (type lecteur de cassettes)
- boîtier 146 x 92 x 27 mm (tel que Pactec par exemple)

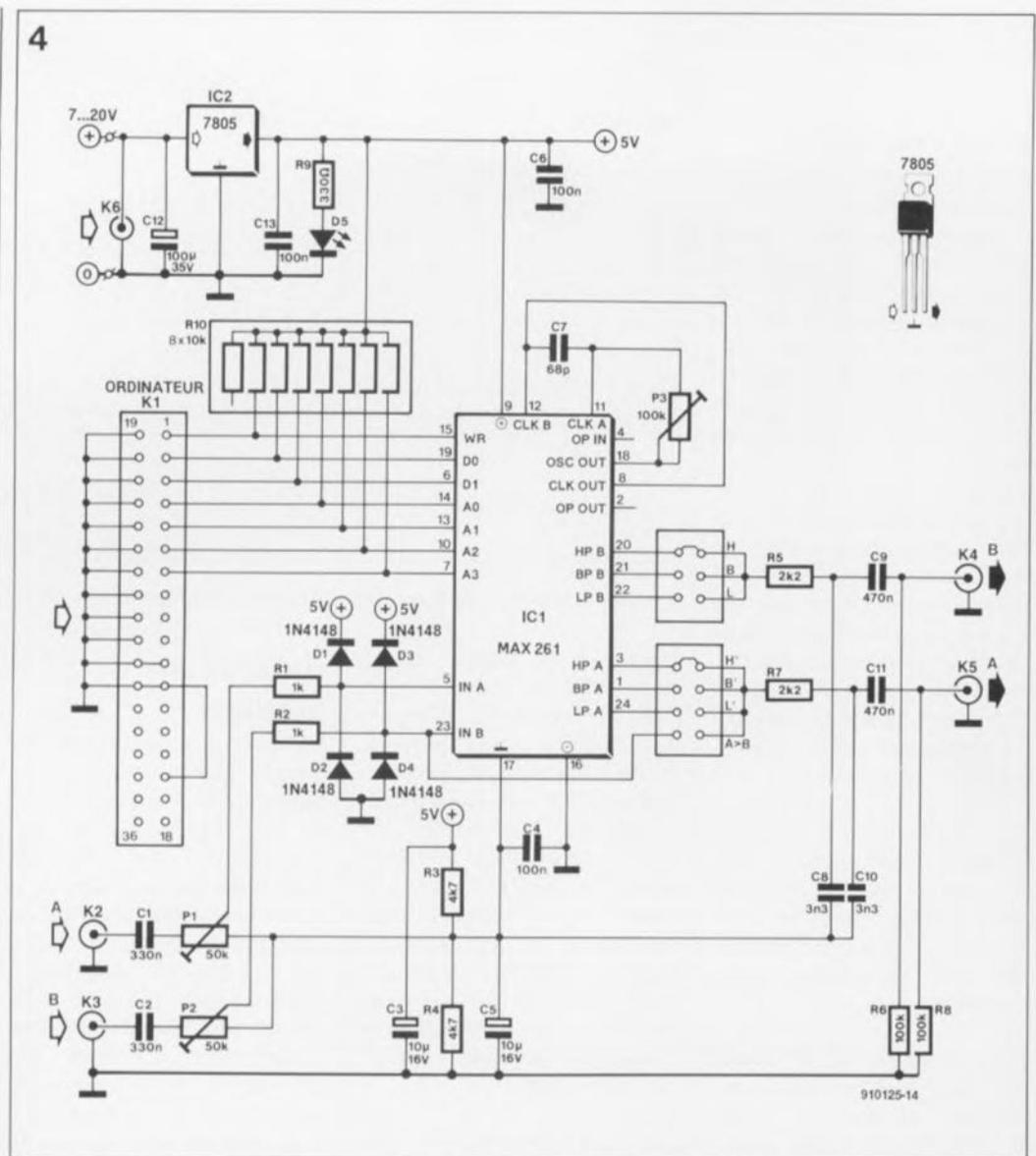


Figure 4. Bien que le circuit expérimental centré sur le MAX261 soit relativement simple, il offre d'intéressantes perspectives.

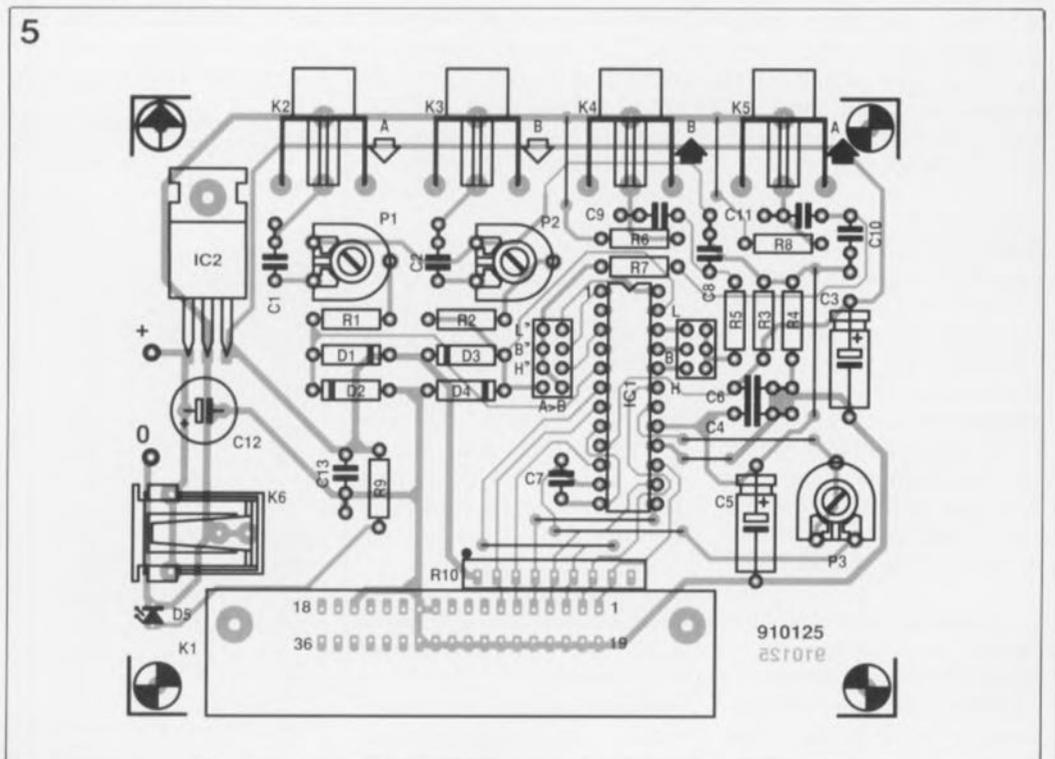


Figure 5. La platine dessinée pour cette réalisation dont on trouve ici la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants comporte tous les connecteurs nécessaires.

Tableau 3.

Rapport f_{CLK}/f_0				Code de programmation							
MAX260/261		MAX262		N	F5	F4	F3	F2	F1	F0	
MODE 1,3,4	MODE 2	MODE 1,3,4	MODE 2								
100,53	71,09	40,84	28,88	0	0	0	0	0	0	0	
102,10	72,20	42,41	29,99	1	0	0	0	0	0	1	
103,67	73,31	43,98	31,10	2	0	0	0	0	1	0	
105,24	74,42	45,44	32,21	3	0	0	0	0	1	1	
106,81	75,53	47,12	33,32	4	0	0	0	1	0	0	
108,38	76,64	48,69	34,43	5	0	0	0	1	0	1	
109,96	77,75	50,27	35,54	6	0	0	0	1	1	0	
111,53	78,86	51,84	36,65	7	0	0	0	1	1	1	
113,10	79,97	53,41	37,76	8	0	0	1	0	0	0	
114,67	81,08	54,98	38,87	9	0	0	1	0	0	1	
116,24	82,19	56,55	39,99	10	0	0	1	0	1	0	
117,81	83,30	58,12	41,10	11	0	0	1	0	1	1	
119,38	84,42	59,69	42,21	12	0	0	1	1	0	0	
120,95	85,53	61,26	43,32	13	0	0	1	1	0	1	
122,52	86,64	62,83	44,43	14	0	0	1	1	1	0	
124,09	87,75	64,40	45,54	15	0	0	1	1	1	1	
125,66	88,86	65,97	46,65	16	0	1	0	0	0	0	
127,23	89,97	67,54	47,76	17	0	1	0	0	0	1	
128,81	91,80	69,12	48,87	18	0	1	0	0	1	0	
130,38	92,19	70,69	49,98	19	0	1	0	0	1	1	
131,95	93,30	72,26	51,10	20	0	1	0	1	0	0	
133,52	94,41	73,83	52,20	21	0	1	0	1	0	1	
135,08	95,52	75,40	53,31	22	0	1	0	1	1	0	
136,66	96,63	76,97	54,43	23	0	4	0	1	1	1	
138,23	97,74	78,53	55,54	24	0	1	1	0	0	0	
139,80	98,86	80,11	56,65	25	0	1	1	0	0	1	
141,37	99,97	81,68	57,76	26	0	1	1	0	1	0	
142,94	101,08	83,25	58,87	27	0	1	1	0	1	1	
144,51	102,89	84,82	59,98	28	0	1	1	1	0	0	
146,08	103,30	86,39	61,09	29	0	1	1	1	0	1	
147,65	104,41	87,96	62,20	30	0	1	1	1	1	0	
149,23	105,52	89,54	63,31	31	0	1	1	1	1	1	
150,80	106,63	91,11	64,42	32	1	0	0	0	0	0	
152,37	107,74	92,68	65,53	33	1	0	0	0	0	1	
153,98	108,85	94,25	66,64	34	1	0	0	0	1	0	
155,51	109,96	95,82	67,75	35	1	0	0	0	1	1	
157,08	111,07	97,39	68,86	36	1	0	0	1	0	0	
158,65	112,18	98,96	69,98	37	1	0	0	1	0	1	
160,22	113,29	100,53	71,09	38	1	0	0	1	1	0	
161,79	114,41	102,10	72,20	39	1	0	0	1	1	1	
163,36	115,52	102,67	73,31	40	1	0	1	0	0	0	
164,93	116,63	105,24	74,42	41	1	0	1	0	0	1	
166,50	117,74	106,81	75,53	42	1	0	1	0	1	0	
168,08	118,85	108,38	76,64	43	1	0	1	0	1	1	
169,65	119,96	109,96	77,75	44	1	0	1	1	0	0	
171,22	121,07	111,53	78,86	45	1	0	1	1	0	1	
172,79	122,18	113,10	79,97	46	1	0	1	1	1	0	
174,36	123,29	114,66	81,08	47	1	0	1	1	1	1	
175,93	124,40	116,24	82,19	48	1	1	0	0	0	0	
177,50	125,51	117,81	83,30	49	1	1	0	0	0	1	
179,07	126,62	119,38	84,41	50	1	1	0	0	1	0	
180,64	127,73	120,95	85,53	51	1	1	0	0	1	1	
182,21	128,84	122,52	86,64	52	1	1	0	1	0	0	
183,78	129,96	124,09	87,75	53	1	1	0	1	0	1	
185,35	131,07	125,66	88,86	54	1	1	0	1	1	0	
186,92	132,18	127,23	89,97	55	1	1	0	1	1	1	
188,49	133,29	128,81	91,08	56	1	1	1	0	0	0	
190,07	134,40	130,38	92,19	57	1	1	1	0	0	1	
191,64	135,51	131,95	93,30	58	1	1	1	0	1	0	
193,21	136,62	133,52	94,41	59	1	1	1	0	1	1	
194,78	137,73	135,09	95,52	60	1	1	1	1	0	0	
196,35	138,84	136,66	96,63	61	1	1	1	1	0	1	
197,92	139,95	138,23	97,74	62	1	1	1	1	1	0	
199,49	141,06	139,80	98,85	63	1	1	1	1	1	1	

Notes: 1) Pour le MAX260/61, $f_{CLK}/f_0 = (64 + N)\pi/2$ en Mode 1, 3 et 4, N variant entre 0 et 63.
 2) Pour le MAX262, $f_{CLK}/f_0 = (26 + N)\pi/2$ en Mode 1, 3 et 4, N variant entre 0 et 63.
 3) En mode 2, tous les taux f_{CLK}/f_0 sont divisés par $\sqrt{2}$. Les fonctions sont alors:
 MAX260/61 $f_{CLK}/f_0 = 1,11072 (64 + N)$, MAX262 $f_{CLK}/f_0 = 1,11072 (26 + N)$.

Tableau 3. La programmation de la fréquence centrale se fait à l'aide d'un nombre N donnant le rapport f_{CLK}/f_0 ($0 \leq N \leq 63$).

Comme nous avons opté, pour des raisons évidentes de simplification, pour une alimentation asymétrique, il nous faut créer une demie tension d'alimentation artificielle appliquée à la broche de masse du circuit, la vraie masse du circuit étant elle reliée à la broche d'alimentation négative V- (16). Pour ce faire nous utilisons les résistances R3 et R4 qui, associées au condensateur C5, travaillent en diviseur de tension.

La tension d'alimentation est fournie par un régulateur intégré du type 7805 qu'il n'est pas nécessaire de doter de radiateur sachant que la consommation de courant ne dépasse jamais 20 mA.

La réalisation

Grâce à la platine dont vous proposons en figure 5 la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants, la réalisation de ce montage devrait être un jeu d'enfant. Non, nous ne surestimons pas les capacités de nos lecteurs! Toutes les embases de connexion prennent directement place sur le circuit imprimé, le tout étant ensuite placé dans un coffret de dimensions convenables (146 x 92 x 27 mm).

L'alimentation pourra se faire à l'aide d'un module d'alimentation secteur étant donnée la très faible consommation de courant de cette réalisation.

Voyons maintenant comment utiliser ce montage. Pour qu'il puisse remplir la fonction pour laquelle il a été dessiné il faut connecter le filtre programmable à la sortie imprimante de l'ordinateur (port Centronics); il faut en outre appliquer un signal à son entrée, signal fourni par exemple par un générateur et connecter à sa sortie un appareil de mesure (tel qu'un oscilloscope par exemple). La valeur de la tension d'entrée maximale, ajustables complètement ouverts, dépend du mode adopté, de la sortie choisie et du facteur Q requis (voir tableau 1). À la tension d'alimentation choisie ici, la tension de sortie maximale peut atteindre $1,5 V_{eff}$ environ.

Tableau 4.

Q programmé		code de programmation							
MODE 1,3,4	MODE 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
0,00*	0,707*	0*	0	0	0	0	0	0	0
0,504	0,713	1	0	0	0	0	0	0	1
0,508	0,718	2	0	0	0	0	0	1	0
0,512	0,724	3	0	0	0	0	0	1	1
0,516	0,730	4	0	0	0	0	1	0	0
0,520	0,736	5	0	0	0	0	1	0	1
0,525	0,742	6	0	0	0	0	1	1	0
0,529	0,748	7	0	0	0	0	1	1	1
0,533	0,754	8	0	0	0	1	0	0	0
0,538	0,761	9	0	0	0	1	0	0	1
0,542	0,767	10	0	0	0	1	0	1	0
0,547	0,774	11	0	0	0	1	0	1	1
0,552	0,780	12	0	0	0	1	1	0	0
0,556	0,787	13	0	0	0	1	1	0	1
0,561	0,794	14	0	0	0	1	1	1	0
0,566	0,801	15	0	0	0	1	1	1	1
0,571	0,808	16	0	0	1	0	0	0	0
0,577	0,815	17	0	0	1	0	0	0	1
0,582	0,823	18	0	0	1	0	0	1	0
0,587	0,830	19	0	0	1	0	0	1	1
0,593	0,838	20	0	0	1	0	1	0	0
0,598	0,846	21	0	0	1	0	1	0	1
0,604	0,854	22	0	0	1	0	1	1	0
0,609	0,862	23	0	0	1	0	1	1	1
0,615	0,870	24	0	0	1	1	0	0	0
0,621	0,879	25	0	0	1	1	0	0	1
0,627	0,887	26	0	0	1	1	0	1	0
0,634	0,896	27	0	0	1	1	0	1	1
0,640	0,905	28	0	0	1	1	1	0	0
0,646	0,914	29	0	0	1	1	1	0	1
0,653	0,924	30	0	0	1	1	1	1	0
0,660	0,933	31	0	0	1	1	1	1	1
0,667	0,943	32	0	1	0	0	0	0	0
0,674	0,953	33	0	1	0	0	0	0	1
0,681	0,963	34	0	1	0	0	0	1	0
0,688	0,973	35	0	1	0	0	0	1	1
0,696	0,984	36	0	1	0	0	1	0	0
0,703	0,995	37	0	1	0	0	1	0	1
0,711	1,01	38	0	1	0	0	1	1	0
0,719	1,02	39	0	1	0	0	1	1	1
0,727	1,03	40	0	1	0	1	0	0	0
0,736	1,04	41	0	1	0	1	0	0	1
0,744	1,05	42	0	1	0	1	0	1	0
0,753	1,06	43	0	1	0	1	0	1	1
0,762	1,08	44	0	1	0	1	1	0	0
0,771	1,09	45	0	1	0	1	1	0	1
0,780	1,10	46	0	1	0	1	1	1	0
0,790	1,12	47	0	1	0	1	1	1	1
0,800	1,13	48	0	1	1	0	0	0	0
0,810	1,15	49	0	1	1	0	0	0	1
0,821	1,16	50	0	1	1	0	0	1	0
0,831	1,18	51	0	1	1	0	0	1	1
0,842	1,19	52	0	1	1	0	1	0	0
0,853	1,21	53	0	1	1	0	1	0	1
0,865	1,22	54	0	1	1	0	1	1	0
0,877	1,24	55	0	1	1	0	1	1	1
0,889	1,26	56	0	1	1	1	0	0	0
0,901	1,27	57	0	1	1	1	0	0	1
0,914	1,29	58	0	1	1	1	0	1	0
0,928	1,31	59	0	1	1	1	0	1	1
0,941	1,33	60	0	1	1	1	1	0	0
0,955	1,35	61	0	1	1	1	1	0	1
0,969	1,37	62	0	1	1	1	1	1	0
0,985	1,39	63	0	1	1	1	1	1	1
1,00	1,41	64	1	0	0	0	0	0	0
1,02	1,44	65	1	0	0	0	0	0	1
1,03	1,46	66	1	0	0	0	0	1	0
1,05	1,48	67	1	0	0	0	0	1	1
1,07	1,51	68	1	0	0	0	1	0	0
1,08	1,53	69	1	0	0	0	1	0	1
1,10	1,56	70	1	0	0	0	1	1	0
1,12	1,59	71	1	0	0	0	1	1	1
1,14	1,62	72	1	0	0	1	0	0	0
1,16	1,65	73	1	0	0	1	0	0	1
1,19	1,68	74	1	0	0	1	0	1	0
1,21	1,71	75	1	0	0	1	0	1	1
1,23	1,74	76	1	0	0	1	1	0	0
1,25	1,77	77	1	0	0	1	1	0	1
1,28	1,81	78	1	0	0	1	1	1	0
1,31	1,85	79	1	0	0	1	1	1	1
1,33	1,89	80	1	0	1	0	0	0	0
1,36	1,93	81	1	0	1	0	0	0	1
1,39	1,97	82	1	0	1	0	0	1	0
1,42	2,01	83	1	0	1	0	0	1	1
1,45	2,06	84	1	0	1	0	1	0	0
1,49	2,10	85	1	0	1	0	1	0	1
1,52	2,16	86	1	0	1	0	1	1	0
1,56	2,21	87	1	0	1	0	1	1	1
1,60	2,26	88	1	0	1	1	0	0	0
1,64	2,32	89	1	0	1	1	0	0	1
1,68	2,40	90	1	0	1	1	0	1	0
1,73	2,45	91	1	0	1	1	0	1	1
1,78	2,51	92	1	0	1	1	1	0	0
1,83	2,59	93	1	0	1	1	1	0	1
1,88	2,66	94	1	0	1	1	1	1	0
1,94	2,74	95	1	0	1	1	1	1	1
2,00	2,83	96	1	1	0	0	0	0	0
2,06	2,92	97	1	1	0	0	0	0	1
2,13	3,02	98	1	1	0	0	0	1	0
2,21	3,12	99	1	1	0	0	0	1	1
2,29	3,23	100	1	1	0	0	1	0	0
2,37	3,35	101	1	1	0	0	1	0	1
2,46	3,48	102	1	1	0	0	1	1	0
2,56	3,62	103	1	1	0	0	1	1	1
2,67	3,77	104	1	1	0	1	0	0	0
2,78	3,96	105	1	1	0	1	0	0	1
2,91	4,11	106	1	1	0	1	0	1	0
3,05	4,31	107	1	1	0	1	0	1	1
3,20	4,53	108	1	1	0	1	1	0	0
3,37	4,76	109	1	1	0	1	1	0	1
3,56	5,03	110	1	1	0	1	1	1	0
3,76	5,32	111	1	1	0	1	1	1	1
4,00	5,66	112	1	1	1	0	0	0	0
4,27	6,03	113	1	1	1	0	0	0	1
4,57	6,46	114	1	1	1	0	0	1	0
4,92	6,96	115	1	1	1	0	0	1	1
5,33	7,54	116	1	1	1	0	1	0	0
5,82	8,23	117	1	1	1	0	1	0	1
6,40	9,05	118	1	1	1	0	1	1	0
7,11	10,1	119	1	1	1	0	1	1	1
8,00	11,3	129	1	1	1	1	0	0	0
9,14	12,9	121	1	1	1	1	0	0	1
10,7	15,1	122	1	1	1	1	0	1	0
12,8	18,1	123	1	1	1	1	0	1	1
16,0	22,6	124	1	1	1	1	1	0	0
21,3	30,2	125	1	1	1	1	1	0	1
32,0	45,3	126	1	1	1	1	1	1	0
64,0	90,5	127	1	1	1	1	1	1	1

Notes: 4) * L'écriture de 0 dans les emplacements d'adresses Q0A à Q6A active un mode de mise en veille à faible consommation. Les 2 sections de filtre sont alors désactivées. Pour cette raison cette valeur de Q n'est possible à obtenir qu'avec le filtre B.
5) En Mode 1, 3, et 4: $Q = 64/(128-N)$
6) En Mode 2, les valeurs indiquées de Q sont celles du Mode 1 multipliées par $\sqrt{2}$. $Q = 90,51/(128-N)$ alors.

Tableau 4. Le facteur Q est lui aussi programmé à l'aide d'un nombre N qui peut lui être compris entre 0 et 127.

Le court programme BASIC proposé en figure 6 permet un réglage simple de chaque section de filtrage.

On commence par définir le mode à utiliser. Il s'agira, en règle générale, du mode 1 si l'on veut disposer d'un filtre passe-bas ou passe-bande ou du mode 3 si l'on veut un filtre passe-haut.

On entre ensuite une valeur

pour la fréquence centrale f_0 et le facteur Q. En s'aidant des tableaux 3 et 4 on choisit pour ce faire un nombre N compris entre 0 et 63 pour la fréquence et entre 0 et 127 pour le facteur Q.

Tous ces éléments sont transmis par l'ordinateur vers sa sortie imprimante sous la forme de caractères ASCII. Si vous voulez travailler sans

devoir vous référer aux dits tableaux, rien ne vous interdit de modifier le programme proposé ici de manière à y inclure les formules données en-dessous de ces 2 tableaux. Il devient possible alors de programmer directement le rapport de fréquence et le facteur Q.

Nous vous proposons, en

guise de conclusion à cet article, quelques astuces concernant les types de filtres les plus utilisés.

On obtient un filtre de Butterworth en choisissant un facteur Q de 0,707. Le point -3 dB correspond alors à f_0 . En adoptant un Q de 0,5, nous disposons d'un filtre de Bessel, la fréquence f_0 se trouvant alors au point -6 dB de la pente.

On se trouve en présence d'un comportement proche d'un filtre de Tchétbycheff en donnant à Q une valeur de 1. f_0 est alors le point de résonance de la légère crête que présente ce filtre à proximité du point de coupure.

Plus la valeur de Q augmente, plus cette bosse gonfle; il s'agit pourtant là de types de filtres très peu utilisés en pratique. ■

Bibliographie: Maxim Integrated Circuits Data Book 1989, pages 10-1 à 10-24.

```

6
100 AB$=" FILTER A " : GOSUB 150 : REM GET DATA FOR SECTION A
110 ADD = 0 : GOSUB 220 : REM WRITE DATA TO THE PRINTER PORT
120 AB$=" FILTER B " : GOSUB 150 : REM GET DATA FOR SECTION B
130 ADD = 32 : GOSUB 220 : REM WRITE DATA TO THE PRINTER PORT
135 PRINT
140 GOTO 100
150 PRINT " MODE (1..4; SEE TABLE 1) : "; AB$; : INPUT M
160 IF M<1 OR M>4 THEN 150
170 PRINT "CLOCK RATIO (0..63, N OF TABLE 3) "; AB$; : INPUT F
180 IF F<0 OR F>63 THEN 170
190 PRINT "Q (0..127, N OF TABLE 4) "; AB$; : INPUT Q
200 IF Q<0 OR Q>127 THEN 190 ELSE PRINT
210 RETURN
220 LPRINT CHR$(ADD+M-1); : ADD=ADD+4
230 FOR I=1 TO 3
240 X=(ADD + (F-4*INT(F/4))); : LPRINT CHR$(X);
250 F=INT (F/4) : ADD = ADD + 4
260 NEXT I
270 FOR I=1 TO 4
280 X=(ADD + (Q - 4*INT(Q/4))); : LPRINT CHR$(X);
290 Q=INT(Q/4) : ADD = ADD + 4
300 NEXT I
310 RETURN

```

910125-15

Figure 6. Ce petit programme en BASIC (associé aux tableaux 3 et 4) permet la programmation de sections de filtre. On notera que les nombres F et Q ne correspondent pas au rapport de fréquence et au facteur Q réels.

COURRIER

Nous inaugurons une nouvelle rubrique: COURRIER. Nous avons en effet reçu une lettre de Mr Alain Santucci dans laquelle il nous propose un programme d'émulation de console ainsi qu'un éditeur de programme pour SCALP sous compatible PC qui ne manquera pas d'intéresser tous les amateurs de

SCALP et nous savons qu'ils sont nombreux qui ne disposent pas d'un programme de communication entre un PC et un autre système, tel que par exemple PROCOMM. Nous l'avons essayé et pouvons vous assurer qu'il fonctionne très bien. Une fois lancé, vous verrez apparaître le menu suivant:

LECTEUR/ENREGISTREUR/CONSOLE SCALP

Auteur: Alain SANTUCCI

- 1 Accès direct SCALP
- 2 Editer un programme
- 3 Compacter et copier SCALP dans un fichier (ou l'imprimer)
- 4 Copier SCALP dans un fichier sur le disque (ou l'imprimer)
- 5 Programmer SCALP depuis (ou imprimer) le fichier sur disque
- 8 Modifier la vitesse ou le port de communication avec SCALP
- 9 Modifier les couleurs de l'écran et le port d'imprimante
- 0 Sortir du programme

N.B.: Appuyez <Escape> pour revenir à ce menu

Votre choix (0...9)

La disquette contient:
 SCALPCON.EXE: fichier exécutable
 PARAM.BAS: fichier de paramètres écran, taux de transmission, port série et imprimante, modifiable sous SCALPCON
 ROMCOPY.BAS: fichier exemple
 ROMCOPYF.BAS: le même fichier compacté avec SCALPCON.
 Pour bien vous montrer qu'il marche voici le début de ce que

l'on obtient une fois transféré le fichier d'exemple ROMCOPY.BAS. Mr Alain Santucci propose de fournir ce programme pour la somme de 250FF, disquette et frais de port inclus (préciser le format de disquette 3" 1/2 ou 5" 1/4).
 Voici son adresse:
 Alain Santucci
 E11-564 Hameau de Noailles
 33400 Talence

Listing du fichier : ROMCOPY de 2947 octets.

```

*REM Nom du programme : ROMCOPY
*
*REM Occupation memoire : 1827 octets et 67 lignes.
*0 REM ROM COPY FOR 8052-AR 01/05/91
*1000 REM *****
*1010 REM * ROM COPY par E. Vermeulen *
*1020 REM *
*1030 REM * paru dans ELEKTOR d'octobre 90 *
*1040 REM *****
*1240 PRINT *** PART 1: MOVE INTERPRETER TO RAM AT 2000H-3FFFH

```

Pourquoi faire le tour du monde ?

Le monde de l'électronique
 et la rédaction d'ELEKTOR
 viennent à 2 pas de chez vous
 pour donner du "punch" à la
 2^e édition d'EXPOTRONIC.



Ne ratez pas cette occasion !!

LOGICIELS

CADD 5.0

Generic Software

CADD 5.0, mais il est recommandé de disposer d'une résolution EGA, voire mieux encore, VGA, pour pouvoir utiliser confortablement ce logiciel.



logiciel de conception et de dessin pour IBM PC & Compatibles

Il ne se passe pas de mois que la rédaction ne reçoive l'un ou l'autre logiciel complet que son expéditeur nous propose de soumettre à un examen "pour voir s'il ne pourrait pas être d'une quelconque utilité (lire intéresser) pour les lecteurs d'Elektor". Après une sélection sévère, l'espace rédactionnel disponible pour ce genre de matériel nous étant compté, nous avons l'honneur de vous proposer ce mois-ci: **CADD 5.0**, logiciel de C/DAO (Conception/Dessin Assisté par Ordinateur).

Avant même d'ouvrir le paquet sous film plastique il nous paraît intéressant de savoir quel est le matériel nécessaire pour utiliser efficacement un tel programme.

Pour pouvoir travailler avec CADD 5.0

il faut. Rassurez-vous, les exigences ne sont pas excessives:

- un IBM-PC, XT, AT, PS/2 ou 100% Compatible,
- 640 Koctets de mémoire,
- 1 lecteur de disquette et un disque dur,
- DOS 3.0 ou une version plus récente
- une carte graphique pouvant au minimum travailler en mode 640 x 200 (2 couleurs/monochrome).

N.B. La présence facultative d'un coprocesseur ne manque pas d'accélérer les opérations de façon très sensible et croyez-en un utilisateur, on peut difficilement s'en passer.

Que les possesseurs de cartes CGA ou de MCGA se rassurent, ils peuvent fort bien travailler avec

Comment se présente CADD 5.0?

Le logiciel arrive dans une enveloppe fermée qui, une fois ouverte étale 3 disquettes 5"¼ et 2 disquettes 3"½. Il ne comporte pas moins de 3 manuels, comme l'illustre la photo en début de page.

L'installation de CADD 5.0?

est d'une simplicité rassurante; aller en A3 et faire Install après avoir mis en place la disquette n°1. Après avoir effectué 2 changements de disquettes (5"¼) ou 1 (3"½) il reste à configurer le mode de visualisation requis et l'affaire est claire. À nous les petites St Pauls' Cathedral et autres Merveilles du Monde...

Il fait tout drôle cependant de lire un message proposant de lire le fichier READ.ME alors que celui n'est accessible qu'une fois l'installation terminée.

Où sont les utilisateurs potentiels de CADD 5.0?

Vu l'incroyable diversité des bibliothèques de symboles disponibles, la quasi-totalité des lecteurs d'Elektor devrait pouvoir trouver une application où utiliser CADD 5.0: du bâtiment à la construction aéronautique en passant par l'électronique, l'hydraulique, l'électricité domestique, voire le dessin de circuits imprimés.

Il existe, plus spécifiquement à l'intention de nos lecteurs, 6 bibliothèques de symboles électroniques et microprocesseurs, sans oublier une bibliothèque de symboles électriques. Il va sans dire qu'il est possible de dessiner ses propres symboles... car à raison de 400

NdlR: seuls pourront faire l'objet d'un compte-rendu rédactionnel les logiciels envoyés à la rédaction tels qu'ils le seraient à un éventuel acheteur.

FF ou plus par bibliothèque, on arrive vite à des sommes rondelettes.

Que peut-on faire avec CADD 5.0?

Il faut disposer d'au moins une bibliothèque de symboles correspondant à l'application requise, si l'on veut pouvoir faire rapidement quelque chose d'utile avec ce programme.

À voir la liste des "symbols libraries" disponibles, pas moins de 27 pour le moment, on a vite fait de saisir que les applications de ce logiciel sont, en pratique, innombrables. Les lecteurs d'Elektor amateurs d'électronique seront eux intéressés par les modules Electro-

donc aux importations et agrandissements et réductions.

Il nous faut admettre que, vu les innombrables possibilités de ce logiciel, il ne nous a pas été possible de tester toutes les fonctions dans leur moindre détail; quoiqu'il en soit, nous avons été impressionné par les multiples possibilités de ce logiciel.

On se trouve en fait en présence d'une sorte de "petit frère" d'AutoCad 10.0.

Une seule chose nous a intrigué lors de l'examen de ce logiciel: la raison de la présence tant sur la version 5"¼ que 3"½, d'un fichier PLOTTERS.BAK identique au fichier PLOTTERS.TPL, au numéro en début de fichier près, un 88 au lieu d'un 87?

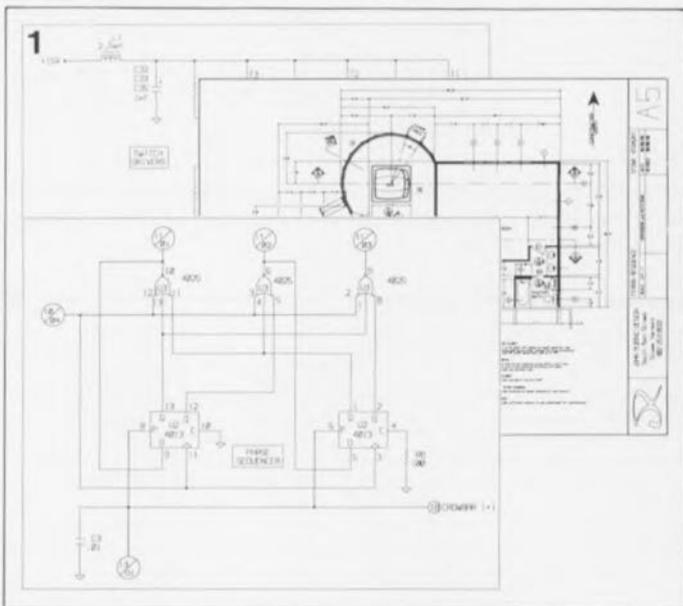


Figure 1. Quelques exemples des multiples facettes de CADD 5.0: de l'architecture à l'électronique il n'y a qu'un pas.

nici à V et le module Microprocesseurs. Le prix total de ces modules devrait être de l'ordre de 3 000 FF auxquels il faudra ajouter le prix du logiciel de base lui-même. Rien ne vous empêche cependant d'acheter les différents modules au rythme de vos besoins, et de n'acheter par exemple le module II (CMOS) que lorsque le moment sera venu.

Remarques finales

L'une des caractéristiques de CADD 5.0 qui nous ait fortement impressionné lors de son utilisation est une possibilité quasi "infinie" de niveaux de zoom avant et arrière (agrandissement et rétrécissement de l'image). Pour peu qu'il reste quelques millimètres carrés en dessous du curseur, il est possible, après une quinzaine d'agrandissements, de retrouver la **totalité** du dessin dans toute sa splendeur. Le programme est en mesure de générer des fichiers "images" de formats différents, mais il s'agit toujours de fichiers d'images par points et non vectorisées, attention

On se trouve bien évidemment confronté à des manuels anglais, mais c'est là l'un des choix de la société VO Soft, **Softs en Version Originale**. Le lecteur d'Elektor moyen devrait pouvoir se tirer d'affaire.

Et l'avenir de CADD 5.0?

Une fois que l'on aura bien 2D CADD en main, on pourra rêver de passer au monde de la troisième dimension; GENERIC 3D permet de réaliser ce rêve. On notera qu'il existe un logiciel de conversion entre Generic CADD et d'autres programmes de dessin tels que AutoCAD 10.0. Très bientôt vous pourrez aussi faire une estimation du prix de revient des composants utilisés pour un projet donné.

Ce logiciel a été mis gracieusement à notre disposition par la société:

VO Soft
BP 35 57420 Verry
fax.: 87.52.55.67

ELEKTURE

COMMUNICATION SÉRIE

Volume 1:

Fonctions de base

Volume 2:

Fonctions avancées

J.-C. Fantou

Dans la série "OUTILS PC", la commutation par les ports série RS-232 est ici traitée en 2 volumes. Le premier est consacré aux fonctions de base, le second présente les fonctions avancées.

Dans le premier tome il s'agit de s'intéresser, entre autres, à l'aspect matériel qui décrit tout ce qui a trait à la connectique et aux signaux échangés. Il est même question du port RS-422 et de son interface avec le port RS-232...

Dans le chapitre de même nom, "La communication" est abordée à l'aide d'exemples écrits en Basic. Surprenant l'emploi du Basic ?... C'est pourtant le langage le plus puissant en matière de communication, le croirez-vous ?

L'accès aux fonctions de communication s'attache à la description du Bios. Le lecteur apprendra à enrichir son langage de programmation d'instructions nouvelles mettant en jeu l'appel aux fonctions du Bios. Un vrai régal...

Les fonctions du Bios ne vous satisfont pas ?... Qu'à cela ne tienne !... On vous montre comment programmer directement les registres de l'UART (c'est, comme vous le savez sans doute, le circuit qui gère les ports série...) de façon à vous substituer au Bios existant. Que demander de plus ?...

Le second volet de ce diptyque consacré à la communication par les ports série RS-232 commence par s'intéresser à la gestion sous interruption, en tâche d'arrière-plan des Entrées/Sorties de données. Finie la scrutation permanente, grande consommatrice de temps machine ! Qu'une donnée se présente à l'entrée, elle est aussitôt traitée grâce à l'interruption qu'elle déclenche.

Les tampons circulaires ensuite... Comment peut-on gérer une liaison série caractère par caractère est une question que nous sommes nombreux à nous poser. Quoi de plus délicat à mettre en oeuvre qu'une liaison série. Il est rare que l'on obtienne du premier coup l'effet recherché. Trêve d'aparté. Les tampons circulaires assurent le lissage indispensable entre les coups du programme et la régularité de transmission de la liaison série. Ce sont les amortisseurs de service...

Le contrôle de flux enfin. Dès que la quantité de données dépasse la taille des tampons circulaires, le contrôle de flux s'impose, qu'il soit câblé ou programmé, c'est le régulateur de trafic de la liaison série...



Chacun de ces livres est accompagné d'une disquette 5 1/4 comportant les listings objet et assemblés des 2 programmes proposés dans l'ouvrage. Pour pouvoir utiliser le programme en assembleur il faut bien entendu disposer d'un assembleur moderne adéquat.

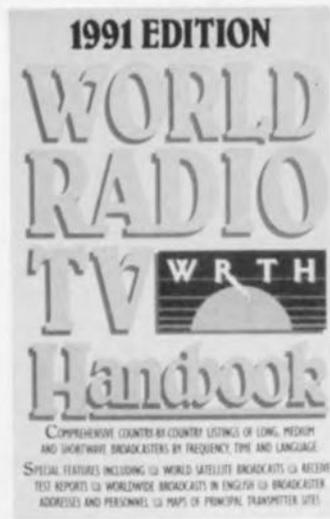
Le seul reproche que l'on puisse faire à ce genre d'approche est technique: il est souvent difficile, voire impossible de dénicher la disquette sans abimer le dos de l'ouvrage. Et quant on a l'amour des livres...

prix 195 FF TTC
(pour chaque ouvrage)
Éditions Radio
11, rue Gossin
92543 Montrouge

Édition 1991 du WORLD RADIO TV Handbook

Du haut de ses 576 pages, cette somme d'information constitue un véritable monument dont ne saurait se passer tout utilisateur de services de radiodiffusion et de télévision quel qu'il soit.

Cet ouvrage très complet, en anglais, comporte un Guide de l'utilisateur du WRTH en français qui permettra à tous les anglophobes de s'en sortir sans trop de peine. Cependant, sachant que la majorité du trafic avec les stations étrangère se fait dans la langue de Shakespeare, nous ne doutons pas que toutes les personnes concer-



nées par cet ouvrage en tireront le plus grand bénéfice.

Pas moins d'une douzaine de chapitres allant des fréquences radio et TV de tous les pays du monde aux adresses de Club d'amateurs de communication en passant par les fréquences satellite, les conditions de réception: en un mot comme en cent, la somme du Radio-amateur, la bible de celui qui veut se mettre à l'écoute de stations inconnues. Un guide indispensable.

Où que vous prévoyiez d'aller en vacances à l'étranger, le WRTH sera votre livre de chevet si vous tenez à vous mettre à l'heure de votre pays "d'adoption provisoire".

Cet ouvrage est diffusé par:
Éditions Radio
11, rue Gossin
92543 Montrouge

microcontrôleurs

C. Tavernier

Il serait difficile aujourd'hui de s'imaginer la vie sans ces petites bêtes que sont les microcontrôleurs. Programmateur de machine à laver, thermostat de chauffage central programmable, décodeur Canal+, télécommande de téléviseur ou de magnétoscope, que peuvent bien avoir de commun tous ces appareils à première vue si différents ? Il sont tous dotés d'un microcontrôleur.

Ce circuit, qui résulte de l'association sur une seule et même puce de silicium, d'un microprocesseur et de certains circuits d'interface associe la simplicité de mise en oeuvre des circuits électroniques classiques à l'impressionnante puissance des circuits programmables.

Après un bref rappel de ce qu'est un microcontrôleur, l'auteur présente de nombreuses solutions pratiques, véritables "recettes d'utilisation" pour mettre en oeuvre un microcontrôleur. Il passe ensuite en revue les différents microcontrôleurs produits par les plus grands fabricants et disponibles sur le marché mondial, en détaillant, pour chacun d'eux, les points essentiels ou remarquables.

Des familles MCS48, 51, 96 d'Intel à celles des 6801/4/5/11 de Motorola en passant par les microcontrôleurs de Texas Instruments et les programmables de ces différents fabricants.

Les microcontrôleurs programmables par l'utilisateur ne sont pas oubliés car ce sont les plus intéressants pour des réalisations unitaires ou en petite série. Enfin, un chapitre entier est consacré à une schémathèque d'applications les plus représentatives.

prix 175 FF TTC
Éditions Radio
11, rue Gossin
92543 Montrouge

L'électronique par le SCHÉMA

Tome 1: du continu à 20 kHz

H. Schreiber

"L'électronique est la clé de l'industrie de demain" dit l'auteur, elle est même déjà celle de l'industrie d'aujourd'hui, témoin le développement de certains pays dits du



Tiers Monde et dont les produits électroniques submergent les pays occidentaux. La lecture de cet ouvrage est fort instructive.

L'auteur propose en effet une démarche nouvelle: expliquer l'électronique en utilisant le schéma comme fil d'Ariane. Il faut commencer par apprendre à lire le schéma pour comprendre le rôle rempli par les différents composants le constituant et partant le fonctionnement du circuit.

Ce premier tome s'intéresse à l'amplificateur opérationnel, clef de voûte de l'électronique moderne, au transistor à effet de champ devenu omniprésent aujourd'hui, à l'indispensable transistor bipolaire, pour terminer par une partie "audio" consacrée aux filtres, aux oscillateurs RC et aux amplificateurs de puissance.

Une fois terminée la lecture de ce premier tome, vous constaterez que vous serez à même de modifier de circuits relativement complexes voire à en concevoir certains vous-même. Le lecteur sera surpris des facilités d'assimilation que présente cette méthode.

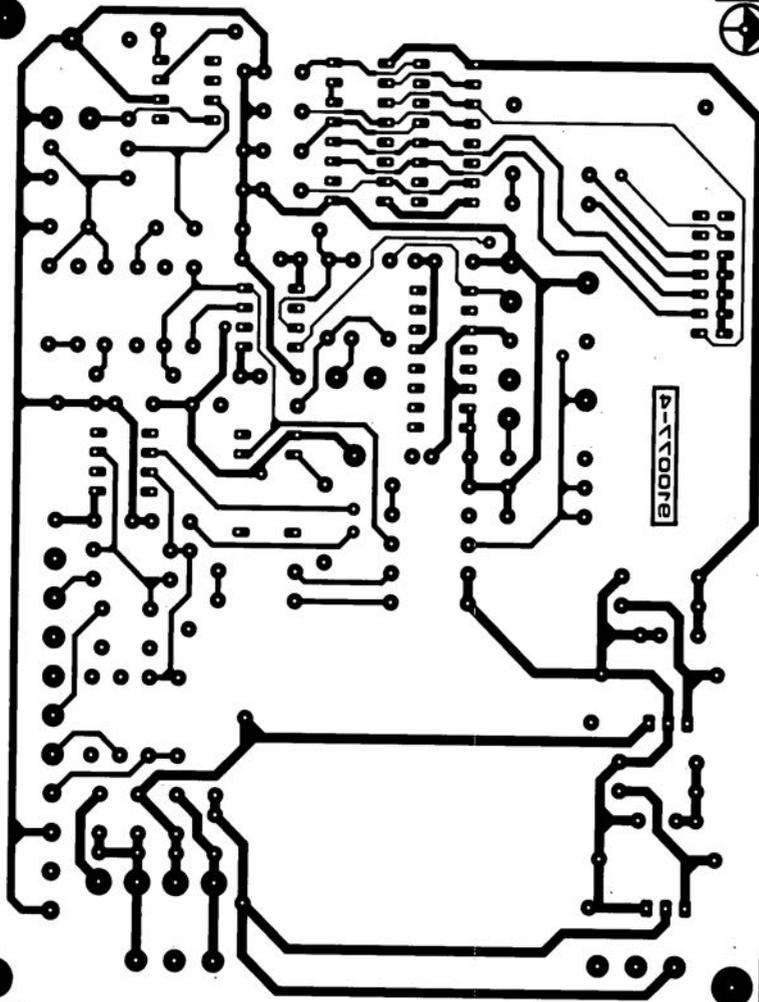
prix 180 FF TTC
Éditions Radio
11, rue Gossin
92543 Montrouge

Vous avez des questions concernant... un montage d'Elektor, des composants utilisés par votre magazine préféré (???)... N'hésitez pas à les déposer dans le serveur d'Elektor. La rédaction fera de son mieux pour y répondre.

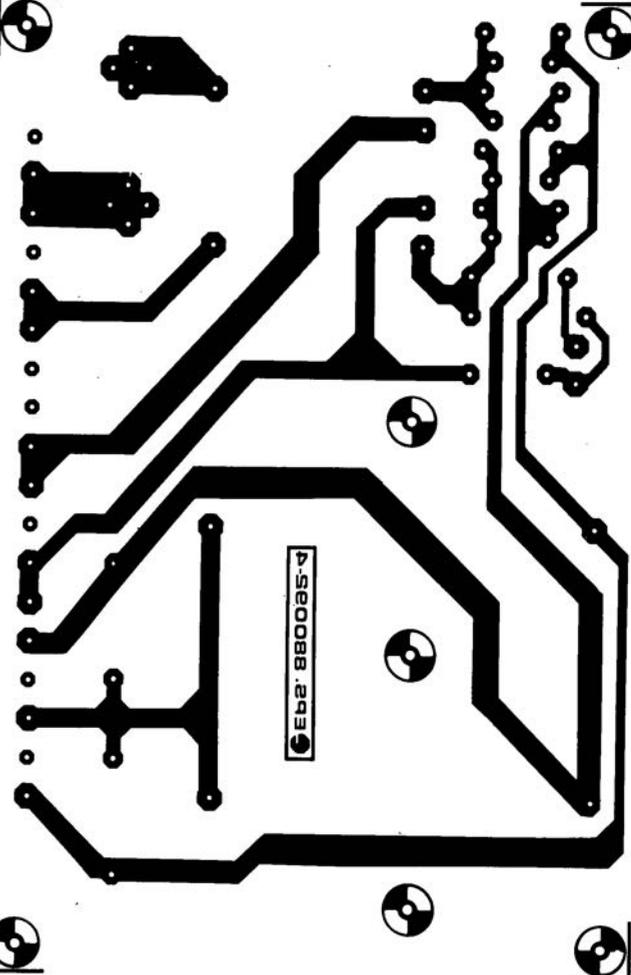
Minitel
3615
+
ELEKTOR

SERVICE

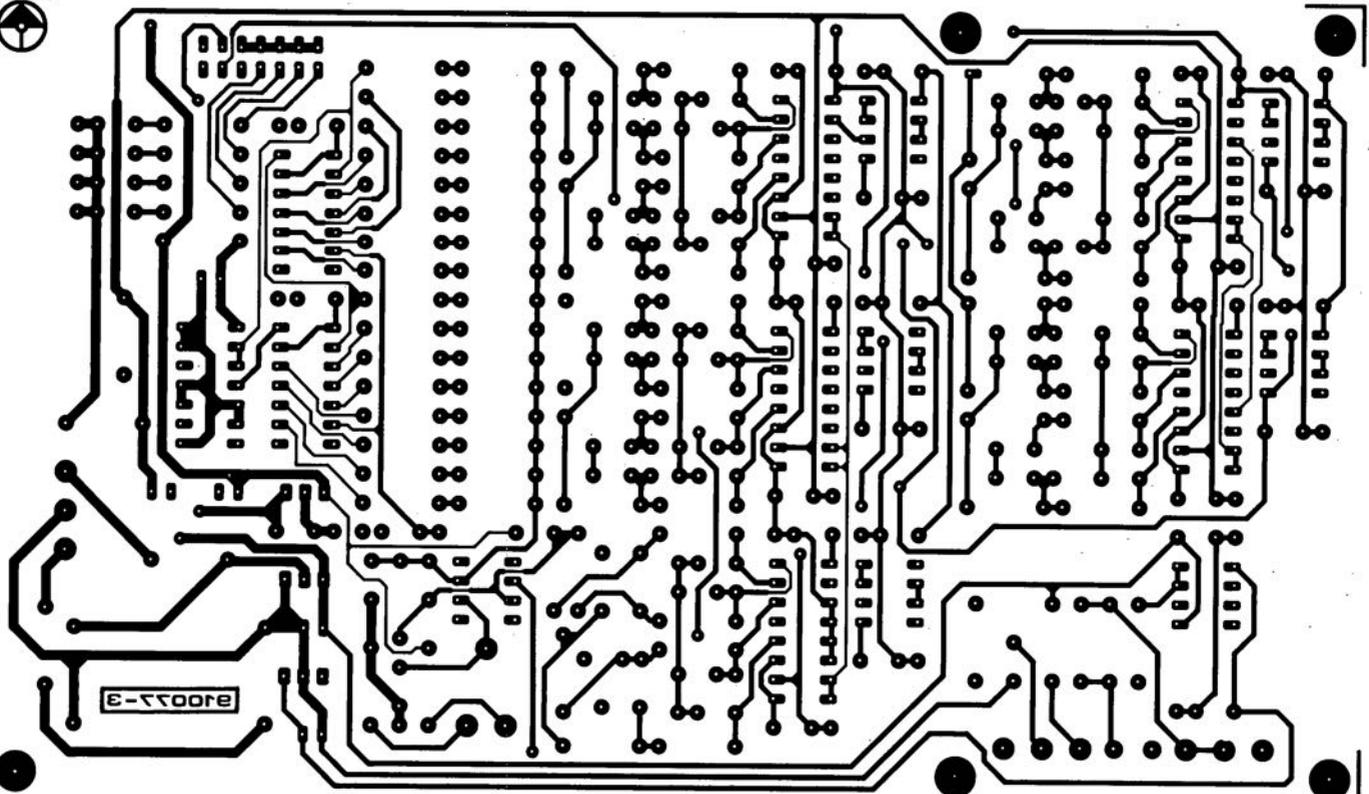
1



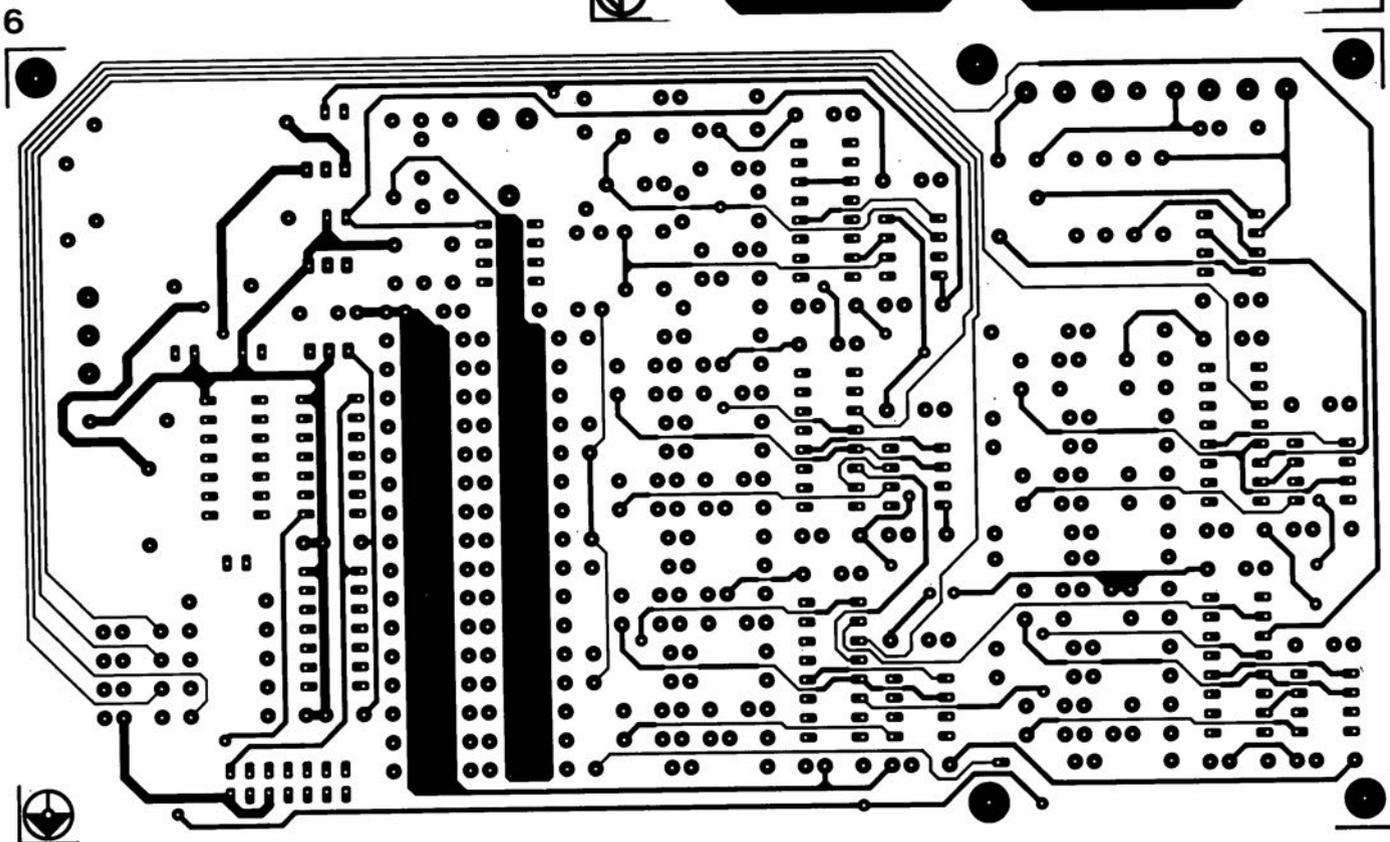
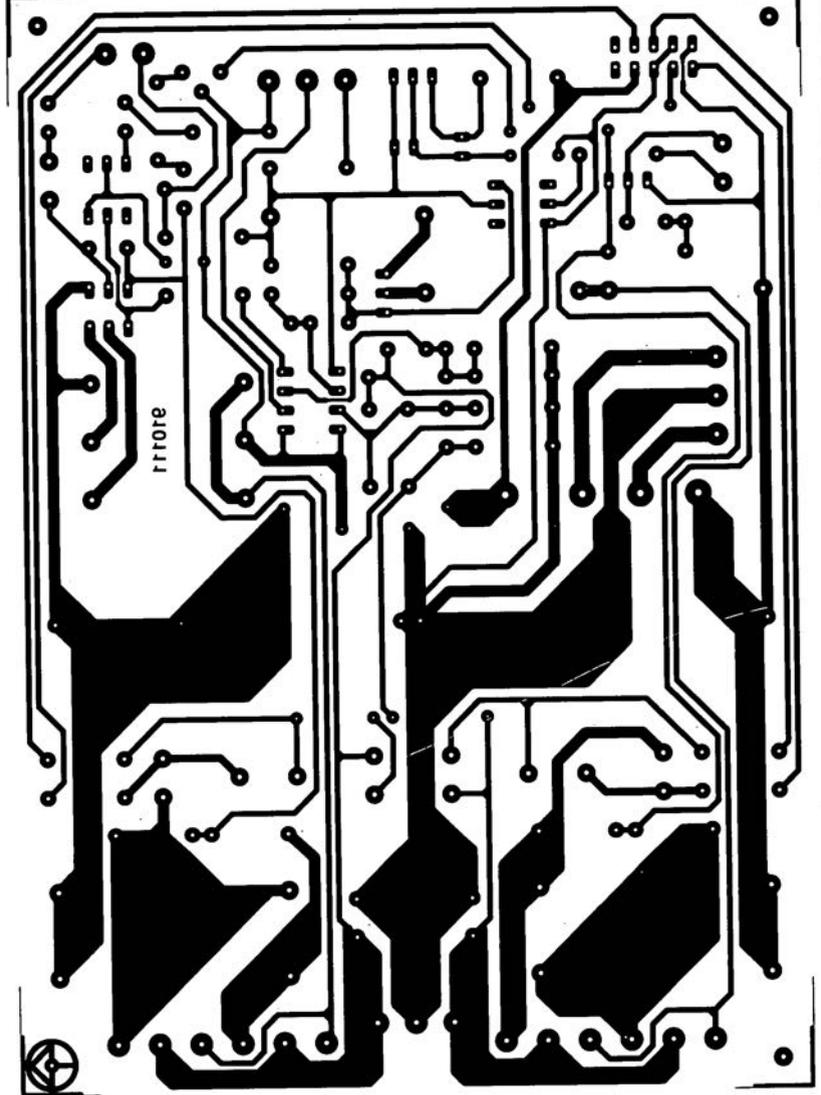
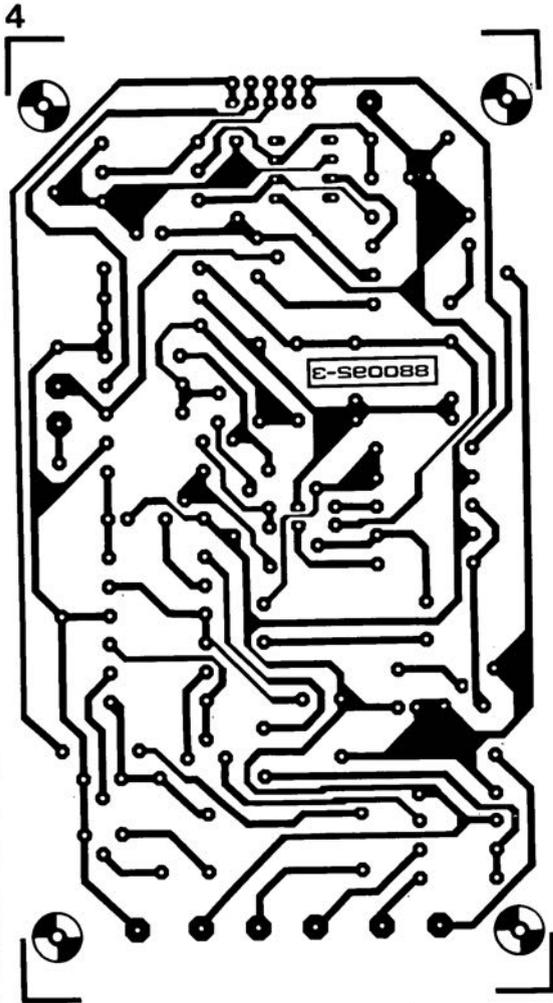
2



3



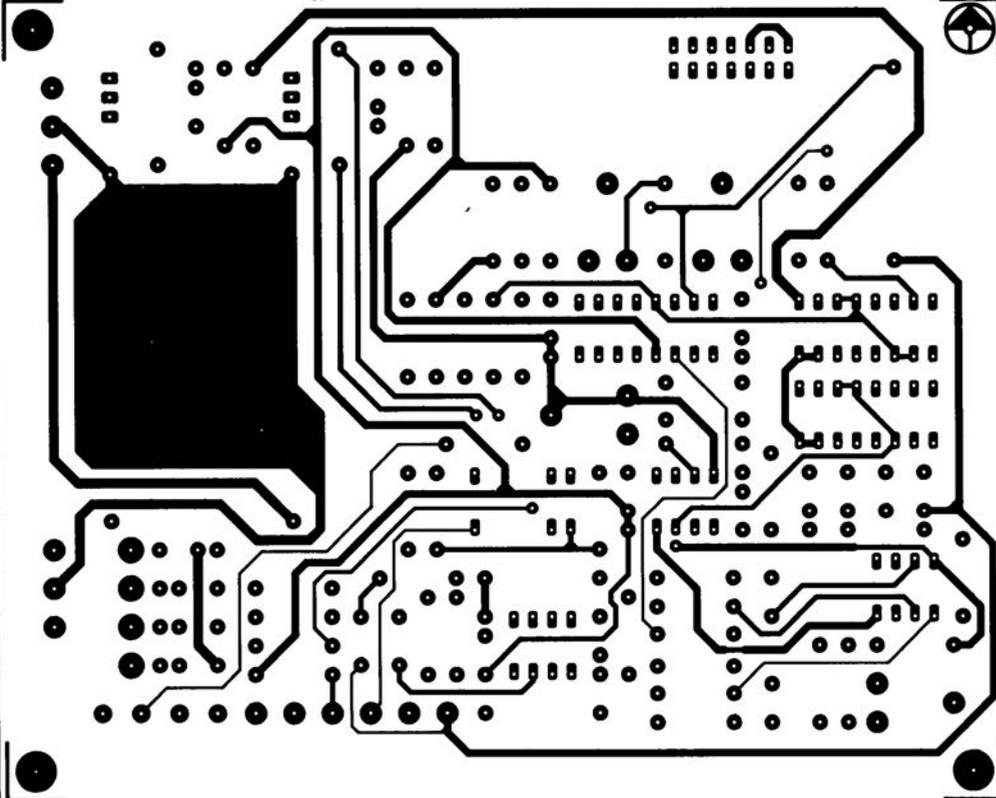
SERVICE



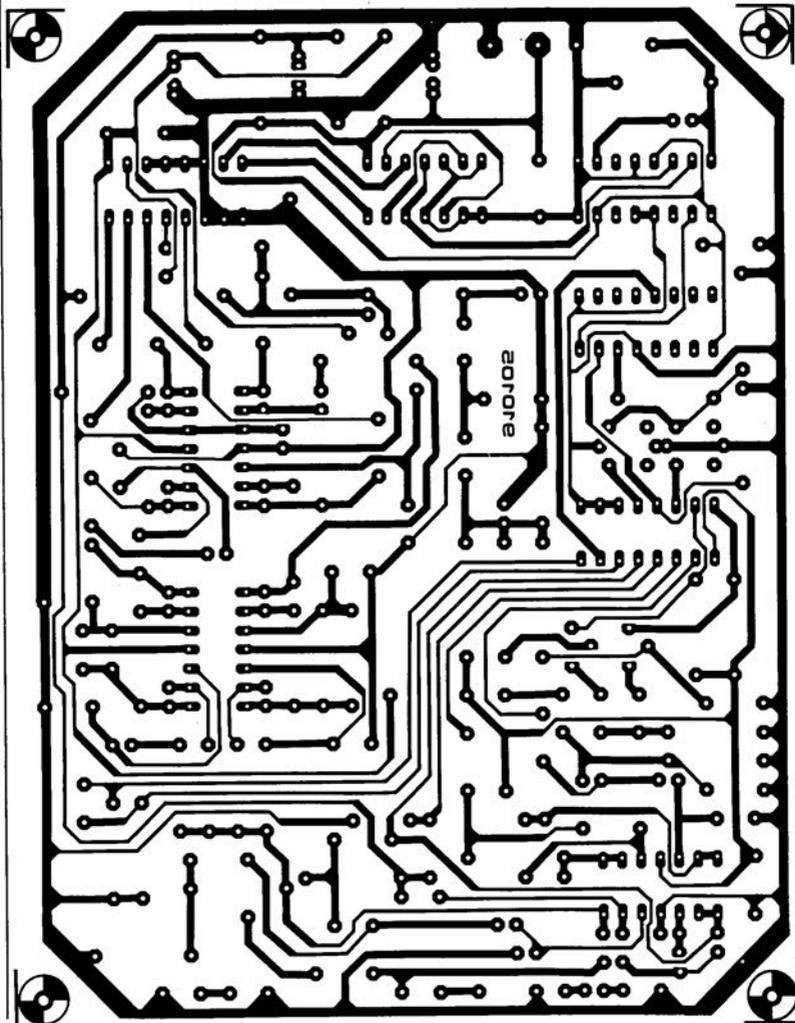
SERVICE

Il nous été impossible, pour des raisons d'espace disponible, de vous proposer les dessins recto-verso de la platine du tampon 1/4 Mo pour imprimante. Chose promise, chose due: voici également les dessins des platines 3 et 4 du générateur de fonctions numérique.

7

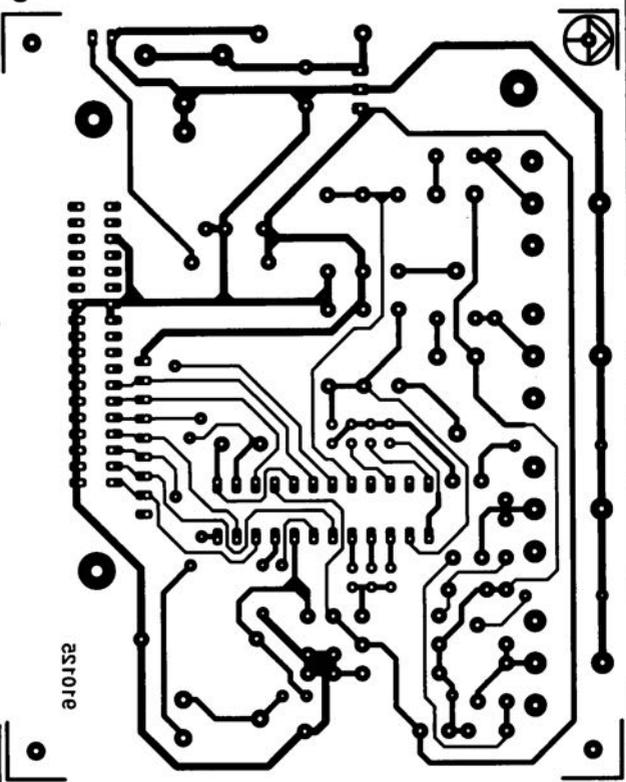


- 1 générateur de fonctions numérique: formateur rectangle/triangle: côté pistes
- 2 LFA-50, "Optim-A": platine de l'alimentation auxiliaire
- 3 générateur de fonctions numérique: convertisseur sinusoïdal: côté pistes
- 4 LFA-50, "Optim-A": platine de la protection
- 5 alimentation symétrique pour budget serré:
- 6 générateur de fonctions numérique: convertisseur sinusoïdal: côté composants
- 7 générateur de fonctions numérique: formateur rectangle/triangle: côté composants
- 8 crypteur/décrypteur audio
- 9 filtre programmable



8

9



COURRIER

Nous inaugurons une nouvelle rubrique: COURRIER. Nous avons en effet reçu une lettre de Mr Alain Santucci dans laquelle il nous propose un programme d'émulation de console ainsi qu'un éditeur de programme pour SCALP sous compatible PC qui ne manquera pas d'intéresser tous les amateurs de

SCALP et nous savons qu'ils sont nombreux qui ne disposent pas d'un programme de communication entre un PC et un autre système, tel que par exemple PROCOMM. Nous l'avons essayé et pouvons vous assurer qu'il fonctionne très bien. Une fois lancé, vous verrez apparaître le menu suivant:

LECTEUR/ENREGISTREUR/CONSOLE SCALP

Auteur: Alain SANTUCCI

- 1 Accès direct SCALP
- 2 Editer un programme
- 3 Compacter et copier SCALP dans un fichier (ou l'imprimer)
- 4 Copier SCALP dans un fichier sur le disque (ou l'imprimer)
- 5 Programmer SCALP depuis (ou imprimer) le fichier sur disque

- 8 Modifier la vitesse ou le port de communication avec SCALP
- 9 Modifier les couleurs de l'écran et le port d'imprimante
- 0 Sortir du programme

N.B.: Appuyez sur «Escape» pour revenir à ce menu

Votre choix (0...9)

La disquette contient:
SCALPCON.EXE: fichier exécutable
PARAM.BAS: fichier de paramètres écran, taux de transmission, port série et imprimante, modifiable sous SCALPCON
ROMCOPY.BAS: fichier exemple
ROMCOPYF.BAS: le même fichier compacté avec SCALPCON.
Pour bien vous montrer qu'il marche voici le début de ce que

l'on obtient une fois transféré le fichier d'exemple ROMCOPY.BAS. Mr Alain Santucci propose de fournir ce programme pour la somme de 250FF, disquette et frais de port inclus (préciser le format de disquette 3"½ ou 5"¼).
Voici son adresse:
Alain Santucci
E11-564 Hameau de Noailles
33400 Talence

```
Listing du fichier : ROMCOPY de 2947 octets.
*
*REM Nom du programme : ROMCOPY
*
*REM Occupation memoire : 1827 octets et 67 lignes.
*0 REM ROM COPY FOR 8052-AH 01/05/91
*1000 REM *****
*1010 REM * R O M C O P Y par E. Vermeulen *
*1020 REM * * * * *
*1030 REM * paru dans ELEKTOR d'octobre 90 *
*1040 REM *****
*1240 PRINT *** PART 1: MOVE INTERPRETER TO RAM AT 2000H-3FFFH*
```