

# LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI.AUDIO.VIDEO.MICRO-INFORMATIQUE.REALISATIONS

HIFI

**LE TUNER  
KENWOOD  
BASIC-T-2**

AUDIO

**LE KARAOKE  
JVC K-99-K**

RÉALISATIONS

**UNE ALARME  
A MICRO  
PROCESSEUR**

**Vidéo** Actualité

**LA CAMERA  
PANASONIC  
A-I-F**

MESURE

**L'OSCILLOSCOPE  
PHILIPS  
PM 3206**



BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 \$  
SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN  
ESPAGNE : 300 PTAS

# SOMMAIRE

## DOSSIER

**165** LES CODES A BARRES ET LEURS TECHNIQUES DE LECTURE

## MESURE - SERVICE

**79** PRATIQUE DE LA MESURE : L'OSCILLOSCOPE

**84** L'OSCILLOSCOPE PHILIPS PM 3206



## AUDIO - HIFI - TECHNIQUE GENERALE

**64** L'ENCEINTE ACOUSTIQUE KEF 104/2

**75** LE MELANGEUR POWER MPK 307

**152** LE TUNER KENWOOD BASIC T2

**175** LE KARAOKE JVC K 99 K



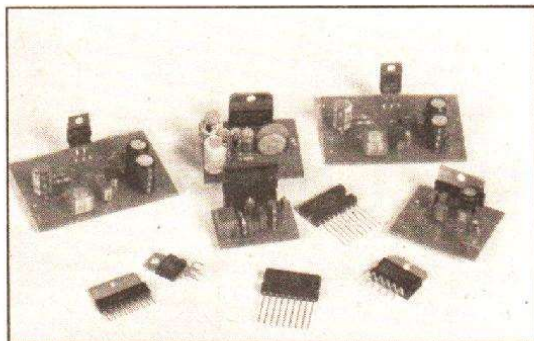
## EMISSION - RECEPTION

**94** ANTENNE T.E.T.

**119** TRANSCIVER SYNTHETISE PILOTE PAR UN MICROPROCESSEUR

## REALISATIONS

**99** CINQ AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE INTEGRES ET HIFI



## MICRO-INFORMATIQUE

**87** REALISEZ VOTRE ORDINATEUR INDIVIDUEL

**111** ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE

## VIDEO ACTUALITE

**147** LA CAMERA PANASONIC WVP-41

**185** UNE ALARME A MICROPROCESSEUR

**194** REALISEZ UN DECODEUR CANAL PLUS :

CELESTION

## DIVERS

**55** BLOC NOTES

**131** COURRIER DES LECTEURS

**157** LE SALON HIFI VIDEO DE DUSSELDORF

**174** SELECTION DE CHAINES HIFI

**227** PETITES ANNONCES

**229** CARNET D'ADRESSES

**230** BOURSE AUX ECHANGES

## ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

**129** P.E. : JUSQU'A 160 W GRACE AUX MOSFET-SIPMOS

**180** INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE : Pratique des circuits logiques

**Des services...  
...à votre service.**

En électricité, en électronique, en pneumatique, restez à l'avant-garde de la technique, par l'intermédiaire du Club Télé-Contact qui, moyennant une cotisation symbolique, vous offre de nombreux avantages :

- le journal Club-Informations et ses fiches applications,
- les petites annonces,
- la revue Télé-Contact,
- la documentation,
- le courrier technique,
- la bibliothèque,
- la vidéothèque,
- les réunions d'information, etc.

Faites connaissance avec le Club Télé-Contact Telemecanique  
33, avenue de Chatou  
92506 RUEIL MALMAISON CEDEX

Veillez me faire parvenir une documentation et les conditions d'inscription sur le Club Télé-Contact.

Nom : .....  
Prénom : .....  
Adresse : .....



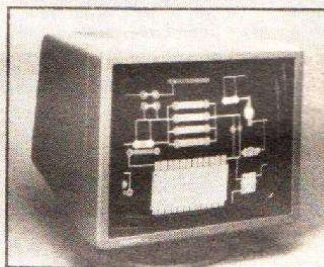
## BLOC-NOTES

### TELEVISEURS : LA THERMISTANCE CTP ECONOMISE DU COURANT

Pour servir de résistance de démarrage dans les alimentations à découpage, Siemens propose désormais une thermistance CTP (J 29) qui exerce sa fonction six à huit secondes après la mise en route de l'alimentation à découpage. A l'encontre des résistances utilisées jusqu'ici, le courant est fortement réduit en régime permanent. L'économie de

puissance est de deux watts environ. Dans les téléviseurs, le résultat est encore bien meilleur, lorsque le poste est éteint depuis une télécommande (« stand by »). Car en ce cas, l'alimentation à découpage continue de fonctionner à vide. Cette thermistance CTP permet de réduire et la consommation de puissance et la chaleur dégagée.

### LES MONITEURS OCEANIC



son : 20°) restent identiques, les caractéristiques correspondent à des degrés d'utilisation différents. Les trois moniteurs présentent en effet la même surface d'écran (diagonale 36 cm), mais trois degrés de résolutions : 320 x 290, 510 x 400 ou 740 x 480 points. Ces MVP 365, MVP 367 et MVP 363 sont compatibles avec la quasi-totalité des micro-ordinateurs commercialisés en France (sauf en cas de sortie vidéo-composite Pal/Secam)

Distribution :  
Océanic.

Fort de son savoir-faire dans le domaine de l'industrie informatique, Océanic commercialise trois moniteurs polychromes. Si l'esthétique, le coffret à rotule multidirectionnelle (rotation : 90°; inclinaison :

### 100 MILLIONS DE TELEVISEURS

Philips a vendu son premier téléviseur en 1949. Certains lecteurs du « Haut-Parleur » se souviennent certainement de son écran de 22 cm, de ses quatre chaînes et de son prix très élevé. Aujourd'hui, la firme d'Eindhoven vend un appareil toutes les trois secondes. Plus de 40 000 personnes sont employées à la conception, au développement, à la fabrication et à la commercialisation de téléviseurs et de produits vidéo. Grâce à ce potentiel, Philips est aujourd'hui le premier constructeur au monde à avoir produit 100 millions de téléviseurs. Un beau chiffre si on le compare au parc actuel : 600 millions d'appareils dans

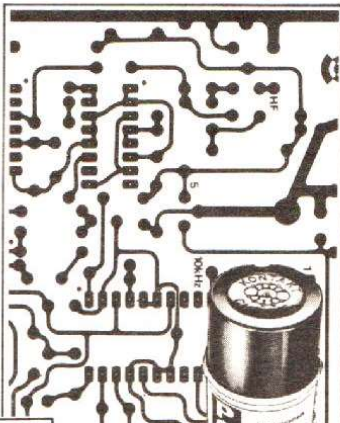
le monde. Prochain objectif du géant de l'électronique domestique : 200 millions de téléviseurs dans les dix années à venir.



## GRAVURE HAUTE DEFINITION POSITIV 20 :

SUR TOUT SUPPORT

résine photosensible pour dessin ou circuits imprimés



**POSITIV 20**

DOCUMENTATION GRATUITE

sur simple demande

NOM : \_\_\_\_\_ PRENOM : \_\_\_\_\_

ADRESSE : \_\_\_\_\_

SLORA B.P. 91-57602 FORBACH Cedex

# BLOC-NOTES

## RADIO-PLANS N° 445 DECEMBRE 1984 (paraissant le 25 novembre) Extraits du sommaire



Dans sa rubrique « Réalisation », *Radio-Plans Electronique Loisirs* propose à ses lecteurs :

— **Une mini-table de mixage** à quatre entrées symétriques pour micros basse impédance 200 à 600  $\Omega$ , baptisée MM4. L'alimentation par piles rend l'appareil totalement autonome. La MM4 sera donc un précieux auxiliaire pour le cinéma d'amateur, les orchestres et les discothèques mobiles.

— **Un programmeur d'EPROM**. Raccordé à un micro-ordinateur Oric 1, il permet la programmation de mémoires 2716 et 2732 en effectuant au préalable un test de virginité et, par la suite, une vérification de programmation correcte.

D'audience internationale, *Radio-Plans* s'adresse plus particulièrement ce mois-ci à ses lecteurs francophones résidant en Suisse, Belgique, au Luxembourg et à Monaco.

Déjà habitués à recevoir les chaînes de Télévision Française, les frontaliers pourront profiter, grâce à la description d'un « **décodeur** » Canal Plus original, de cette nouvelle chaîne de télévision cryptée, dont les services ne sont pas proposés sur ces territoires.

Basé sur un procédé de décodage radicalement différent de celui retenu dans les décodeurs installés par Canal Plus

en France, ce système s'affranchit du code mensuel à 8 chiffres.

La réalisation, d'une relative simplicité, est à la portée d'un bon technicien.

— **Un petit chargeur** pour batteries cadmium-nickel.

Dans la rubrique « Micro-informatique » sont proposés :

— Un article de présentation du micro-ordinateur Philips VG 5000.

— **Une adaptation imprimante papier ordinaire**, genre GP 100 A Seiksha, pour ZX Spectrum. Cette adaptation est rendue possible par l'utilisation d'une simple carte d'entrée-sortie.

— **Un moniteur, assembleur-désassembleur**, pour Oric. Ce logiciel permettra d'utiliser le langage machine pour commander de futures cartes d'acquisition de données à partir d'un Oric ou de programmer des systèmes conçus autour du microprocesseur 6502.

— De nouvelles informations sur **Basicode**, l'esperanto des ordinateurs.

Enfin, dans la rubrique « Technique », la suite de l'article traitant des divers **capteurs électroniques** et la fin de la liste des satellites géostationnaires.

## SHIEFFIELD CHEZ TMS

La société TMS, qui importait déjà les compact-disc **Telarc**, distribue maintenant le label Sheffield. Thelma Hous-

ton et Harry James, entre beaucoup d'autres, sont maintenant disponible en gravure directe ou en compact-disc.



## Electronique Informatique Améliorez votre situation ou changez de profession!

L'Ecole Centrale des Techniciens de l'Electronique vous propose ses COURS A DISTANCE avec devoirs corrigés et exercices pratiques en électronique. Les stages de regroupement ont lieu dans nos ateliers et laboratoires spécialisés ou dans notre salle d'informatique équipée d'un ordinateur IBM série 1.

Quel que soit votre niveau d'instruction, préparation aux carrières suivantes :

### Electronique :

- Dépanneur
- Electronicien
- Agent technique
- Cadre technique
- Spécialisations en automatismes, microprocesseurs, circuits intégrés...

### Informatique :

- Agent d'exploitation
- Programmeur responsable d'application
- Spécialisations en langage COBOL, langage FORTRAN
- Micro-informatique...

Toutes ces préparations peuvent être suivies à titre personnel ou dans le cadre de la loi du 16 juillet 1971 sur la Formation Continue. (Votre employeur peut vous en faire bénéficier.)



### ÉCOLE CENTRALE DES TECHNICIENS DE L'ÉLECTRONIQUE

Etablissement Privé d'Enseignement à Distance.

12, rue de la Lune, 75002 Paris. Tél. (1) 236.78.87

Pour recevoir notre documentation gratuite 84 HPC, écrire ou téléphoner (envoi pour l'étranger contre mandat international de FF 20).

Nom \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

P. E. Conseil

POINT DE VENTE EXCLUSIF  
**SONY**

**TRANSFERT**  
**MUSIQUE**

158 RUE DE CHARONNE, 75011 PARIS • Tél. : 367.73.88

**SONY**  
**PRIX DE GROS**

**VENTE PAR CORRESPONDANCE**



**CHAINE SONY**

- TAV3. Ampli 2 x 40 W
  - STV3. Tuner GO-FM stéréo
  - TCV 3. Cassette Dolby
- PRIX CATALOGUE : 4 300 F

- 2 enceintes **SONY SSE 34**. La paire. 890 F. PROMO 540 F
- Platine-disque **PSFL1** bras radial 1 990 F. PROMO 1 390 F

**LES PROMO DU MOIS SONY**

**LES TUNERS**

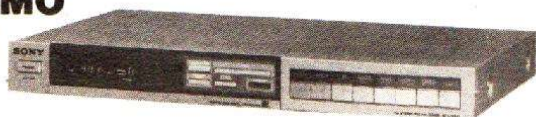
- STJX 22 L. FM.PO.GO. 990 F : 820 F
- STJX 44 L. FM.PO.GO 1 490 F : 1 250 F
- STJX 500 L. FM.PO.GO 1 890 F : 1 490 F

**ENCEINTES** • SSG1 MK II 150 W. La paire. 3 390 F : 2 190 F  
**MAGNETOSCOPE SONY SLC 6**. EXCEPTIONNEL : 3 900 F

**CASSETTE VIDEO VHS SONY** (par 5)

**E 120** la cassette 65 F • **E 180** la cassette 80 F

LA CHAINE  
EN PROMOTION  
**2 990 F**



**PIECES DETACHEES**  
**SONY**  
**DISPONIBLES EN STOCK**

Bon de commande à retourner à **TRANSFERT MUSIQUE**

Nom ..... Prénom .....

N° et rue .....

Ville ..... Code postal .....

**BLOC-NOTES**

**STAGES GRATUITS ET  
REMUNERES EPS RHONE-ALPES**

EPS (Ecole Professionnelle Supérieure), dans le cadre de l'installation du centre de formation EPS Rhône-Alpes, organise prochainement un stage de technicien de maintenance en micro-électronique (6 mois à temps plein) gratuit et rémunéré.

En effet, le conseil régional Rhône-Alpes vient d'agréer la formation Technicien de maintenance en micro-électronique qu'EPS organise, depuis 1978, dans ses centres de Paris, Guyancourt, Nantes et maintenant Lyon. Les personnes intéressées (demandeurs d'emploi ou salariés), d'un niveau terminale scientifique ou technique, doivent s'adresser directement à EPS Rhône-Alpes, Résidence

Delessert, 145, rue Jean-Jaurès, 69007 Lyon ; ou téléphoner à Mlle Catherine Grommolard au (7) 872.80.06.

A cette occasion, EPS rappelle qu'elle organise des formations à temps plein amenant à des qualifications professionnelles dans le secteur micro-informatique, électronique, ainsi que des stages de formation professionnelle en électronique et informatique tant dans ses centres de Lyon, de Paris, Guyancourt et Nantes, qu'en entreprise. Pour tout renseignement, contacter EPS Rhône-Alpes ou EPS Paris, 45, rue des Petites-Ecuries, 75010 Paris. Tél. : (1) 523.35.30.

**DEVENIR**

**« TECHNICIEN OU INGENIEUR »  
EN INFORMATIQUE  
OU EN ELECTRONIQUE**

Moderniser l'appareil productif pour assurer une nouvelle expansion de l'économie française implique la formation d'un nombre important de professionnels de l'informatique et de l'électronique. Le ministère du Travail, de l'Emploi et de la Formation professionnelle met en place, pour la deuxième année consécutive, un vaste programme de formation continue afin de répondre aux nécessités des entreprises. Trois mille techniciens supérieurs, mille ingénieurs, de nombreux formateurs auront ainsi acquis ou vont acquérir, entre 1982 et 1985, leur qualification par la voie de la formation professionnelle continue. Ces formations longues sont agréées par l'Etat au titre de la rémunération des stagiaires. Elles s'adressent, selon les cas, à des salariés en activité ou à des demandeurs d'emploi.

Les stages relevant du programme sont organisés à travers l'ensemble du territoire et couvrent les diverses applications de la filière électronique,

gestion informatisée des PME, automatismes, robotique, bureautique, maintenance, applications à l'agriculture, à l'hôtellerie, etc. Tous cependant ont été élaborés en concertation avec les milieux professionnels, et tous comportent des périodes au sein des entreprises. Ils débouchent pour la plupart sur des diplômes professionnels reconnus nationalement.

Le programme filière électronique comporte des formations d'ingénieurs ouvertes à des salariés ou des demandeurs d'emploi adultes ayant déjà une expérience professionnelle et des diplômés de techniciens supérieurs ou d'ingénieurs. Les formations de techniciens et techniciens supérieurs relèvent de programmes impulsés par les délégations régionales à la formation professionnelle auprès des préfetures de région et s'adressent principalement à des jeunes de 18 à 25 ans, demandeurs d'emploi et ayant des bases scientifiques ou techniques.

# BLOC-NOTES

## EDEN OUVRE SES PORTES



Mille cinq cents mètres carrés de surface de vente spécialisée en micro-informatique s'ouvrent au 30, avenue George V, à Paris. Eden se veut aussi un point de rencontre permettant de découvrir, s'informer et s'initier à la micro. Au rez-de-chaussée, on peut trouver des logiciels, une librairie spécialisée, un kiosque à journaux et des salles de lec-

ture et de formation. Au sous-sol, une salle de projection voisine avec une dizaine de boutiques animées par des vendeurs spécialisés. Des ordinateurs familiaux, les produits Thomson, Exelvision, côtoient les machines IBM, Apple, Apricot, Olivetti, et tous leurs accessoires et périphériques.

## ADAPTATEUR D'ANTENNE CANAL PLUS

Suite à un accord entre Canal Plus et la Compagnie générale de Vidéotechnique, CGV va fabriquer en série les adaptateurs d'antenne permettant de recevoir les signaux décodés de Canal Plus sur un téléviseur non muni de prise Péritel. Cet adaptateur autorisera

également l'enregistrement en couleurs des émissions Canal Plus, sur un magnétoscope, pendant la vision d'une autre chaîne ou sans qu'il soit nécessaire de laisser le téléviseur sous tension.

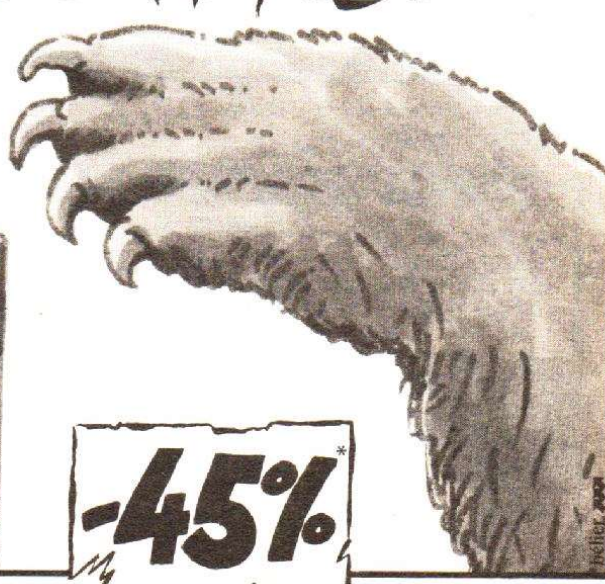
Distribution : Vidéo Match.

## L'ANNUAIRE DE LA TELECOPIE

20 000 télécopieurs sont actuellement en service, dont plus de la moitié a été installée depuis 18 mois. La progression, qui se poursuit au rythme de 12 000 par an, justifie l'édition par la DGT d'un annuaire de la télécopie. La première édition renferme les noms de 5 000 utilisateurs classés par département avec indication des caractéristiques du matériel et de la compatibilité, ainsi que la

liste des postes publics. Pour figurer dans cet annuaire, il faut s'adresser à : Annuaire de la télécopie, Service national de l'édition des annuaires des télécommunications, 182, rue Lecocq, 33065 Bordeaux Cedex. Pour se procurer l'annuaire, il faut adresser sa commande au centre de répartition et de vente des annuaires, 91308 Massy Cedex.

# UNE GRIFFE SUR LES MARQUES



## UN CHOC SUR LES PRIX

# -45%\*

Cherchez la griffe, vous la trouverez. La vraie. La griffe des grandes marques. Et jusqu'à - 60 % du prix généralement pratiqué. Les fins de séries et les petites éraflures des fabricants de Hi-Fi se retrouvent chez HIFISSIMO. Même dégriffé, le service après-vente est garanti un an. Et par les fabricants encore ! Achetez les yeux fermés : A l'écoute, la grande griffe vous fera oublier la petite.

- 59, rue du Cardinal Lemoine - 75005 PARIS
- Métro Cardinal-Lemoine
- 99, rue Monge - 75005 PARIS
- Métro Censier-Daubenton
- 37, rue Dauphine - 75006 PARIS
- Métro Odéon
- 40, bd de Stalingrad - 94500 CHAMPIGNY
- RER A Champigny.

\*(sur les prix généralement pratiqués).

Téléphone : 337.42.22

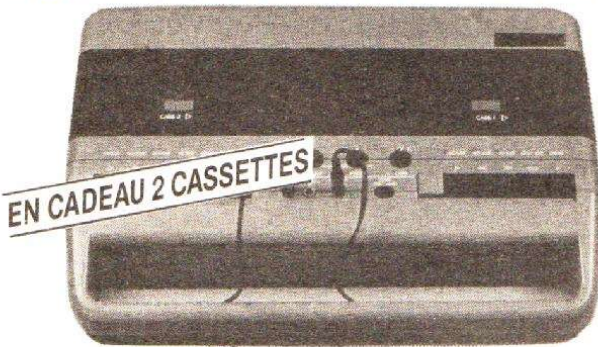
## Hifissimo%

Jean Patrick Grumberg

# WM MUSIQUE

2 PRESENTE :  
NOUVEAUTÉS DISPONIBLES

**LA MACHINE A CHANTER**  
AVEC EN CADEAU 2 CASSETTES PRÉENREGISTRÉES



**1350 F**  
en cadeau  
2 cassettes en plus

La machine à chanter utilise les cassettes standard préenregistrées pour la musique d'accompagnement et vierge pour l'enregistrement. Vitesse réglable. Utilisable en magnétophone et amplificateur. Permet de dupliquer les K7. Piles/secteur/batteries. Livrée avec 1 micro, 1 casque, une cassette vierge et 1 cassette préenregistrée de 11 plages, et en cadeau 2 autres K7 de 6 titres.

**LECTEUR VIDEO VHS (SANS REDEVANCE)**



- LECTEUR DE CASSETTES VIDEO-VHS.
- COULEUR • SECAM ET PAL • PERMET LA COPIE
- SORTIES AUDIO ET VIDEO • ARRÊT SUR IMAGE
- AVANCE ET RETOUR RAPIDE • ALIM. 220 V
- DIM. L 270 x H 109 x P 310 mm.

**4980 F**  
TTC

DISPONIBLE CHEZ : **WM MUSIQUE**  
62 AVENUE DE WAGRAM  
75017 PARIS - Tél. : 227.27.97

**BON DE COMMANDE EXPRESS** A RETOURNER A :  
WM MUSIQUE 62, av. de Wagram - 75017 Paris

Je règle la somme de .....

MACHINE A CHANTER : 1350 F       LECTEUR VIDEO : 4980 F

Ci-joint  Chèque bancaire  CCP (3 volets) à l'ordre de

**WM MUSIQUE** - Les appareils me seront expédiés en port du à l'adresse suivante.

NOM ..... PRENOM .....

ADRESSE .....

VILLE ..... CODE POSTAL .....

DATE ..... SIGNATURE .....

# BLOC-NOTES

## SHARP JOUE LA SIMPLICITE

Le magnétoscope Sharp VC 473 se propose d'être simple à utiliser et performant dans l'image. Il est équipé d'une tête supplémentaire conçue spécialement pour la lecture des effets spéciaux comme les arrêts sur image et le défilement image par image. Son fonctionnement est facilité par un nouveau système de pro-

grammation de quart d'heure en quart d'heure, et ce jusqu'à 3 heures. La télécommande à infrarouge rassemble dix fonctions. Le balayage des passages vierges est automatique et une signalisation lumineuse indique toutes les phases du défilement de la bande.

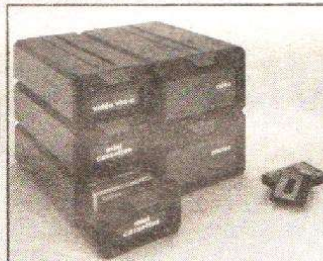
Distribution :  
**Sharp France S.A.**



## LE BON RANGEMENT

Qui n'a pas rêvé de ranger et de classer tout son matériel « soft » dans un seul système. D'une esthétique plutôt high-tech, le système Posso Media

Box permet de faire disparaître les supports audio, vidéo et micro-informatiques. Trois types d'éléments peuvent tout digérer. La petite Media Box contient 16 cassettes audio ou 8 cassettes VHS-C. La moyenne reçoit 13 disques compacts. Quant à la grande, elle est disponible en versions pour 9 cassettes VHS, V 2000 ou Beta-System, 22 jeux vidéo, 56 disquettes 5" 1/4 ou 140 disquettes 3", 3" 1/4 ou 3" 1/2.



Distribution : Posso S.A.

## HITACHI ECONOMISE L'UTILISATION

Chargement frontal motorisé, commandes regroupées, conception compacte, telles sont les principales caractéristiques du nouveau magnétoscope Hitachi VT-34S. Il propose deux types de programmation : classique, d'un programme sur quatorze jours, ou à la nouvelle mode, en enregistrement instantané de six durées possibles (30 mn à 4 heures). La recherche visuelle s'effectue à quatre fois la vitesse nominale, ou, à l'aide de la télécommande optionnelle, par sauts (10 secon-

des d'avance ou de rembobinage rapide puis 10 secondes de recherche visuelle, etc.).

Le VT-34S peut être associé aux nouveaux téléviseurs CST-2044, CST-2244 et CST-2644 du constructeur japonais, qui peuvent indexer séparément chacune de leurs touches de programme en position AV. Ce sont des appareils PAL/Secam à télécommande infrarouge (14 fonctions). Ils possèdent une position veille qui se commute automatiquement 5 minutes après l'arrêt des émissions.

# BLOC-NOTES

## MINI TELEVISEUR COULEUR BI STANDARD



Philips lance un téléviseur couleur portable fonctionnant sur secteur et batterie 12 V. Il

est équipé d'un nouveau tube plat à coins carrés de 22 cm de diagonale. 60 programmes PAL/Secam peuvent être présélectionnés. Prise péritelvision, casque et haut-parleur extérieur font évidemment partie de l'inventaire de ce 9P4099. Quant au 26T 4249, il s'agit d'un téléviseur à tube image 66 cm, 110°, qui peut recevoir 40 programmes et possède une télécommande infrarouge et un décodeur Antiope intégré.

## CHANGEZ DE BASIK

Le dernier né de Linn Products s'appelle Basik Plus. Ce nouveau bras de lecture se différencie de son prédécesseur par des roulements de qualité supérieure et une coquille porte-cellule non détachable. Montée d'origine, la cellule Linn Basik est raccordée par des cosses plaquées or. Distribution : MS Systems.



## HI-FI STEREO DECEMBRE 1984

Numéro spécial compact-disc. Au sommaire :

Tous les lecteurs du compact-disc du marché. Présentés en une suite de tableaux regroupant les caractéristiques principales et les possibilités d'utilisation et de programmation, plus de cinquante lecteurs sont analysés.

Les lecteurs de C.D. à l'écoute. Confrontation de cinq lecteurs lors d'une écoute critique.

La C.D. Discoscopie : analyse des disques compacts récemment parus.

Le hit-parade des ventes de disques compacts en France.

La première usine de compact-disc en France : MPO.

Le point de vue des responsables de France-Musique sur le disque compact.

Initiation : puissance et dynamique.

Au banc d'essai : Le lecteur Sony CD 50.

L'enceinte Pierre-Etienne-Léon M II.

L'enceinte Magnat All Ribbon 06

Ampli-préampli Yamaha C40-M40.

Mitsubishi Chaîne 70.

# SURPRENEZ VOTRE ENTOURAGE

GARANTI 1 AN

## MICRO-ESPION TX 2007

182F PRIX SPECIAL  
BON A DECOUPER CI-DESSOUS



Un modèle de micro-émetteur étonnant par sa puissance. Performances améliorables (voir mode d'emploi en français).

TX 2007  
MICRO-EMETTEUR  
FM  
de grande portée

- SIMPLE : réception sur tout poste radio FM, auto-radio, chaîne Hi-Fi, etc. Il suffit de déplacer la fréquence pour trouver une zone libre.
- DISCRET : sans fil, sans branchement, sans antenne extérieure.
- PRATIQUE : petit et léger, fonctionne avec une pile courante de 9 volts jusqu'à 250 h en continu.
- UTILE ET EFFICACE : pour surveiller enfants, commerces, garages, etc.

DEMANDEZ NOTRE "GUIDE DE L'ESPIONNAGE" ET NOTRE CATALOGUE COMPLET CONTRE SEULEMENT 10 F EN TIMBRES (à joindre à la commande)



SCANNER'S MARSEILLE  
31, rue J.-Martin - 13005 Marseille - Tél. (91) 48.69.54

Tous nos appareils sont garantis 2 ANS. Fabrication propre, réalisations spéciales sur demande (nous consulter).

SCANNER'S LYON  
143, rue Cuvier (Brotteaux) 69008 Lyon - Tél. (7) 824.27.88

NICE  
Ondes et Alarmes - 13, rue Albert - 06000 Nice

Bon à renvoyer à : BIOREX INTERNATIONAL - B.P. 26 - 13351 MARSEILLE CEDEX 5  
TEL. (91) 48.69.54 ou 48.10.28 - TELEX 400.991 F BIOREX

- Veuillez m'adresser la commande ci-dessous (préciser quantité) :
- MICRO-EMETTEUR TX 2007 au prix unitaire de 182 F + 15 F de port en recommandé
- GUIDE DE L'ESPIONNAGE + CATALOGUE COMPLET, ci-joint 10 F en timbres
- Ci-joint mon règlement par :
- CCP  Chèque bancaire  Débit de ma carte bleue n° .....
- Envoyez-moi contre remboursement (+ 25 F à régler au facteur)

Nom .....

Adresse .....

Je note que si je ne suis pas entièrement satisfait je serai remboursé intégralement en renvoyant ma commande dans les 8 jours





## L'AVANCE TECHNOLOGIQUE

**«Le haut de gamme n'est pas nécessairement lié à un prix excessif, voire exorbitant. La démonstration vient à nouveau d'être faite par un industriel français très connu... «3A».»**

On ne présente plus «3A» dont la notoriété a largement dépassé nos frontières et dont la pénétration sur le marché français est supérieure à 10%. Plus de 100.000 enceintes hi-fi vendues en 1984.

Dès 1980, «3A» alors exclusivement fabricant d'enceintes haut de gamme, décidait de se concentrer sur les enceintes les plus vendues. Le marché alors était plutôt centré sur des enceintes à prix de vente aux alentours de 600 F.

Ce fut alors la création de la fameuse gamme Academic, marque industrielle déposée par «3A» pour couvrir un créneau d'enceintes de 400 à 1.000 F, d'une ligne de production d'ébénisterie ultra moderne, équipée d'automates dernier modèle, permettant à «3A» d'atteindre en 1982 très rapidement des prix de production très bas, sans pour autant sacrifier à un quelconque compromis de qualité.

Ce développement industriel devait donc réciproquement permettre à «3A» d'optimiser le haut de gamme. C'est chose faite aujourd'hui puisque le premier fabricant français d'enceintes haute fidélité est à même de proposer la 3A-390, enceinte très performante, aux composants sophistiqués pour 3.000 F l'unité.

Les ingénieurs de «3A» ont réussi par exemple à inclure dans ce modèle des composants que l'on ne trouve dans les enceintes concurrentes qu'à partir de 5.000 à 6.000 F l'enceinte :

- Un dôme médium de 50 mm avec une aimantation impressionnante... ferrite de 120 mm... rares mêmes sont les boomers à posséder de tels aimants...  
On peut imaginer la réponse en impulsions de ce dôme médium et son rendu en lecture digitale.
- Un tweeter à ruban plan équiphase dont l'éloge n'est plus à faire puisque ce haut-parleur est utilisé par d'autres grands de la haute-fidélité (Infinity - Ellipson - Audio Reference). Nous avons toujours apprécié la finesse de ce tweeter et surtout son pouvoir séparateur qui ne le rend jamais «nasillard» même à la lecture d'harmoniques complexes.
- C'est peut-être le haut-parleur basse qui semble le moins spectaculaire mais une analyse plus fine nous montre que la membrane est plastifiée par un traitement de surface à base de butyl souple que nous connaissons bien, ce procédé étant utilisé depuis fort longtemps pour un meilleur «dumping» de la membrane et une réduction importante des distorsions dans la gamme de fréquence 250-1000 Hz. La charge de ce haut-parleur est assurée par le système «3A» à décompression laminaire (brevet 3A n° 76.35.488, ce système s'apparente à la fois au bass-reflex (le tube de résonance étant remplacé par une fente étroite), mais surtout dont la «prise acoustique» est réalisée au niveau du haut-parleur, ce qui l'apparente aussi au système R.J.  
Nos lecteurs se rappellent certainement ce système R.J. à dépression utilisé par Supravox par exemple. Cette charge originale de «3A» fut utilisée dans l'Auditorat (3A-380) avec succès ainsi que dans la 3A-385. Les basses reproduites sont amples mais nettes sans redondance ni coloration et c'est leur principal avantage par rapport au bass-reflex.
- Quant à l'aspect visuel de l'ébénisterie en noyer véritable, elle n'a rien à envier à des modèles beaucoup plus onéreux.

### EN RÉSUMÉ :

Une belle réalisation avec un respect profond du rapport qualité-prix que nos lecteurs apprécieront.  
Une étape industrielle franchie avec audace par «3A» pour démystifier certains prix peut-être non justifiés.  
Un produit remarquable qu'il faut juger et comparer chez les meilleurs spécialistes de l'Hexagone.

### EN DÉMONSTRATION PERMANENTE :

- A Paris : chez Teral, Illel, Nord Radio, Atom, Hi-Fi 2000.
- En province : départements :  
03 Connexion, Montluçon. 06 Japan Electronic, Nice. 13 Labelson, Salon de Provence. 15 Connexion, Aurillac. 17 Gatineau, La Rochelle. 31 Hi-Fi Languedoc, Toulouse. 33 Bibas, Bordeaux. 34 Tevelec, Montpellier. 37 Phonixa-Tweeter, Tours. 44 Conrault, St-Nazaire. 54 Nouvelec, Nancy. 57 Ifili, Metz. 60 Phonixa-Sonothèque, Méru. 63 Cadec, Clermont-Ferrand. 69 Tabey, Lyon 2°. Tedd, Lyon 3°. 74 Auditorium, Annecy. 76 Auditorium Debard, Le Havre. 85 Vendée service, La Roche/Yon. 86 Phonixa-Thevenet, Poitiers.



Nouvelles du Japon

## BLOC-NOTES

Pour vous informer mieux encore, le Haut-Parleur vous propose chaque mois les dernières nouvelles du Japon en matière d'électronique grand-public. Les nouveautés que nous voyons apparaître en France sont en effet dans les boutiques japonaises trois mois, voire un an avant. Vous pourrez ainsi vous rendre compte de l'évolution des technologies.

Tout va bien pour le compact-disc dans l'Empire du Soleil Levant. Sharp a dû tripler sa production de lecteurs pour arriver à 15 000 unités par mois. Yamaha, second sur le marché japonais après Sony, en fabrique 20 000 par mois. Il faut dire que Yamaha est particulièrement actif : son nouveau CD-X2, large de 34 cm et utilisant un filtrage numérique, est l'un des lecteurs de compact-disc les moins chers, même pas le prix d'une table de lecture conventionnelle de haut de gamme. Son lecteur pour automobile est lui aussi dans le commerce. Ses dimensions : les normes DIN (180 x 50 x 180 mm)... tant mieux, car le tiroir antivol s'impose. Autre proposition originale de Yamaha, une cassette de compact-disc que l'on charge directement dans le lecteur, comme une disquette : en voiture, le conducteur ne mobilisera qu'une seule main.

Globalement les lecteurs de compact-disc en sont à leur troisième génération. Dans le haut de gamme, ils se divisent en deux coffrets, l'un pour le lecteur et ses asservissements, l'autre pour le traitement du signal. Hitachi, JVC, Marantz, Mitsubishi, Sony, Toshiba et Trio-Kenwood proposent des appareils capables de reproduire les images vidéo fixes qui doivent être prochainement gravées sur les compact-disc. Le filtrage numérique des signaux en sortie se généralise, ainsi que les systèmes de synchronisation avec les magnétocassettes.

Les chaînes haute fidélité gagnent un maillon qui s'appelle Selecteur AV. Il permet de connecter entre eux les équipements audio et vidéo. Certains incluent un amplificateur, des corrections de couleur ou un amplificateur vidéo. Les plus significatifs s'appellent Sansui AV-77, Technics SA-AV1, Kenwood V-7G, Sony AV-H 555 ES et Toshiba

Aurex SD-5AV. Le Pioneer VS-7 propose en plus la télécommande de toute la chaîne audio-vidéo.

Sous le même signe de la fusion, les derniers lecteurs de vidéodisque présentés sont convertibles en lecteur de CD (Sony, Pioneer). Et les magnétoscopes 8 mm proposés par Pioneer et Aiwa peuvent également servir d'enregistreurs audio numériques...

Cette fusion entraîne les spécialistes de l'audio sur le marché de la vidéo. Ainsi, Denon et Harman Kardon commercialisent maintenant des magnétoscopes VHS HiFi. Dans ce secteur, c'est l'Hitachi VT-87 qui détient le record du nombre de têtes. Ce magnétoscope VHS HiFi est en effet équipé de deux têtes pour l'audio, deux têtes vidéo pour le fonctionnement standard, deux autres pour le fonctionnement à demi-vitesse et une septième pour éviter les parasites en lecture rapide.

Quelques nouvelles de la micro-informatique pour finir... Au Japon, c'est évidemment le MSX qui fait parler de lui. Sony propose déjà trois nouvelles machines au standard MSX. Les deux modèles haut de gamme HB-701 et HB-701F possèdent un lecteur de disquette 3,5" intégré. Leur présentation est identique à celle des mini-chaînes et des nouveaux équipements vidéo Sony... Rien d'étonnant, donc, qu'ils présentent une interface permettant de contrôler au clavier certaines fonctions de la chaîne HiFi ou le choix de la chaîne de télévision, par exemple.

Le MB-H2 d'Hitachi intègre plus modestement un lecteur de cassette à l'unité centrale. Quant au Panasonic CF-2700, il possède, malgré son prix très attractif, 32 Ko de mémoire vive et deux connecteurs de cartouches.

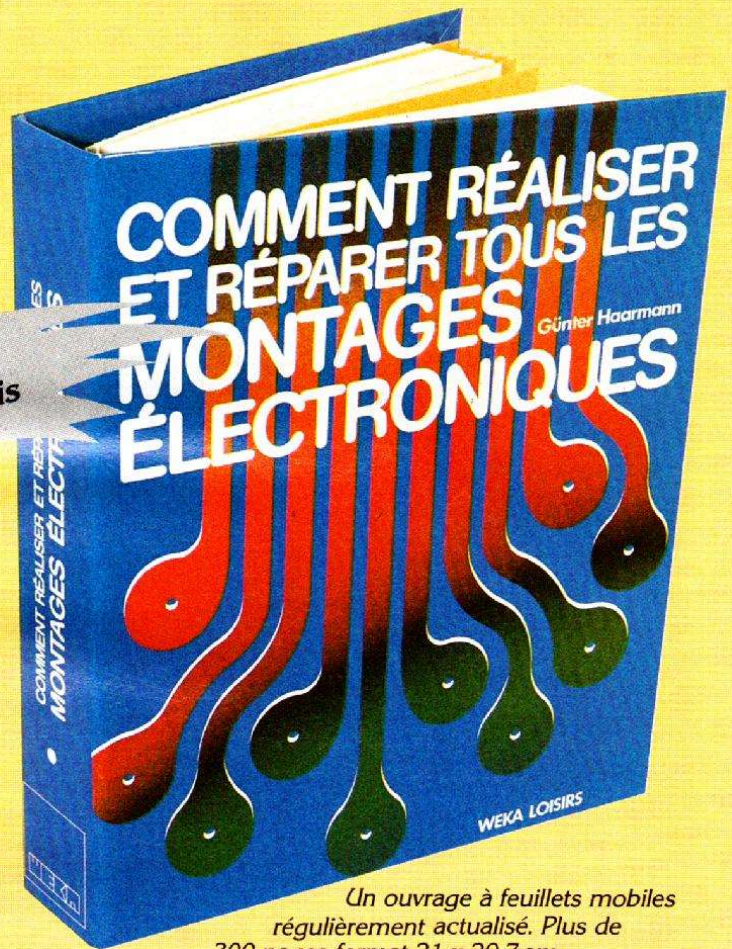
(A suivre)

Adaptation Pierre LABEY

# 7 BONNES RAISONS de commander aujourd'hui même "Comment Réaliser et Réparer tous les Montages Électroniques"

**POUR LES MORDUS DE L'ÉLECTRONIQUE, UN OUVRAGE BRANCHÉ... SUR LA BONNE FRÉQUENCE !**

**NOUVEAU !**  
inédit en français



Un ouvrage à feuillets mobiles régulièrement actualisé. Plus de 300 pages format 21 x 29,7 cm.

- 1 Première raison :** c'est un ouvrage complet. Il vous informe de façon claire et systématique sur tout ce qui touche à votre "hobby", de A comme amplificateur à Z comme Zener.
- 2 Deuxième raison :** c'est un ouvrage fiable. Du gadget électronique de base aux réalisations les plus sophistiquées, ça marche, parce que tous les montages sont testés avant parution. Les vrais amateurs savent ce que cela veut dire!
- 3 Troisième raison :** c'est un ouvrage évolutif. Grâce au service automatique de mise à jour, vous êtes toujours à la pointe de l'actualité dans tous les domaines qui vous intéressent.
- 4 Quatrième raison :** c'est un ouvrage pratique. Le système des feuillets mobiles facilite évidemment la mise à jour.
- 5 Cinquième raison :** c'est un ouvrage solide. Présenté dans un épais classeur à couverture pelliculée, votre ouvrage supporte sans faiblir toutes les manipulations.
- 6 Sixième raison :** c'est un ouvrage objectif. Indépendant de tout fabricant, votre guide se distingue par la qualité de ses sources d'informations et ses nombreux tableaux d'équivalences et de caractéristiques.
- 7 Septième raison :** c'est un ouvrage économique. Grâce à notre offre spéciale de lancement, vous pouvez acquérir aujourd'hui "Comment réaliser et réparer tous les montages électroniques" à un prix exceptionnel.

## BON DE COMMANDE

à renvoyer accompagné de votre règlement à :  
**FRANCE :** Editions Weka, 12 cour Saint-Eloi, 75012 Paris  
**SUISSE :** Editions Weka, Flüelastrasse 47, Zürich

**OUI**, je désire recevoir votre ouvrage à feuillets mobiles "Comment réaliser et réparer tous les montages électroniques" au prix de lancement de 350 FF pour la France ou 92 sfr pour la Suisse.

- Je joins mon règlement de \_\_\_\_\_ FF ou sfr.
- J'ai bien noté que je recevrai automatiquement les mises à jour trimestrielles aux conditions suivantes :
  - pour la France : 150 FF\* la mise à jour de 120 pages,
  - pour la Suisse : -45 sfr\* la page.

Je pourrai interrompre ce service par simple courrier.

NOM: \_\_\_\_\_ Prénom: \_\_\_\_\_

Adresse: \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_ Tél.: \_\_\_\_\_

Date: \_\_\_\_\_ Signature: \_\_\_\_\_

\* Prix TTC au 15.11.84 susceptibles de modifications ultérieures.

LPH 1

# L'ENCEINTE ACOUSTIQUE KEF 104/2: DES INNOVATIONS

La série des prestigieuses enceintes acoustiques proposées, au cours des années, par le réputé constructeur britannique Kef, sous la bannière « Référence », pour en souligner la qualité, s'est récemment enrichie d'un nouvel élément. Ce modèle « 104/2 », passablement révolutionnaire (fig. 1) par la sophistication de sa technologie (en éclaté figure 2), ne présente que des liens de parenté

éloignés avec le premier « Modèle 104 », de conception relativement classique (formule anti-résonnante, à deux voies, et diaphragme passif), qui connut un très grand succès commercial, il y a sept ou huit ans ; en raison de l'excellence de performances acoustiques dues, tout autant, aux qualités intrinsèques de ses haut-parleurs, qu'à celles d'un filtre répartiteur, judicieusement synthétisé (avec assistance informatique) pour optimiser la correction de leurs imperfections résiduelles.



KEF MODELE 104/2 : Union exemplaire de raffinement technique, de qualité acoustique et de réussite esthétique ou 32 kg d'innovations techniques, acoustiques et esthétiques

Fig. 1. - Deux aspects de la nouvelle enceinte « Kef modèle 104/2 » de la série « Référence », avec et sans grille protectrice antérieure (performances optimales avec grille). Sans grille, apparaissent les quatre émetteurs alignés rayonnant les ondes sonores : l'évent inférieur de 55 à 150 Hz, les deux haut-parleurs (pratiquement même diamètre que l'évent : 12 cm) pour les fréquences entre 150 et 3 000 Hz, de part et d'autre du tweeter à dôme hémisphérique et amorce de pavillon (ce dernier de 3 à plus de 20 kHz). Cette enceinte assez lourde (32 kg) fonctionne verticalement, reposant directement sur le parquet de la salle d'écoute par l'intermédiaire de quatre pieds vissants réglables. Elle existe en deux modèles : l'un de type classique, l'autre pour perfectionnistes, consistant en quatre pointes aiguës traversant moquette ou tapis pour un appui direct sur un support à la fois massif et rigide (meilleure image stéréophonique).

Le « Modèle 104 / 2 » est une véritable enceinte à trois voies, aux multiples innovations technologiques. Étroite (28 cm) et relativement haute (90 cm) pour 41,5 cm de profondeur (poids total 32 kg), elle fut conçue pour reposer directement sur le parquet (alors que l'ancienne « 104 » se trouvait bien d'un support auxiliaire), et conserver sa grille antérieure pour en obtenir les meilleures performances (en dépit de l'esthétique, il était générale-

ment admis qu'il était préférable de retirer cette grille, pour une meilleure diffusion du registre aigu, et éviter de le colorer par résonances internes). Enfin, raffinement très rare, « 104/2 » est électriquement compensée, pour mieux exploiter les possibilités de l'amplificateur associé, en le faisant travailler en permanence sur une charge assimilable à une résistance pure de 4 Ω (remède depuis longtemps connu mais peu utilisé, car onéreux). Qu'y a-t-il de commun entre l'an-



Photo A  
Vue avant du module « médium-aigu » avec ses deux haut-parleurs de 12 cm, alignés de part et d'autre du tweeter à diaphragme en calotte sphérique, dérivé du T33 de Kef.

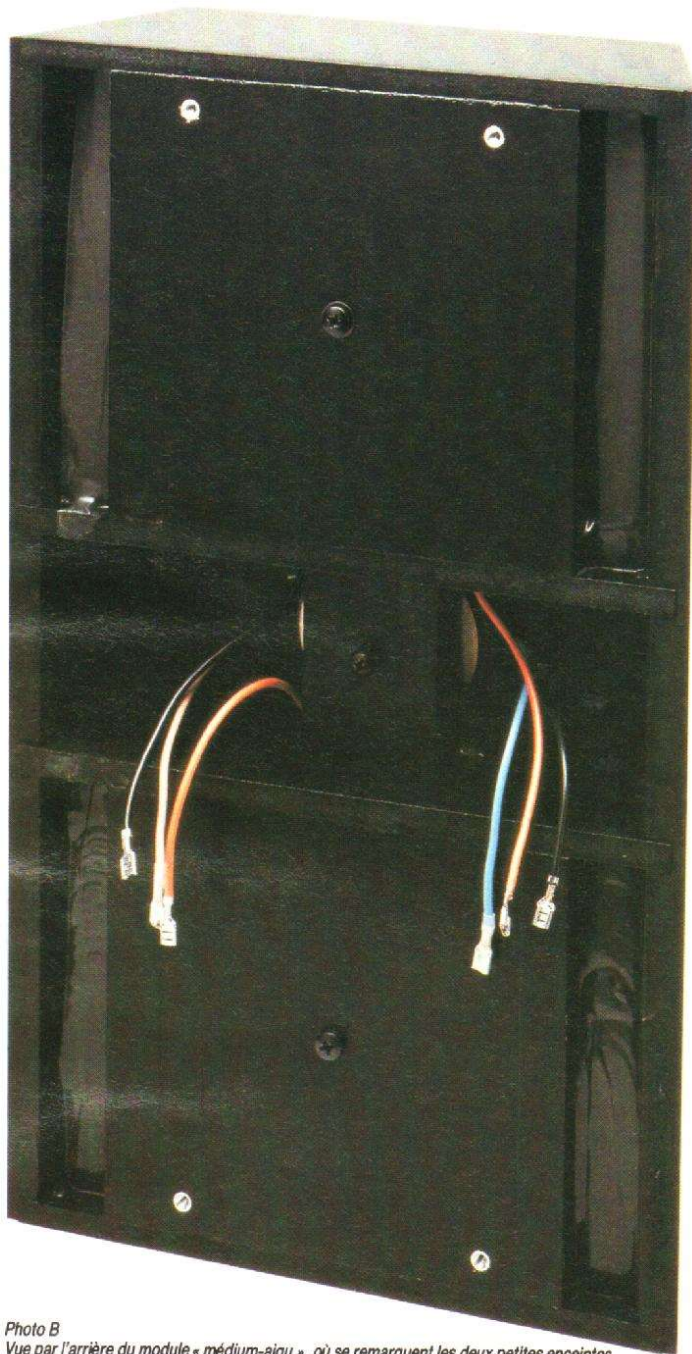
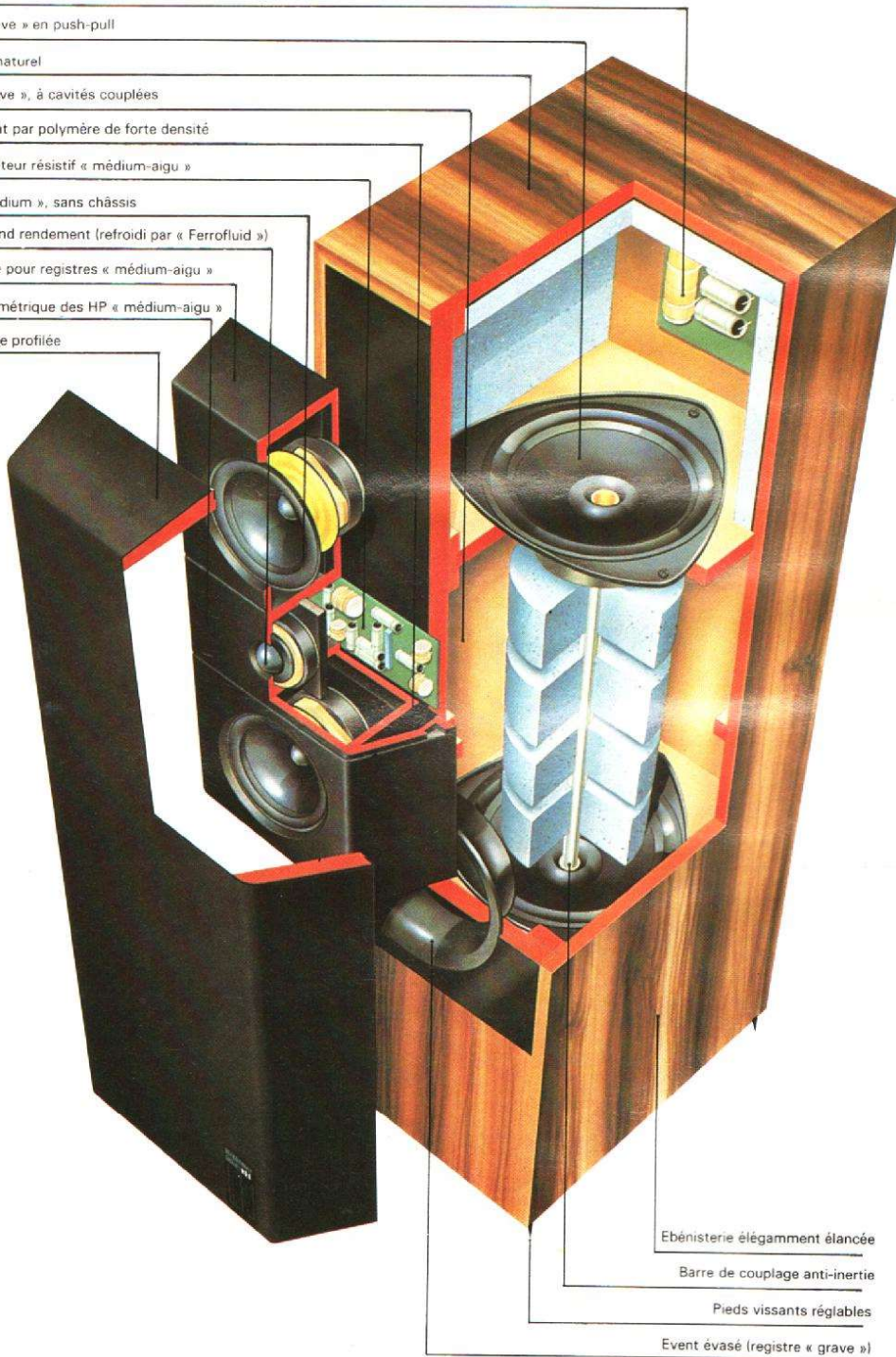


Photo B  
Vue par l'arrière du module « médium-aigu », où se remarquent les deux petites enceintes closes des haut-parleurs de 12 cm, et le remplissage des espaces vides par le composé plastique spécial de haute densité, adopté par Kef.

cienne « 104 » et la nouvelle « 104/2 » ? Pas grand-chose, en dehors de participer à la même quête du confort auditif. Sans doute, est-il aussi des raisons sentimentales : le constructeur espère que cette nouvelle création, haut de gamme, participera du prestige de son aînée, avec le même succès auprès d'audiophiles, aujourd'hui plus exigeants ; appréciant, d'ailleurs que par le passé, l'augmenta-

tion de rendement de leurs enceintes acoustiques (nécessaire aux enregistrements numériques), la stabilité de l'image stéréophonique, sans trop restreindre la position de l'auditeur ; ainsi que la finesse et la transparence de restitution des messages musicaux. L'énoncé résumé de quelques caractéristiques de « 104/2 » préciseront mieux le dessein du constructeur :

Filtre et correcteur résistif (« grave »)  
 Deux HP « grave » en push-pull  
 Placage bois naturel  
 Enceinte « grave », à cavités couplées  
 Amortissement par polymère de forte densité  
 Filtre et correcteur résistif « médium-aigu »  
 Deux HP « médium », sans châssis  
 Tweeter à grand rendement (refroidi par « Ferrofluid »)  
 Module séparé pour registres « médium-aigu »  
 Disposition symétrique des HP « médium-aigu »  
 Grille antérieure profilée



Ebénisterie élégamment élançée  
 Barre de couplage anti-inertie  
 Pieds vissants réglables  
 Event évasé (registre « grave »)

Fig. 2. — Vue éclatée de l'enceinte acoustique « 104/2 », montrant la disposition des divers composants, dont le rôle sera précisé. Remarquer les haut-parleurs « médium », chacun dans son enceinte close, sans châssis métallique ; la disposition des deux haut-parleurs graves couplés par une barre métallique (non magnétique), et les cylindres de mousse plastique dense, ajustant le coefficient de surtension du système (donc largeur de bande passante) et jugulant d'éventuelles résonances.

- Bande passante : 55-20 000 Hz ( $\pm 2$  dB) à 2 m sur l'axe d'écoute adopté (fig. 3).
- Directivité (fourchette  $\pm 2$  dB) :  $\pm 30^\circ$  horizontalement, jusqu'à 10 kHz ;  $\pm 10^\circ$  verticalement jusqu'à 15 kHz (fig. 4, 5, 6).
- Sensibilité : 92 dB (soit 0,8 Pa de pression acoustique) à 1 m pour 1 W, entre 500 et 5 000 Hz (ou 2,83 V efficaces, de bruit rose).
- Distorsion mesurée en chambre anéchoïde à 1 m, le niveau sonore ayant été fixé à 94 dB (pression acoustique 1 Pa) à 1 kHz : taux d'harmoniques 2 ou 3 inférieurs à 0,5 %, entre 20 et 20 000 Hz.
- Niveau sonore maximal sur message musical, et condition d'écoute normale : 112 dB (pression acoustique 8 Pa).
- Ecart maximal entre les éléments d'une paire stéréophonique :  $\pm 0,6$  dB.
- Utilisable avec tout amplificateur de 25 à 200 V dans  $4 \Omega$ .

Tout cela laisse augurer (bien qu'un peu court dans l'extrême grave) d'excellents résultats auditifs (pratiquement, en toutes situations) auprès de la majorité des amateurs de belle restitution sonore (certes, des « audiophiles éclairés » jugeront, qu'à leur goût, « 104/2 » manque de ceci ou a trop de cela ; c'est inévitable, les mécanismes sensoriels sont trop complexes pour espérer satisfaire toutes les perceptions individuelles). L'enceinte acoustique « Kef 104/2 » a été conçue par des techniciens expérimentés et novateurs, également amateurs de belle musique (de genres très divers), pour le plaisir de musiciens (ce fut toujours l'objectif de Kef) ; les mois à venir diront si le but fut atteint.

Il reste à justifier les moyens mis en œuvre, pour arriver à ce résultat. Cela en vaut largement la peine, tant l'enceinte « Kef 104/2 » ressemble peu aux solutions classiques.

## LES SOLUTIONS TECHNIQUES

### 1° La compensation résistive de l'impédance d'entrée

Ce point est peut-être le plus important et le moins commun. L'impédance d'entrée d'une enceinte

# L'ENCEINTE ACOUSTIQUE KEF 104/2: DES INNOVATIONS

acoustique, à plusieurs voies, avec ses haut-parleurs et ses filtres, est habituellement une grandeur très complexe ; variant notablement en module et composant réactive, sur toute l'étendue du spectre sonore. Une enceinte acoustique commercialisée sous l'étiquette impédance nominale  $8 \Omega$  n'a souvent qu'assez rarement, entre 20 et 20 000 Hz, un module d'impédance égal à  $8 \Omega$ , sans pour autant violer les normes de haute fidélité (fig. 7) ; et cette impédance est encore plus rarement purement résistive. Le plus souvent inductive avec des haut-parleurs électrodynamiques, il existe des zones (fig. 8) où elle devient capacitive. Rendre cette impédance pratiquement constante et résistive, de 20 à 20 000 Hz, semble, a priori, souhaitable, et les moyens d'y parvenir ne relèvent pas de la sorcellerie (quelques constructeurs en ont déjà un peu tâté) ; ils impliquent seulement une plus grande complexité des circuits (les filtres de « 104/2 » se sont enrichis d'une quarantaine de nouveaux composants), et une augmentation sensible des coûts de fabrication. La question était depuis longtemps étudiée par Kef, et l'aspect économique du problème (aujourd'hui dépassé) avait alors toujours rebuté. Avant d'exposer la solution Kef, revoiyons les relations entre une enceinte acoustique et l'amplificateur associé (aujourd'hui presque toujours transistorisé) pour rappeler quelques points importants.

**- Incompatibilité entre amplificateur et enceinte acoustique :** Cela est assez fréquent. La plupart des amplificateurs transistorisés fournissent leur puissance dite « nominale » sur une charge résistive précisée (4, 8 ou  $16 \Omega$ ), qu'on égale à l'impédance également « nominale » du haut-parleur associé. Malheureusement, les transistors sont fragiles : ils ne peuvent dissiper, sous forme de chaleur, qu'une puissance relativement faible. Un transistor débite habituellement son maximum d'intensité quand, au même instant, la différence de potentiel entre émetteur-collecteur est faible. Or il se trouve que la réactance de l'enceinte acoustique, si elle est capacitive, peut exiger beaucoup de courant des transistors à

tension collecteur-émetteur importante. Pour pallier ce péril mortel, la plupart des constructeurs équipent leurs amplificateurs de circuits protecteurs limitant l'intensité du courant débit lorsque les conditions de fonctionnement tendent à devenir dangereuses. Par exemple, la figure 8 (document Kef) montre ce qui se passe à 3,2 kHz avec l'enceinte acoustique responsable de la figure 7. L'amplificateur peut fournir 70 V crête à crête à une résistance de  $8 \Omega$  à cette fréquence ; donc, une puissance proche de 76 W pour un signal sinusoïdal.

Sur l'enceinte acoustique (module d'impédance à 3,2 kHz :  $7,1 \Omega$ , déphasage :  $-54^\circ$ ), le signal sinusoïdal apparaît nettement distordu, à 20 V crête à crête, par l'intervention des circuits protecteurs (alors qu'aux fréquences plus basses, il demeurerait sans distorsion 70 V crête à crête). Cela signifie donc qu'au voisinage de 3,2 kHz, cet amplificateur est incapable de transmettre à l'enceinte acoustique, même le  $1/10^e$  de sa puissance maximale. Si un artifice quelconque rendait l'impédance de cette enceinte acoustique résistive et égale à  $8 \Omega$  à 3,2 kHz, l'amplificateur pourrait continuer sans encombre à maintenir 70 V crête à crête à ses bornes, sans exciter les circuits limiteurs. La puissance disponible pour l'enceinte acoustique s'en trouverait beaucoup augmentée, d'où meilleure exploitation des possibilités de l'amplificateur et meilleur rendement local. De toute évidence, ramener à  $8 \Omega$  l'impédance de l'enceinte acoustique, dans les zones où l'amplificateur soutient 70 V crête à crête, ne modifie pas les performances de l'enceinte acoustique ; mais obtient davantage de l'amplificateur, qui préfère toujours alimenter une résistance. S'il devait répondre à une surcharge, il le ferait de façon moins abrupte que sur charge capacitive.

### - Comment effectuer la compensation résistive ?

En principe, mais en principe seulement, la solution est simple. Soit figure 9, R la valeur adoptée pour résistance stabilisée de l'enceinte acoustique, en série avec Z son impédance totale, convertie sous forme électrique (impédance cinéti-

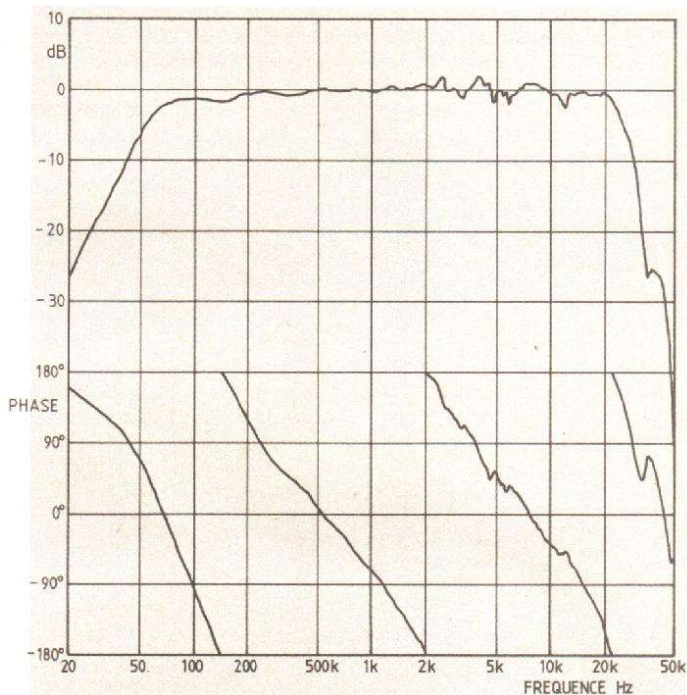


Fig. 3. - Courbe de réponse sur l'axe d'écoute à 2 m de distance, en chambre anéchoïde (document Kef), complétée d'une courbe de phase, entrée-sortie/fréquence, en quatre tronçons à joindre bout à bout, couvrant près de 4 fois  $360^\circ$ . Cet ensemble ne s'écarterait pas tellement d'une droite ; on peut en augurer une réponse globale respectant convenablement le temps de propagation de groupe (rotation de phase, pratiquement proportionnelle à la fréquence).

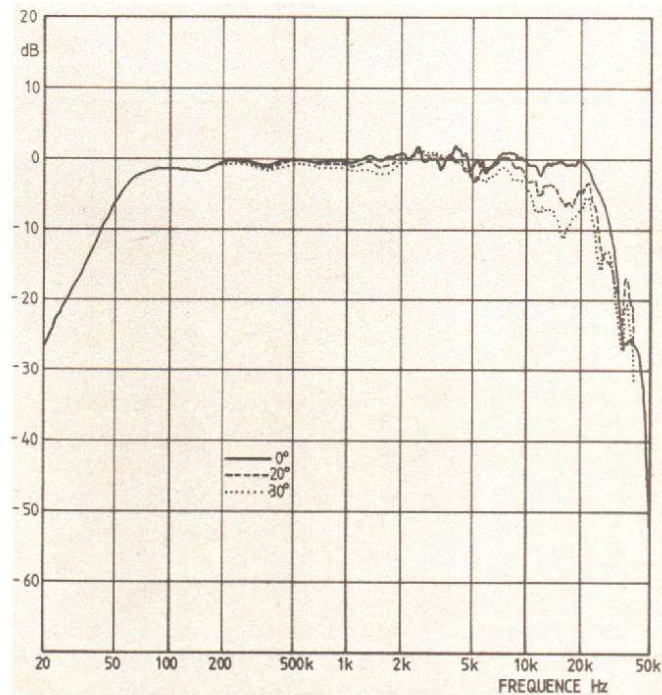


Fig. 4. - Trois courbes de réponse en chambre anéchoïde (document Kef) relevées sur l'axe, et s'en écartant horizontalement de  $20^\circ$  et  $30^\circ$ . Pratiquement confondues jusqu'à 5 kHz, puis séparées, graduellement, pour atteindre une dizaine de dB à 20 kHz. Comme en fig. 3, noter le léger avantage accordé aux fréquences supérieures à 200 Hz (accentuation du « médium »).

# L'ENCEINTE ACOUSTIQUE KEF 104/2. DES INNOVATIONS

que des parties mobiles et éventuellement contribution du filtre). On trouvera tous détails concer-

nant cette conversion dans un bon traité d'électro-acoustique. Entre les points A et B existe ainsi l'impé-

dance  $R + Z$ . Le problème est alors le suivant : peut-on introduire entre A et B (en parallèle sur  $R + Z$ ) une

impédance  $Z'$ , telle que l'impédance résultante entre C et D demeure résistive, et égale à  $R$  ?

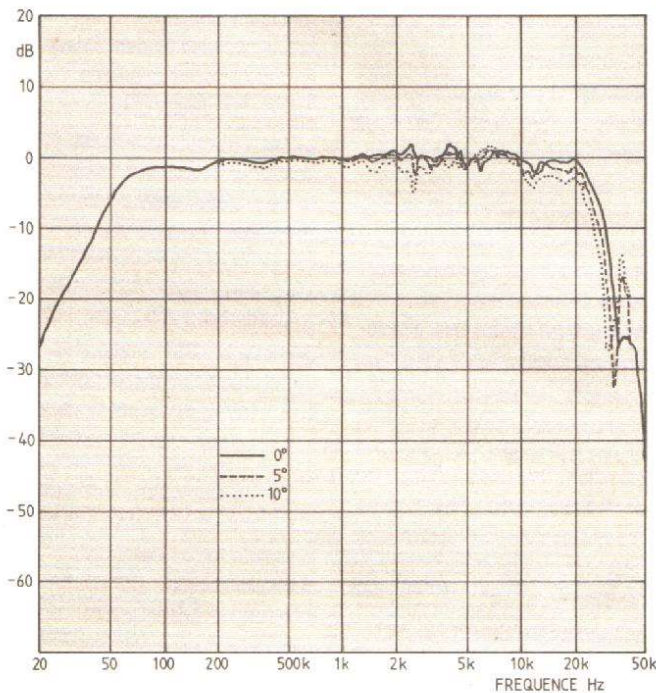
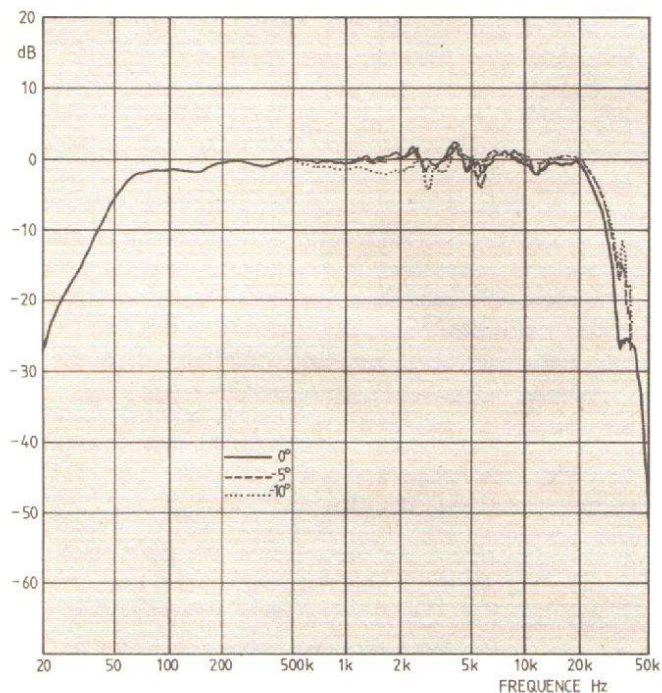


Fig. 5. - Courbes de réponse en chambre anéchoïde, pratiquement confondues, relevées dans le plan médian ; d'une part sur l'axe, d'autre part à  $-5^\circ$  et  $-10^\circ$  au-dessous (document Kef).

Fig. 6. - Courbes de réponse, comme pour la figure 5, mais en s'écartant de  $+5^\circ$  et  $+10^\circ$  au-dessus de l'axe (écart inférieur à 2 dB jusqu'à 15 kHz). Pratiquement, à 2,5 m (distance normale d'écoute), la hauteur des oreilles d'un auditeur peut varier entre 65 et 150 cm au-dessus du sol, sans modification notable de la qualité sonore. Des figures 4, 5 et 6 se déduit une fenêtre d'écoute, à 2,5 m, de 90 cm de hauteur, et près de 3 m de largeur, laissant une ample liberté de position aux auditeurs.

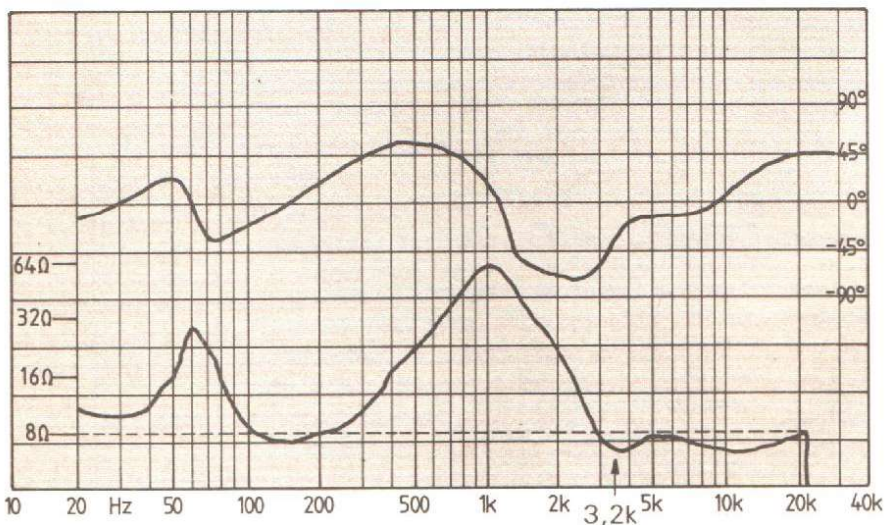


Fig. 7. - Courbes impédance-fréquence (en bas) et phase-fréquence (entre tension et courant) d'un modèle classique d'enceinte acoustique à deux voies (document Kef) d'impédance nominale  $8 \Omega$  de classe « Haute Fidélité » (module d'impédance jamais inférieur à 20 % de la valeur nominale). Lorsque l'angle de phase, tension-courant, est nul, l'impédance est purement résistive (5 fois entre 20 et 20 000 Hz) ; à un déphasage positif correspond une impédance inductive ; inversement capacitive pour déphasage négatif (observable pour une zone importante, entre 1 200 et 10 000 Hz :  $-72^\circ$  vers 3 kHz).

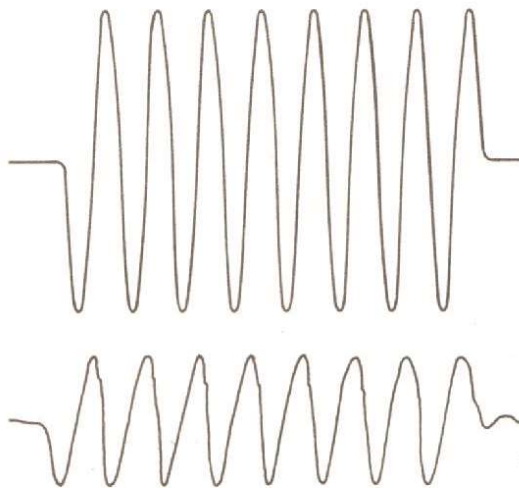


Fig. 8. - L'enceinte précédente est associée à un amplificateur soutenant, sans distorsion appréciable, 70 V crête à crête, avec signal sinusoïdal, et résistance de  $8 \Omega$ . Sur l'enceinte acoustique, objet de la figure 7, et à 3,2 kHz, une distorsion visible apparaît pour 20 V crête à crête et signal sinusoïdal en raison du déclenchement prématuré des circuits protecteurs (document Kef).

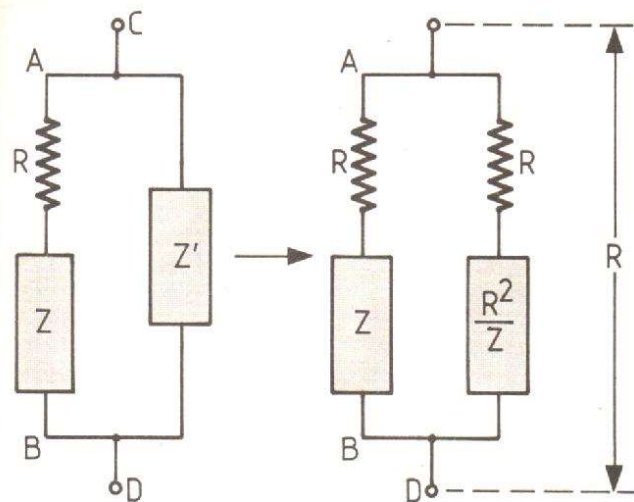


Fig. 9. - Principe de la compensation résistive d'une impédance, notée  $R + Z$  (quelle que soit la nature de  $Z$ ), par shunt d'une impédance  $(R + R^2/Z)$  (à condition de savoir synthétiser, concrètement,  $R^2/Z$ ).

La relation à satisfaire est :  $1/(R + Z) + 1/Z' = 1/R$  ; d'où  $Z' = R + R^2/Z$ . Tout revient donc à synthétiser l'impédance  $R^2/Z$ . C'est facile, si la valeur de  $Z$  s'exprime simplement (voir en encadré (fig. 10) l'exemple cité par Kef) ; ce l'est beaucoup moins quand  $Z$  est une impédance compliquée, parfois non réductible à des éléments discrets, connue par son module et son angle de phase, fonctions de la fréquence. Il existe toutefois des méthodes de synthèse approchée (aussi approchée qu'on le désire grâce à l'ordinateur) de l'impédance  $R^2/Z$ . Le constructeur choisit l'approximation suffisamment satisfaisante et commode à concrétiser. C'est ainsi que Kef accepte 40 composants supplémentaires pour compenser l'impédance de son modèle « 104/2 » d'une façon virtuellement parfaite (impédance de module  $4 \Omega$ ,  $\pm 5\%$  (fig. 11) et angle de phase limité à quelques degrés, de 20 à 20 000 Hz ; donc, pratiquement, une seule composante résistive :  $4 \Omega$ ).

#### - Le point de vue de Kef

Dans le calcul précédent,  $R$  est arbitraire et Kef s'est efforcé au meilleur choix. Tous les fabricants d'amplificateurs connaissent fort bien le problème des distorsions dues aux circuits protecteurs. Ils y échappent le plus souvent en dotant leurs appareils d'une confortable marge de sécurité ; c'est-à-dire (puisqu'il n'y a plus de transformateur de sortie) en les rendant capables de travailler, sans encombre, sur  $4 \Omega$  d'impédance, s'ils sont (sur catalogue) destinés à des haut-parleurs de  $8 \Omega$ . L'expérience montre en effet qu'en raison de la nature très complexe de l'impédance globale d'une enceinte acoustique d'impédance nominale  $8 \Omega$ , ses exigences en matière d'intensité de courant (fig. 12) atteignent souvent

(selon la nature du signal) le double de la valeur consommée dans les mêmes conditions, par une résistance de  $8 \Omega$ . Si l'on préfère, les

amplificateurs destinés, en principe, à des enceintes acoustiques de  $8 \Omega$  peuvent, sans danger pour leurs semi-conducteurs, travailler sur une résistance de  $4 \Omega$  (parfois même inférieure) ; c'est-à-dire débiter une intensité double de celle consommable par l'enceinte acoustique de  $8 \Omega$ , sur la majeure partie du spectre sonore. La puissance disponible est aussi sensiblement doublée, puisque la tension maximale de sortie demeure à peu près stable, avec un bon amplificateur transistorisé. Cela ne veut pas dire que tous les amplificateurs seront heureux de travailler longtemps au

doubling de leur puissance nominale (échauffement accru) ; mais ils sont normalement étudiés pour l'accepter pendant les crêtes de modulation, dont la durée est toujours relativement faible, comparée à celle du message musical, et cette situation n'est pas modifiée. Cela étant, les ingénieurs de Kef considèrent qu'un amplificateur d'une puissance nominale donnée ( $50 \text{ W}$  par exemple), normalement destiné à une enceinte acoustique de  $8 \Omega$ , peut fournir, sans encombre,  $100 \text{ W}$  à une résistance de  $4 \Omega$  quand il est nécessaire. Autrement dit, rendre résistive l'impédance

Ce document Kef considère en (1) le schéma, réduit sous forme électrique, d'une enceinte acoustique hypothétique (sans doute une version primitive du module « grave » de l'enceinte « 104/2 »).  $R$  est la résistance pure (sans doute celle de la bobine mobile), adoptée pour la compensation,  $Z$  désigne l'impédance globale électrique du reste de l'enceinte. Nous savons que la compensation résistive s'effectuera par shunt de  $(R + Z)$  par une résistance  $R$  en série avec une impédance  $Z' = R^2/Z$ , dont, nous allons préciser les éléments, à partir de  $1/Z' = Z/R^2$ , qui permet de définir  $Z'$ , comme combinaison parallèle de composants à déterminer.

$$Z = jL_1\omega + [R_2//L_2] + [R_3//L_3//C_3]$$

(Pour abrégé,  $[R_2//L_2]$  désigne l'impédance de  $R_2$  et  $L_2$  en parallèle. Même notation pour  $[R_3//L_3//C_3]$ ).

$$\frac{1}{Z'} = \frac{jL_1\omega}{R^2} + \frac{[R_2//L_2]}{R^2} + \frac{[R_3//L_3//C_3]}{R^2}$$

1°  $jL_1\omega/R^2$  est l'inverse de l'impédance du condensateur  $\gamma_1 = L_1/R^2$ .

2°  $[R_2//L_2]/R^2$  est l'inverse de  $R^2/[R_2//L_2]$ . Or :

$$\frac{1}{[R_2//L_2]} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{jL_2\omega}$$

Donc :

$$\frac{R^2}{[R_2//L_2]} = \frac{R^2}{R_2} + \frac{R^2}{jL_2\omega} = \rho_2 + \frac{1}{j\gamma_2\omega}$$

où  $\gamma_2 = \frac{L_2}{R^2}$  et  $\rho_2 = \frac{R^2}{R_2}$  (voir fig. 10)

3° Pour  $[R_3//L_3//C_3]/R^2$ , un calcul analogue montre que l'impédance  $R^2/[R_3//L_3//C_3]$  s'obtient par liaison en série de la résistance  $\rho_3 = R^2/R_3$ , du condensateur  $\gamma_3 = L_3/R^2$  et de l'inductance  $\lambda_3 = R^2C_3$ . Ainsi se trouvent justifiés les composants de  $Z'$  selon la figure 10.  $(R + Z)$  en parallèle avec  $(R + Z')$  constituent une impédance égale à  $R$ , à toute fréquence. Donc, si l'amplificateur impose à l'entrée de l'enceinte acoustique compensée un signal rectangulaire, l'intensité globale absorbée est aussi un signal carré, obtenu de la somme des intensités consommées par l'enceinte non compensée et du circuit de compensation. L'amplificateur travaille donc en d'excellentes conditions, sans risque d'instabilité et, comme tout amplificateur honnête, quelle que soit sa qualité, aime travailler sur résistance pure ; il peut s'associer à « 104/2 ». Cela se paie de l'énergie consommée par  $Z'$ , avec toutefois l'avantage d'appliquer aux bornes de l'enceinte acoustique la tension totale du signal carré, sans désagréables distorsions associées au déclenchement partiel des circuits protecteurs. Autre avantage, si cette enceinte acoustique doit être associée à un filtre, le problème est beaucoup simplifié, puisque les théories élémentaires étudient toujours un filtre alimenté par une source résistive, débitant sur une résistance.

Enfin, la compensation résistive minimise beaucoup l'influence du câble de liaison. M. Laurie Fincham, ingénieur principal de Kef, aurait observé d'infimes différences (de l'ordre de  $0,2 \text{ dB}$ ) entre les variations des tensions aux bornes de l'amplificateur et de l'enceinte, quelle que soit la nature du câble.



d'une enceinte acoustique doit permettre d'exploiter sans danger une puissance électrique non négligeable, tenue en réserve par l'amplificateur, et d'augmenter corrélativement la puissance acoustique rayonnée par les haut-parleurs (compte tenu de la dissipation d'énergie dans les impédances d'adaptation  $Z'$ , qui, de toute évidence, ne travaillent pas gratuitement). En conséquence, Kef adopte  $4 \Omega$  pour la valeur résistive de l'impédance compensée de son enceinte « 104/2 » ; avec l'avantage d'y utiliser, en plusieurs endroits, deux haut-parleurs d'impédance nominale  $8 \Omega$ , en parallèle (il est évident que pour réduire les pertes ohmiques, il est indiqué de choisir  $R$  très voisin de la résistance des bobines mobiles). Une petite remarque terminologi-

que : pour Kef, l'impédance corrigeant celle de l'enceinte acoustique est « conjuguée » de cette dernière ; nous dirions plutôt que les impédances  $Z$  et  $Z'$  sont « duales réciproques » ( $Z \cdot Z' = R^2$ ). La compensation résistive de l'impédance d'entrée de l'enceinte « Kef 104/2 » est sans doute la grande affaire, dont la mise au point pratique dut exiger beaucoup de travail ; mais il y a, parallèlement, l'adoption de solutions qui, pour n'être pas entièrement nouvelles, n'en sont pas moins remarquablement associées.

### 2° Le module restituant les fréquences inférieures à 150 Hz

Très judicieusement, Kef situe à 150 Hz la borne supérieure du re-

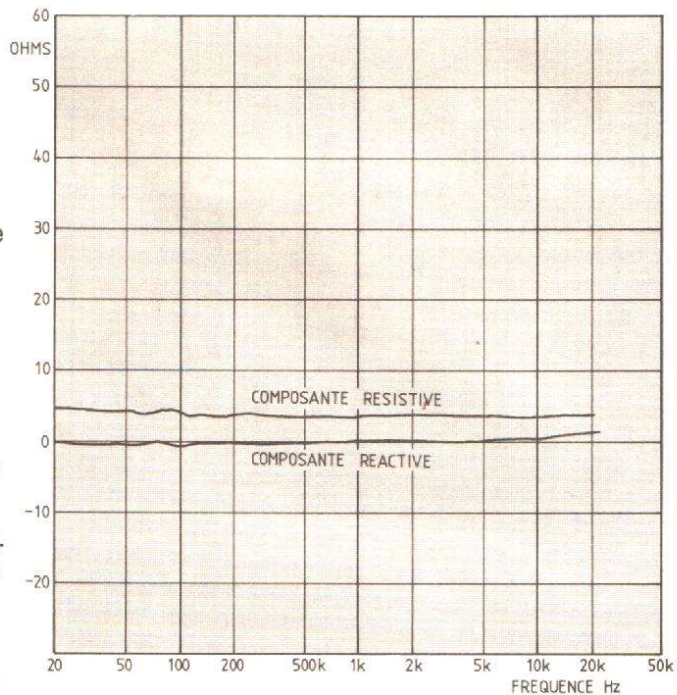


Fig. 11. - Résultat de la compensation résistive de l'enceinte « Kef 104/2 ». La composante résistive (voir fig. 12) demeure pratiquement toujours égale à  $4 \Omega (\pm 5 \%)$ . La composante réactive, nulle de 200 à 5 000 Hz, est très légèrement capacitive au-dessous de 200 Hz et inductive au-dessus de 5 kHz.

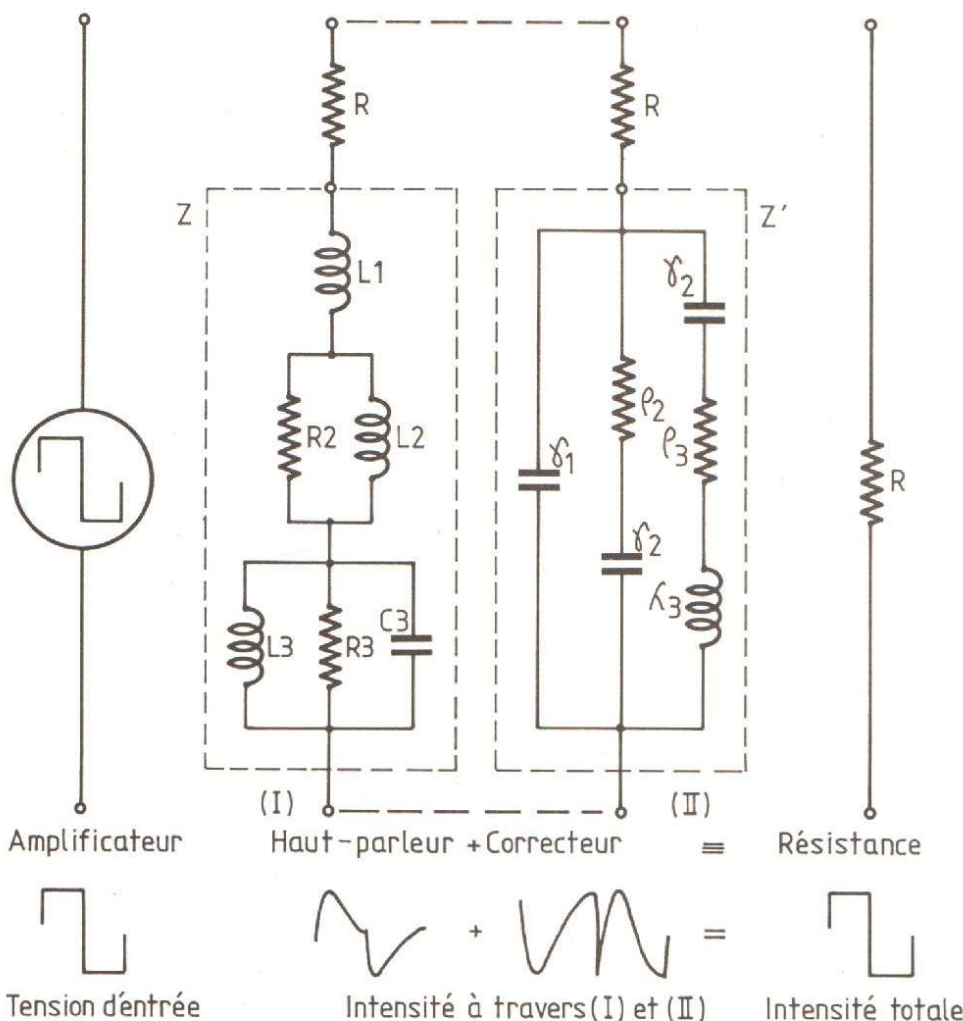


Fig. 10. - Exemple traité en encadré : Compensation résistive d'une enceinte acoustique hypothétique, selon Kef. Au dessous, une tension rectangulaire, appliquée à l'ensemble compensé, produit des intensités très distordues, au travers de (I) et (II) ; mais leur somme redonne un signal rectangulaire, comme au travers de la résistance  $R$ .

gistre grave, limité aux fréquences sans grande importance stéréophonique : couper à 150 Hz peut s'effectuer simplement, sans accident audible ; vers 300 à 500 Hz le problème est plus délicat. Cela dit, la méthode adoptée se réfère à une communication de Laurie Fincham au 63<sup>e</sup> Congrès de l'A.E.S., le mercredi 16 mai 1979, à Los Angeles (« A Bandpass Loudspeaker Enclosure »). L'idée directrice consiste à exploiter seulement le rayonnement de l'évent d'une enceinte anti-résonnante, ou « bass reflex ». L'enceinte anti-résonnante, détrônée un moment par l'enceinte close et la « suspension pneumatique ou acoustique », est revenue en faveur, lorsque furent divulgués, en 1971, les résultats obtenus en 1961, par A.N. Thiele, en Australie. Convenablement traitée, l'enceinte anti-résonnante, dont l'émission acoustique conjugue algébriquement les contributions respectives du haut-parleur moteur et de l'évent, restitue, pour un volume de coffret donné, le maximum de grave, au minimum de distorsion. Cela se paye : au-dessous de la résonance de l'évent et de son coffret, la réponse globale chute rapidement (24 dB/octave, environ) et les choses se gâtent ; car le haut-parleur, progressivement court-circuité, acoustiquement, n'est plus chargé (mauvaise réponse transitoire, et sensibilité aux excitations subsoniques, telles que fluctuations aléatoires du tourne-disque, res-

responsables possibles d'amplitudes oscillatoires exagérées, origine de distorsions aux fréquences audibles.

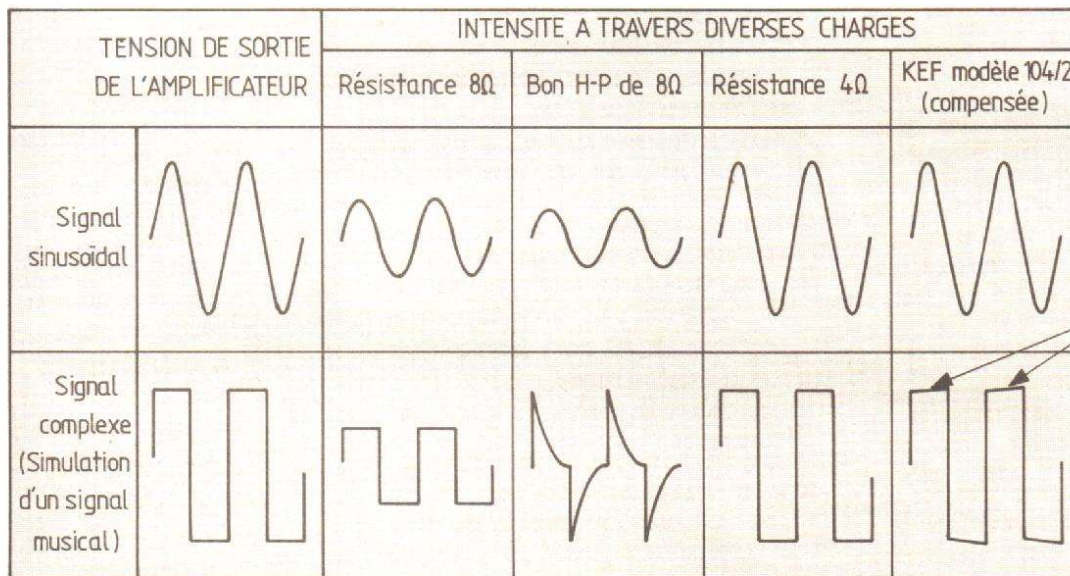
Ces résultats classiques rappelés, on constate, en isolant le rayonnement de l'événement, que ce dernier traite l'émission du haut-parleur comme le ferait un filtre passe-bande du second ordre, atténuant de 12 dB/octave, hors bande passante. Pour ce faire, on est inévitablement conduit au schéma de principe d'un système à deux cavités couplées (fig. 13) pour éliminer le rayonnement inutile de l'une des faces du haut-parleur, grâce à la cavité close  $C_2$  (fréquence de résonance notablement augmentée). La parenté avec l'enceinte anti-résonnante est évidente : si le volume de  $C_2$  était infini, tout se passerait comme avant ; à cela près que seul

amortissement. Elle peut atteindre près de 2 octaves, en conservant un gain de rendement appréciable, par rapport à celui d'une enceinte close de même volume total et de même fréquence limite inférieure. Naturellement, si la bande passante s'élargit, le rendement diminue. La théorie du système à deux cavités couplées, avec mesures complémentaires, révélant des résonances non prévues par la discrétisation habituelle des com-

ble que beaucoup de gens furent tentés par cette association d'un haut-parleur et d'un résonateur d'Helmholtz.

N'empêche que Kef apporte sa note personnelle, par quelques raffinements originaux du module, destiné à la restitution des sons les plus graves, qui occupe d'ailleurs le plus grand volume de l'enceinte acoustique « 104/2 » (grand coffret en ébénisterie).

fret). Pour Kef, cette forme est « trochoïdale » (?) ; alors qu'en anglais, comme en français, trochoïde et cycloïde sont synonymes ; peu importe d'ailleurs. Ainsi se trouve doublée l'aire émissive (sans tenir compte du rayonnement mutuel), égalant presque celle d'un haut-parleur de 30 cm. D'après ce que nous savons de haut-parleurs Kef proches du type utilisé, ils doivent résonner aux environs de 85 Hz dans une enceinte 12,5 dm<sup>3</sup>.



Paliers montants (avantage aux registres médium-aigu)

Fig. 12. - Justification de la compensation adoptée par Kef. Un signal complexe (rectangulaire) appliqué à un haut-parleur de bonne classe, d'impédance nominale 8 Ω, révèle l'existence de crêtes d'intensité voisines de celles observées à travers une résistance de 4 Ω. D'où l'adoption d'une compensation résistive à 4 Ω pour l'enceinte 104/2.

serait pris en compte l'émission de l'événement ; mais le haut-parleur conserverait sa fréquence de résonance naturellement basse. Avec  $C_2$  fini, rien ne change, théoriquement, pour l'événement ; sauf augmentation de la fréquence de résonance du haut-parleur. Dans les deux cas, les modélisations mécano-électriques seraient pratiquement identiques (ce sujet ne sera pas abordé), de même que le comportement électrique ; notamment en matière de courbes d'impédance qui, dans les deux cas, possèdent un minimum à la fréquence de résonance du haut-parleur-moteur, entre deux maximums, habituellement symétriquement répartis. Seule différence, les fréquences sont plus hautes pour le même haut-parleur avec les cavités couplées. La bande passante du filtre augmente avec son

posants acoustiques, fit l'objet d'une communication, au 63<sup>e</sup> Congrès de l'A.E.S. (Los Angeles, 16 mai 1979), par M. Fincham, principal ingénieur de « Kef ». Rappelons toutefois qu'au 11<sup>e</sup> Festival du Son, au Palais d'Orsay, en 1969, M. Léon, fondateur « d'Elipson », présentait son enceinte acoustique « A 4050 » (brevet du 27 septembre 1968), exploitant le même procédé, avec un haut-parleur de 31 cm associé à deux cavités cylindriques couplées de diamètre 50 cm selon le fabricant, signal parfaitement sinusoïdal, sans atténuation, à partir de 30 Hz. Il ne fut pas non plus le premier à travailler cette idée : aux U.S.A., au début des années 1950, une enceinte acoustique signée « Kelton » avait aussi deux cavités couplées. Sans doute découvrirait-on d'autres novateurs : il est proba-

1° Le volume total de ce coffret, soit 50 dm<sup>3</sup>, est divisé (fig. 2) en trois parties principales par des cloisons internes (construction plus rigide) percées d'ouvertures circulaires pour les haut-parleurs. Ainsi, seront limitées deux cavités closes (une fois les HP en place), aux extrémités supérieure et inférieure (chacune de 12,5 dm<sup>3</sup>, vraisemblablement), couplées à une cavité médiane de 25 dm<sup>3</sup>, qui s'ouvre vers l'avant par un événement tubulaire de 12 cm de diamètre (en réalité, la cavité médiane est renforcée, à mi-hauteur, par une nouvelle cloison, avec ouverture circulaire). Les deux cavités closes extrêmes sont associées, l'une et l'autre, à un haut-parleur de diamètre 20 cm (fig. 13), avec puissant aimant, diaphragme raidi, châssis en acier, au pourtour constitué de 3 courbes, s'intersectant aux sommets d'un triangle équilatéral (formule imaginée pour le « Modèle 105 », pour découpler élastiquement haut-parleur et cof-

Comme on pourrait, sans modifier grand chose, théoriquement, réunir côte à côte les deux haut-parleurs dans un seul coffret de 25 dm<sup>3</sup>, nous sommes ramenés au cas (les deux cavités couplées ont même volume) qui semblait avoir les faveurs de M. Fincham, dans sa communication à l'A.E.S.  
2° Les deux haut-parleurs (fig. 14) travaillent en push-pull (le diaphragme de l'un avance quand l'autre recule ; ils sont en parallèle, mais en opposition de phase). Ils ajoutent leurs contributions individuelles au rayonnement total, mais, par suite de leur disposition, réduisent corrélativement leurs distorsions résiduelles par harmoniques pairs (défauts élastiques des suspensions). Kef revient ainsi à une mode ancienne, et judicieuse, qui compta toujours des adeptes.  
3° Ces haut-parleurs en push-pull présentent un grand intérêt pour « 104/2 ». Il est bien connu qu'il est difficile d'empêcher la transmission

# L'ENCEINTE ACOUSTIQUE KEF 104/2: DES INNOVATIONS

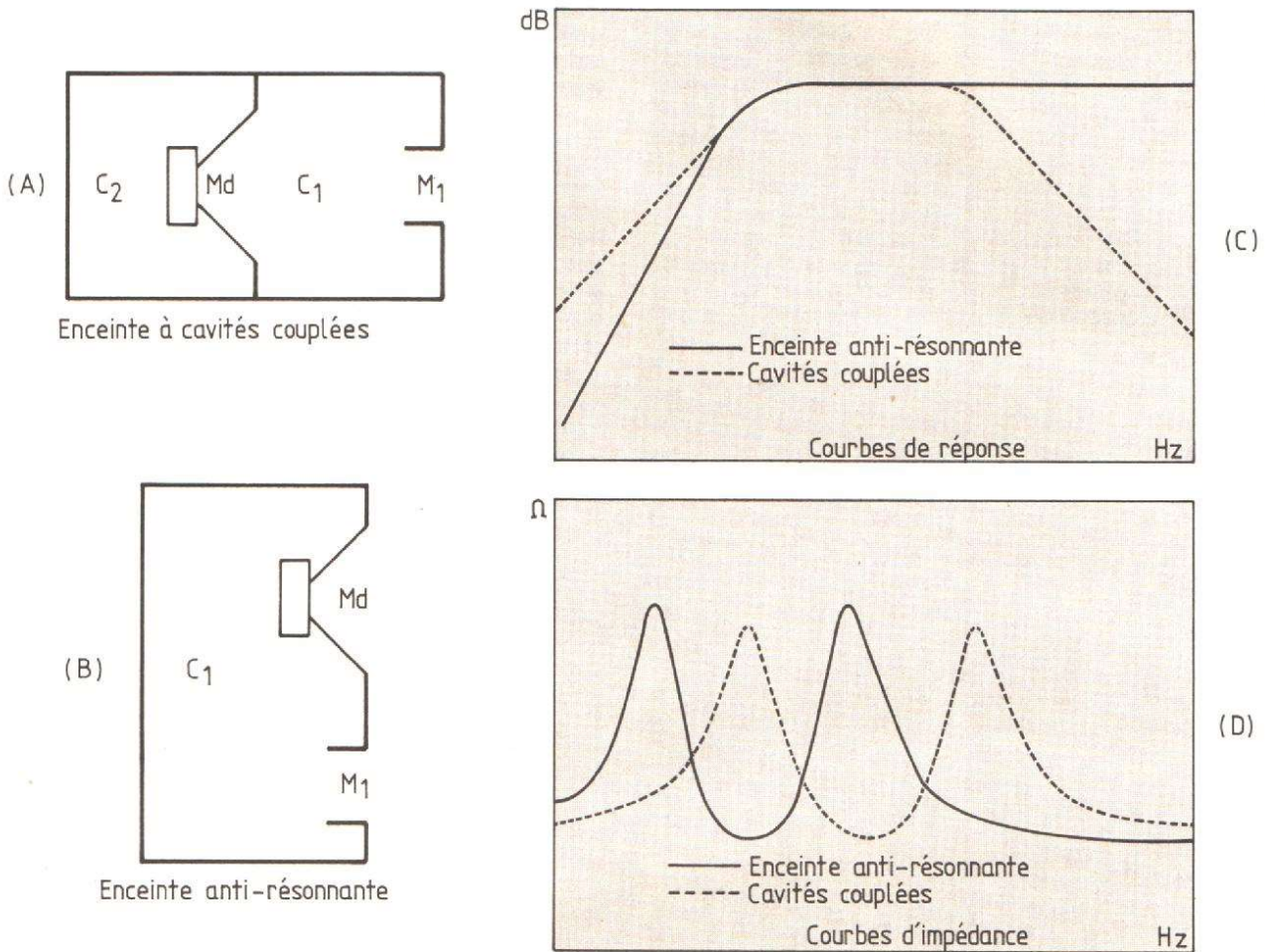


Fig. 13. - Schéma (A) très stylisé du système acoustique à cavité couplées utilisé par Kef pour isoler l'émission de l'évent d'une enceinte anti-résonnante, rappelée en (B) au-dessus. En (C) et (D) sont comparées les courbes de réponse et d'impédance de (A) et (B) dont les modélisations mécano-électriques sont pratiquement identiques.

des vibrations mécaniques du châssis d'un haut-parleur aux parois de son coffret, à l'origine de résonances différées. Ici, les réactions mécaniques (par inertie) de chaque haut-parleur aux déplacements de son diaphragme s'opposent à tout instant, interfèrent et tendent à s'annuler. Pour augmenter l'efficacité du dispositif, Kef couple axialement les châssis des deux haut-parleurs par une robuste barre métallique, non magnétique, vissée entre leurs pièces polaires centrales. Ainsi, l'ensemble des deux haut-parleurs « flotte » pres-

que à l'intérieur de l'ébénisterie, et ne peut lui transmettre qu'un minimum d'énergie, éliminant du même coup la cause de pernicieuses « colorations ».

Petite remarque : des haut-parleurs aux axes verticaux et aux diaphragmes assez lourds présentent le danger de voir leurs bobines mobiles glisser longitudinalement dans leurs entrefers, sous l'effet de la pesanteur et du temps. Il convient de s'y opposer. Si nos hypothèses sont valables, la raideur de chaque coffret de 12,5 dm<sup>3</sup>, vue d'un haut-parleur de 20 cm, étant assez considé-

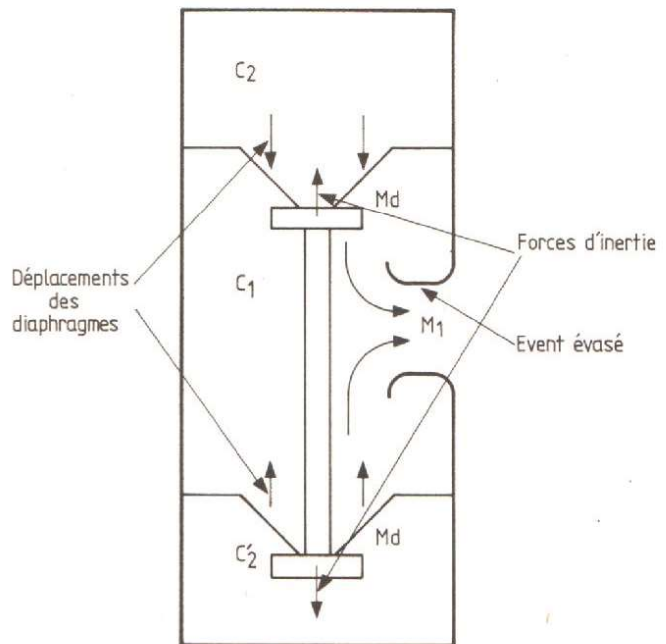


Fig. 14. - Adaptation à l'enceinte Kef 104/2 du système à cavités couplées de la figure 13, avec deux haut-parleurs identiques en push-pull (en parallèle, mais opposition de phase), chacun associé à sa cavité close (C<sub>2</sub> et C'<sub>2</sub>) comme en (A) figure 13. Les deux diaphragmes en concordance de phase pour la cavité C<sub>1</sub> rayonnent vers l'extérieur par l'évent M<sub>1</sub>, de diamètre égal à celui des haut-parleurs responsables des fréquences comprises entre 150 et 3 000 Hz (homogénéité de la caractéristique directive horizontale).

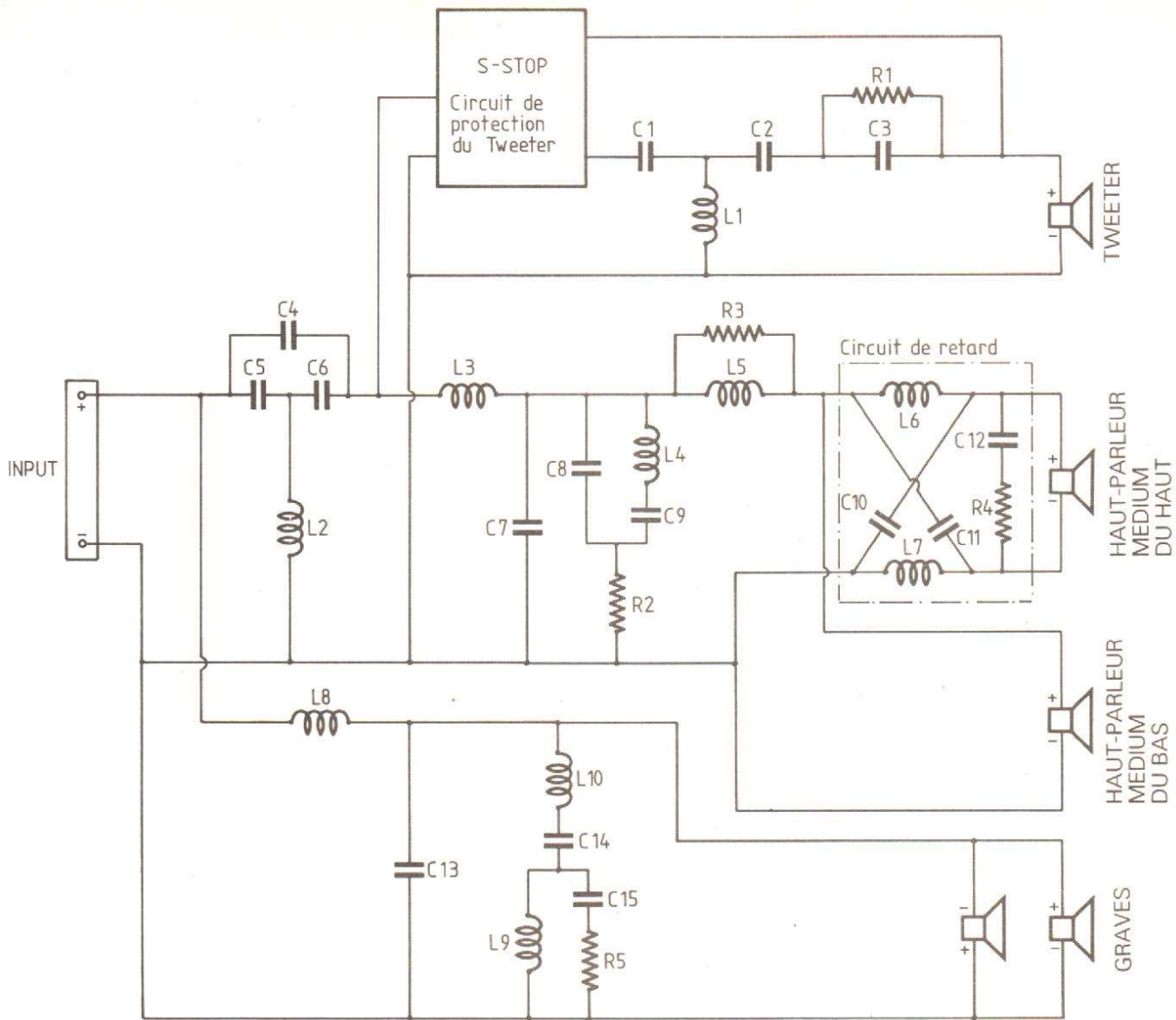


Fig. 15. - Schéma électrique des circuits (répartis sur deux cartes imprimées) de filtrage et compensation résistive de l'enceinte Kef 104/2, dont il serait vain de dissimuler la complexité (document Kef). Les éléments L<sub>8</sub> et C<sub>13</sub> constituent la cellule passe-bas, limitant vers le haut la bande passante du module « grave » et augmentant, vers 18 dB/octave, sa pente d'atténuation.

La cellule en treillis, formée de L<sub>6</sub>, L<sub>7</sub>, C<sub>10</sub>, C<sub>11</sub> (pouvant se représenter, comme un pont de Wheatstone), est l'élément principal du circuit retardant le signal appliqué au haut-parleur « médium » supérieur.

table (7 000 N/m, au moins), domine de loin la situation. Les haut-parleurs peuvent donc avoir des suspensions assez raides, sans inconvénient, et aussi de longues bobines afin d'assurer la fiabilité désirable.

4° La cavité centrale (25 dm<sup>3</sup>) et son évent devant également résonner, selon les règles habituelles, vers 85 Hz, on calcule sans trop de peine que la masse de l'air de l'évent sera de l'ordre de 2,7 g. Puisque l'évent s'évase aux extrémités (compte-tenu de la correction terminale de Lord Rayleigh), on doit y parvenir avec un tube de 6 cm de long, environ. Ce résultat est assez proche de la réalité, pour écarter une coïncidence fortuite. Après ajustement de l'amortissement, Kef dispose, pour restituer les fréquences entre 55 et 150 Hz, d'un piston virtuel, pratiquement de 3 g et 12 cm de diamètre, parfaitement suspendu, capable de transmettre

sans distorsion les vibrations de très grande amplitude imposées par l'énergie sonore à rayonner dans le grave et d'atteindre le niveau de crête annoncé. Cela pose encore quelques problèmes ; car on peut prévoir des élongations crête à crête entre 5 et 10 cm, fort probables. Vers 80 Hz, cela peut représenter une vitesse d'écoulement maximale d'au moins 2 km/s, non négligeable. D'où les précautions, en particulier l'évasement des extrémités de l'évent, pour éviter des bruits parasites pouvant résulter du passage d'un rapide courant d'air alternatif.

Cela dit, le choix du diamètre d'évent est très habile, car les haut-parleurs rayonnant les fréquences inférieures à 3 kHz ont pratiquement même diamètre et, comme ils sont tous alignés verticalement, on assure ainsi une excellente homogénéité de la directivité horizontale. On s'étonnera que Kef ait accordé

aussi haut les cavités couplées et limité inférieurement à 55 Hz la bande passante. A cela deux raisons : conserver un excellent rendement à l'enceinte filtre de bande, et l'observation statistique que la majorité des fréquences les plus graves réelles se situent vers 80 Hz, selon M. Fincham (la fameuse pédale d'orgue de Zarathoustra sera reconstituée par ses harmoniques, comme sur la plupart des enceintes acoustiques d'ailleurs).

4° Il faut également ajuster le coefficient de surtension du filtre (bande passante) et s'opposer aux résonances possibles dans la partie médiane de l'ébénisterie. En principe, elles ne devraient pas être excitées par les fréquences émises ; mais M. Fincham montra en 1979 l'existence de fortes résonances à des fréquences très supérieures aux prévisions (insuffisance de l'analogie élémentaire, assimilant une cavité à une pure élasticité). Ces réso-

nances, susceptibles d'engendrer des « colorations » sonores, doivent être éliminées. Cela justifie un sérieux amortissement interne, par 4 épais cylindres d'une lourde mousse plastique, solidement arrimés à la barre centrale et immobilisés par deux solides disques aux extrémités (des phénomènes curieux se manifestent, en effet, s'ils peuvent se déplacer sous l'effet des variations de pression acoustique interne).

5° La coupure inférieure de la bande passante (12 dB/octave) résulte du filtre de bande acoustique ; la coupure supérieure (150 Hz) est accélérée par une cellule électrique passe-bas supplémentaire (fig. 15). On rencontre ici trois haut-parleurs : deux de 12 cm de diamètre, assez analogues au « B 110 » de Kef (vraisemblablement, entre 150 et 3 000 Hz), complétés pour le haut du spectre sonore d'un tweeter au diaphragme en calotte sphé-

rique, avec amorce de pavillon, inspiré du T 33 (dont la bande passante nominale s'étendait de 3 à 20 kHz). L'ensemble des haut-parleurs et de leurs enceintes forme un bloc (photo A) pesant au total 6,5 kg.

Plusieurs détails sont à signaler :

1° Le bâti de ce module est, par construction, extrêmement rigide. Il comprend deux petits coffrets clos, chacun d'un volume interne d'environ 1,5 dm<sup>3</sup>, entre lesquels se place le tweeter à dôme. Cette construction, par elle-même (avec ses renforts latéraux, le tout en bois aggloméré de forte densité), forme déjà une structure bien entretoisée ; mais le constructeur (photo B) en augmente encore la raideur, en garnissant les espaces vides d'un composé à base de plastique (moulé après coup, après insertion des composants) devenant très dur, avec une densité et une rigidité proches de celle du granit. On obtient ainsi un bloc extrêmement inerte, peu résonnant.

2° Les deux haut-parleurs de 12 cm aux diaphragmes en bextrème (inspirés du B110) occupent chacun (fig. 2 et photo B), de part et d'autre du tweeter et symétriquement, l'un des petits coffrets clos ; mais d'une façon très particulière. Afin d'éviter de colorer le son par d'éventuelles vibrations de leur habituel châssis métallique, Kef le supprime tout simplement (je crois à de lointains précédents américains). L'aimant (associé à bobine mobile et spider) est directement fixé, par boulons, sur la paroi arrière du coffret ; la suspension antérieure du diaphragme est collée à la périphérie de l'ouverture circulaire (évasée vers l'extérieur) pratiquée dans la paroi frontale du même coffret. De cette manière, le matelassage amortissant peut être aussi proche du diaphragme qu'il est nécessaire (le faible volume du coffret remonte vraisemblablement la résonance du haut-parleur un peu au dessous de 150 Hz). En raison des dimensions, de possibles réflexions internes pouvant se retransmettre au travers du diaphragme ne sont pas à craindre.

3° Un filtre passe-tout, en treillis (il serait trop long d'en esquisser la théorie), associant comme il est usuel une cellule passe-haut à une cellule passe-bas (fig. 15), retarde la tension motrice du haut-parleur médium supérieur d'environ 150 µs. Tenant compte des 25 cm séparant verticalement les deux haut-parleurs de 12 cm, cet artifice reculant de 5 cm l'élément supérieur relève de 10° la direction de l'axe acoustique principal d'émission sonore, de manière à mieux l'orienter vers les oreilles d'auditeurs (fig. 16) assis entre 2 et 3 m



Fig. 16. - La cellule de retard, passe-tout, de la figure 15, recule électriquement le haut-parleur médium du haut, par rapport à son homologue inférieur. L'axe d'écoute privilégié se relève selon OX ( $XOY = 10^\circ$ ), de manière à atteindre les oreilles d'un auditeur normalement assis à 2,5 m. La fenêtre verticale d'écoute est définie par l'angle  $YOZ = 20^\circ$ .

de distance ; cette méthode modulant électriquement la directivité de plusieurs haut-parleurs séparés fut préconisée par S.H. Linkwitz en 1976, puis en 1978, dans le Journal de l'AES ; mais elle était connue bien avant.

4° Le tweeter à diaphragme à dôme prenant en charge les fréquences supérieures à 3 kHz, augmente la vitesse de refroidissement de sa bobine mobile en remplissant son entrefer du liquide magnétique « ferrofluid » amortissant le diaphragme et facilitant le transfert des calories vers ses parties métalliques externes. Cela pour réduire, au minimum, la compression de dynamique d'origine thermique pouvant affecter le registre aigu ; l'augmentation de résistance de la bobine mobile par échauffement pouvant déséquilibrer simultanément filtre et circuit compensateur d'impédance (pendant assez longtemps ; car la constante de temps thermique est normalement assez élevée).

Ajoutons que le tweeter est protégé à l'encontre des surcharges par le circuit (beaucoup imité) mis au point par Kef il y a plusieurs années (contemporain du Modèle 101), sous la référence « S-Stop ». Ce circuit contrôle électroniquement la température de la bobine mobile, et dérive, s'il est nécessaire, une partie de l'énergie électrique vers une charge extérieure ; jusqu'à ce que les conditions normales de fonctionnement soient rétablies.

5° A noter encore que le module restituant les fréquences supérieures à 150 Hz se fixe élastiquement à l'enceinte grave principale ; de manière à juguler une transmission de vibrations (tout au plus pourrait-il y avoir minime effraction, sans im-

portance, par l'évent : pénétration directe de fréquences aiguës dans la cavité centrale du module grave).

### 3° La grille antérieure

Le phénomène est assez rare ; l'enceinte « Kef 104/2 » fournit ses meilleures performances avec sa grille protectrice. Cette grille, acoustiquement transparente à l'avant, est solidaire d'une solide monture en bois, aux angles arrondis (diffraction négligeable), qui s'emboîte étroitement sur le module médium-aigu jusqu'à toucher sa face antérieure, et descend au dessous de l'évent, qu'elle dissimule entièrement.

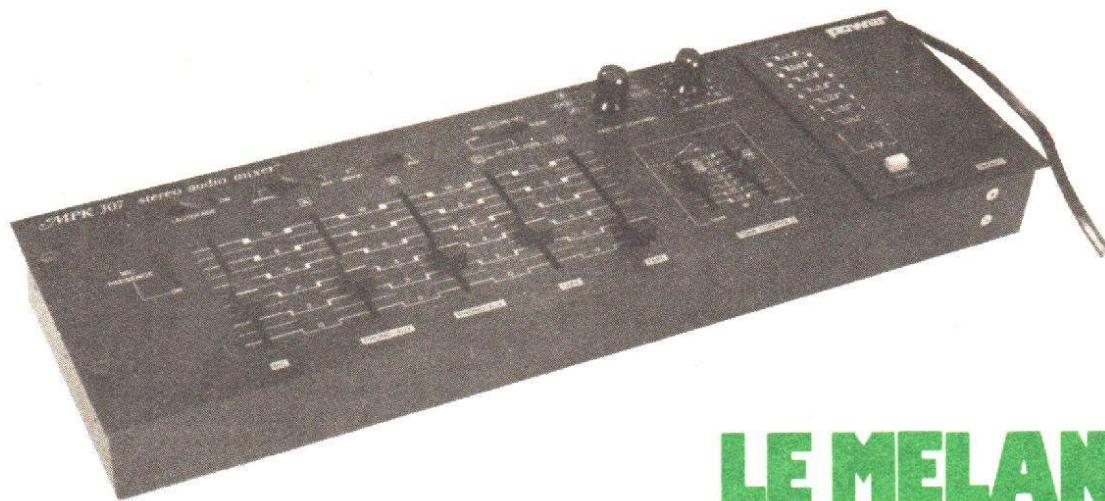
## Conclusions techniques et performances

On pourrait dire encore bien des choses. Voilà, sans conteste 32 bons kilos d'innovations techniques, réunis en un seul ensemble, qui font que nous n'avons encore jamais vu, ni oui, d'enceinte acoustique semblable à cette nouvelle Kef 104/2, laquelle, véritablement, ne ressemble à aucune autre que puisse proposer, actuellement, le marché de la Haute Fidélité. Tout y fut rationnellement mis en œuvre pour apporter une solution, aussi complète qu'il était possible, aux multiples problèmes affrontés par les concepteurs. Sa forme élégante et sa présentation plairont, quel que soit l'environnement ; ses diagrammes directifs assurent une exceptionnelle stabilité de l'image stéréophonique. Les messages acoustiques sont restitués avec la finesse, la transparence et l'ab-

sence de coloration qui furent toujours l'idéal poursuivi par Kef ; sans omettre l'impressionnante dynamique, parfaitement adaptée aux modes actuelles, ainsi qu'aux nouveaux supports d'enregistrements. Ajoutons que « 104/2 » paraît peu affectée par sa position à l'intérieur de la salle d'écoute, et que ses auditeurs ne sont pas condamnés à des places privilégiées, étroitement limitées.

La plupart des auditeurs s'accordent sur la définition, parfois jugée trop analytique, de « 104/2 » (par légère prééminence du registre médium) ; sur le « punch » du grave, donnant une remarquable impression de puissance (surtout dans la zone 80, 100 Hz : des musiciens souhaiteraient un registre grave plus étendu vers le bas), sur la sensation de réalisme de la scène stéréophonique (même si quelques sonorités sont parfois jugées un peu dures). Tout cela dépend à la fois des réactions subjectives et de l'ambiance. Il semblerait que les enceintes 104/2 soient spécialement à leur avantage dans des salles d'écoute, amorties par moquette et tentures : le médium en sera un peu atténué, au bénéfice des registres extrêmes ; les ondes acoustiques directes étant plus appréciées que leurs réverbérations, à la mode anglaise. Peut-être, aussi, aurons-nous écouté une réalisation adaptée aux goûts américains (présentation récente au CES de Chicago), dont les équilibres seront peut être reconsidérés en Europe. Il en sera beaucoup disserté. Le succès de 104/2 devrait dépasser celui de la première 104, et même frapper d'obsolescence le fameux modèle 105.

R.L.



# LE MELANGEUR POWER MPK 307

Le mélangeur MPK 307 peut très bien s'intégrer dans une chaîne Hi-Fi, il est capable de recevoir les signaux de sept sources différentes et peut donc être assimilé à un préamplificateur dont les entrées, au lieu d'être commutables par touches ou sélecteur rotatif, se mélangent de façon continue. Le mélangeur permet d'assurer des transitions en douceur.

trée micro) ces entrées stéréophoniques sont :

- Deux entrées mixtes phono/ligne (avec correcteur RIAA sur l'entrée phono). La commutation de ces entrées permet de laisser des sources branchées en permanence sur ces prises.
- Entrées auxiliaires haut niveau sur lesquelles on pourra éventuellement brancher deux magnétophones ; sur

Le plus simple, pour expliquer le fonctionnement d'un appareil électronique est de prendre le schéma synoptique et de l'examiner (fig. 1).

On voit immédiatement que les entrées sont réunies sur une « barbebus » chargée de recueillir les différents signaux (à l'exception de l'en-

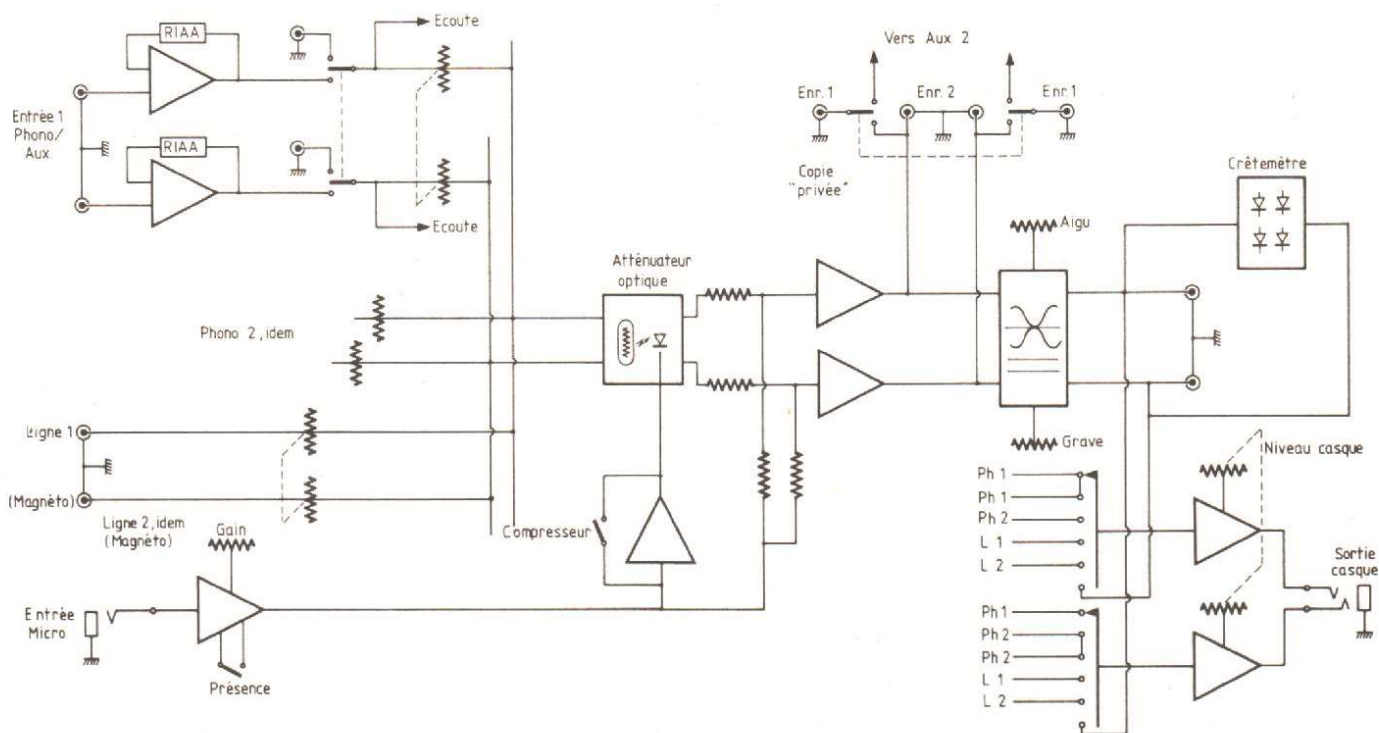


Fig. 1. - Schéma synoptique du mélangeur MPK 307.

ce mélangeur ces entrées ont été baptisées Tape (magnétophone).

Ces quatre (ou six) sources stéréophoniques alimentent une paire de « barres-bus ». Avant le mélange, nous trouvons un atténuateur optique composé de deux photorésistances et d'une source photoémissive. Cet ensemble reçoit un signal de commande d'un redresseur branché à la sortie du préamplificateur micro.

Ce circuit constitue un compresseur qui, au moment où arrivera un signal du micro, fermera la voie musique, de façon à ce que ce soit la voix qui domine.

Ce dispositif de compression de la musique facilite l'emploi du mélangeur, par exemple, si vous voulez commenter un film ou une projection de diapositives sur fond musical ou installer un commentaire sur une bande vidéo, de plus, il est commutable. L'entrée micro possède une commande de présence, qui remonte le niveau de l'aigu pour que les paroles passent mieux.

Derrière le système de mélange des signaux micro et musique, nous avons des sorties pour l'enregistrement, ces deux sorties permettront de disposer du mélange parole/musique. (Certains mélangeurs ont un système de sortie différent, avec sortie de la musique seule.)

Les sorties d'enregistrement 1 sont dotées d'un commutateur qui permet la copie directe du signal du magnétophone 2 vers le 1. Petit détail amusant, le constructeur a bien spécifié sur sa façade que la copie était privée, on peut en effet lire « Private Copy », en anglais, comme les autres inscriptions de la façade et cela bien que le constructeur soit français. Au moins, les inscriptions s'accorderont parfaitement avec les autres éléments de la chaîne !

En sortie de console, deux prises permettent de disposer du signal ; en parallèle sur ces prises, nous trouvons deux échelles de diodes électroluminescentes.

Un circuit de contrôle au casque permet de constater la bonne ou la mauvaise qualité des signaux, avant leur passage dans les potentiomètres de mélange. On vérifiera ici les quatre sources musicales et la sortie ; nous avons également un contrôle particulier baptisé A + B ; dans ce mode, on

contrôle d'une oreille le signal de la voie A et de l'autre, celui de la voie B (les deux entrées phono/ligne).

Le mélangeur s'alimente sur le secteur. Deux des diodes électroluminescentes de l'indicateur servent de témoin secteur.

La prise d'entrée micro recevra un jack quart de pouce tandis que les autres prises accueilleront des prises RCA, celles que l'on trouve habituellement sur les chaînes Hi-Fi.

Pour le casque, nous avons une prise pour jack stéréo quart de pouce, elle est située sur la face avant.

Plusieurs méthodes d'installation

sont permises, deux trous de chaque côté servent à monter des équerres qui, livrées en option, feront passer la largeur du mélangeur au standard « rack 19 pouces ». Sinon, comme la façade déborde, on pourra encaster le boîtier dans une découpe rectangulaire. Les prises d'entrées étant installées du côté opposé aux commandes, il n'y aura qu'à prévoir de la place pour elles. Notons au passage que la prise micro aurait pu prendre place en façade, comme celle de casque. Difficile en effet d'y accéder une fois le mélangeur installé. (Si vous êtes un habile bricoleur, vous pourrez facilement rectifier ce point de détail).

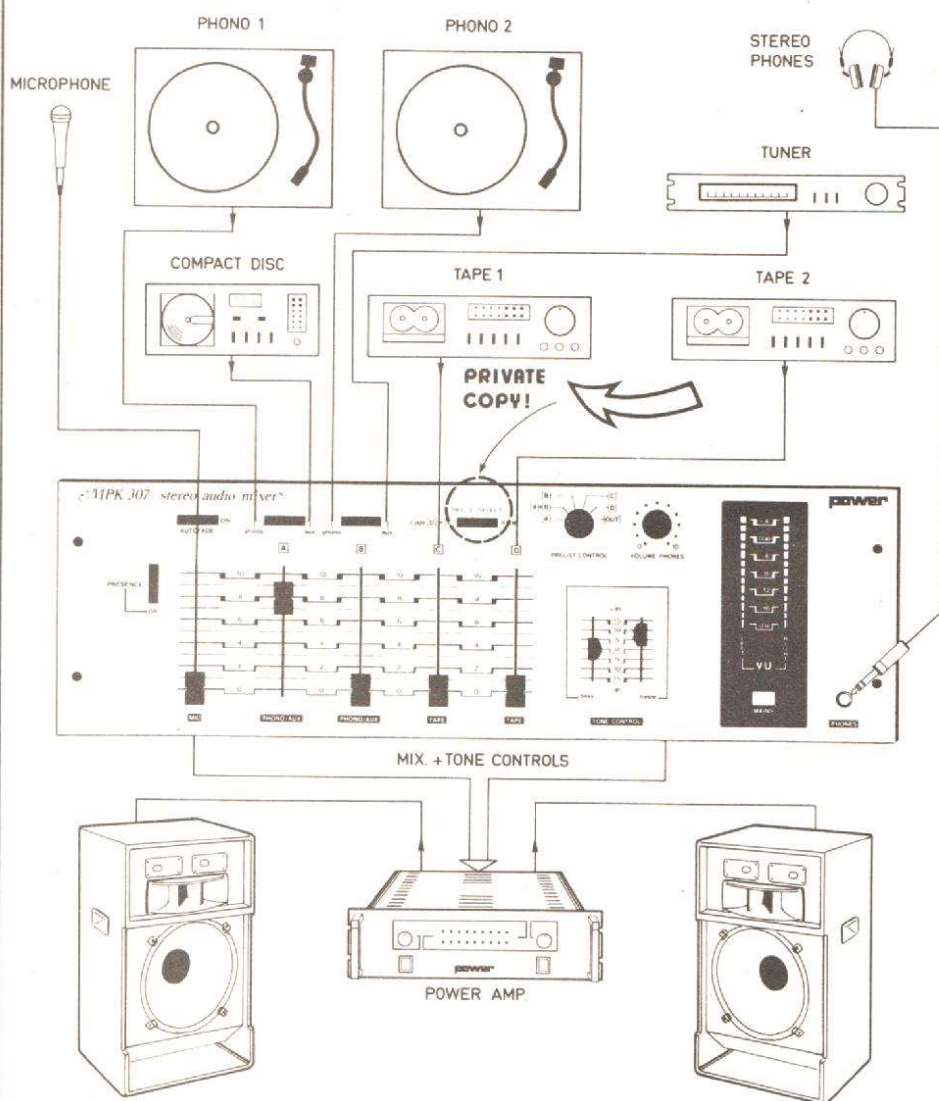


Fig. 2. - Sur le MPK 307 on peut brancher en permanence sept sources, dont cinq sont mixables simultanément.

**Technique**

Le mélangeur MPK 307 utilise pour sa partie électronique, des circuits intégrés RC 2041 de Raythéon, circuits relativement récents associés ici, à des 4559 plus classiques. Tous ces circuits intégrés sont montés sur support et pourront donc être changés instantanément.

L'électronique prend place sur un circuit imprimé double face, les liaisons interfaces se font par des soudures sur les deux faces des extrémités de certains composants.

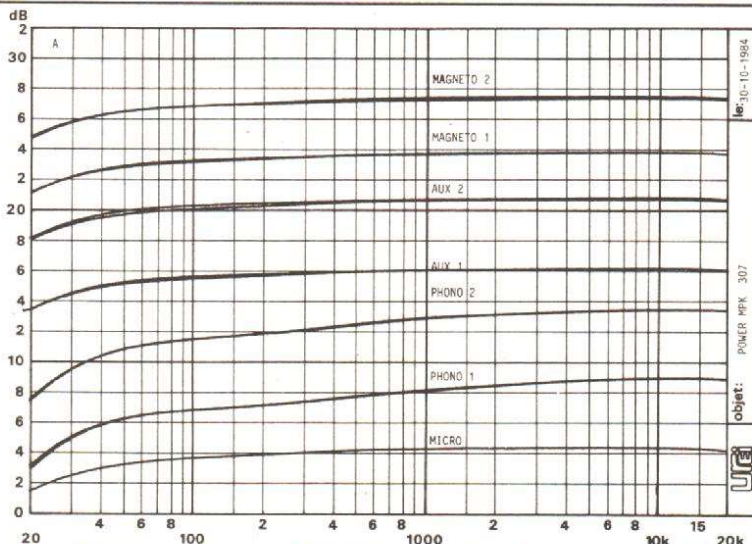
Le circuit imprimé est du type à épargne ne permettant la soudure qu'aux endroits laissés libres par le vernis vert. Cette technique présente un avantage incontestable, celui de laisser visibles (la couleur du cuivre) les points qui n'ont pas été soudés. Les composants viennent de divers endroits, beaucoup d'Extrême-Orient (on prend ce qui est disponible sur le marché) et quelques-uns — les condensateurs plastique, la tôle, le transfo, les prises pour jack — d'Europe.

Signalons une très bonne qualité des soudures, bien brillantes.

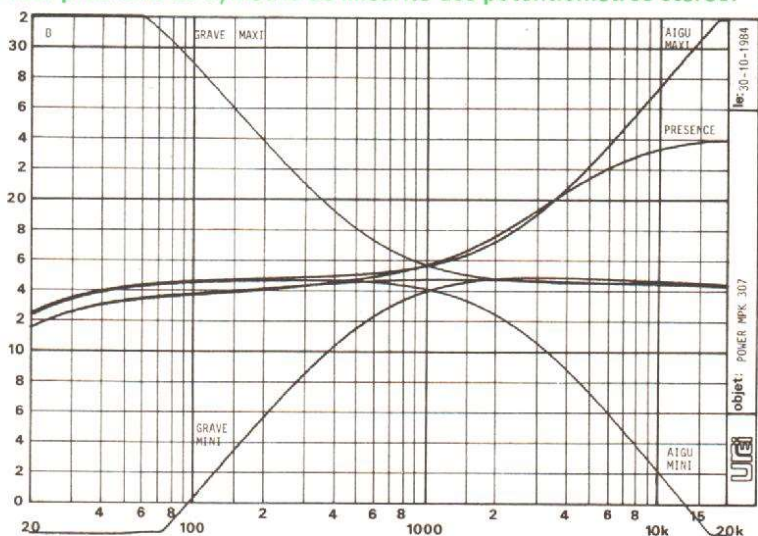
**Mesures**

Nous avons réuni, sur un tableau, les mesures relevées sur ce mélangeur. Les mesures de bruit et de sensibilité sont exprimées en dBm, en dB par rapport à la tension qui, sur 600 Ω, nous donnerait une tension de 0,775 V. Il s'agit d'une pratique courante dans le domaine de l'audio professionnel, en Hi-Fi, on a l'habitude de s'exprimer d'une façon différente avec des tensions en mV ou V et des rapports signal/bruit. Toutes les mesures que nous donnons permettent de faire la liaison entre ces deux modes d'expression.

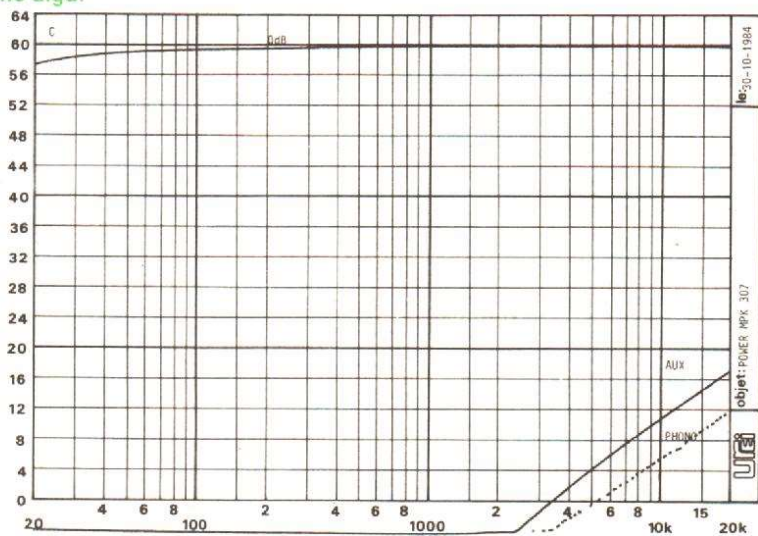
Prenons l'exemple d'une cellule phonocaptrice qui nous délivre une tension de sortie de 5 mV. Cette tension correspond à un niveau, exprimé en dBm de -43,5 dBm. Elle nous donnerait, en sortie une tension supérieure de 52 dB (gain de l'étage phono), soit +8,5 dBm. Comme nous avons un bruit de fond de -77 dBm pondéré, nous aurons alors un rapport signal/bruit de 85,5 dB. Vous pouvez procéder de la sorte avec toutes les entrées mais en te-



**Courbes A.** — Nous avons rassemblé ici les courbes de réponse en fréquence des diverses entrées du mélangeur et tracé les courbes des deux voies qui se superposent très bien. Ce tracé a été effectué en poussant les manettes à fond ce qui élimine tout problème de symétrie de linéarité des potentiomètres stéréo.

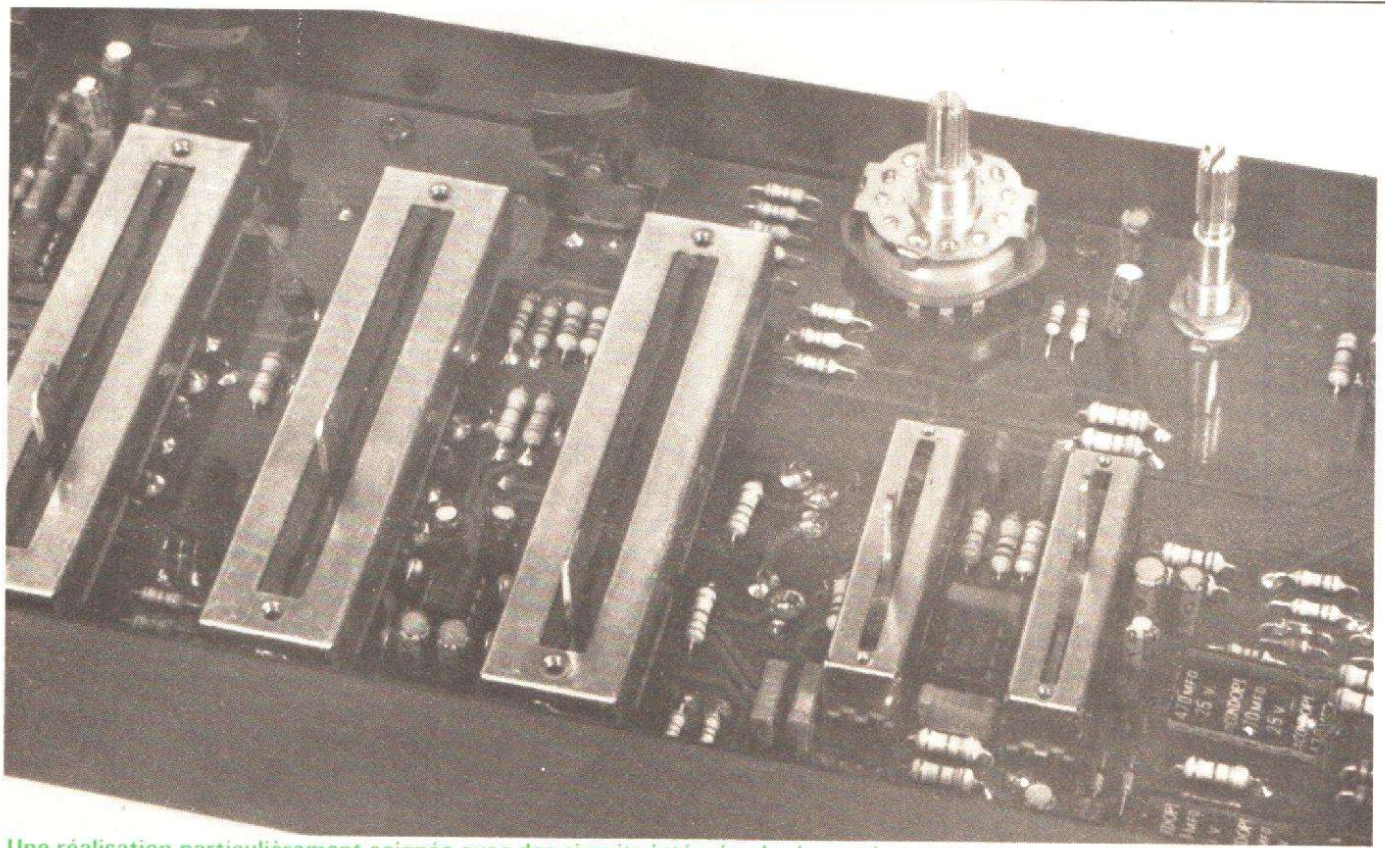


**Courbes B.** — Ces courbes montrent l'efficacité de la correction permise sur cet appareil. Nous sortons des limites du papier. On ne devra donc pas, sauf si on a besoin d'un effet spécial, trop pousser sur les tirettes... L'interrupteur de présence permet de remonter le niveau des harmoniques supérieures de la voie, même dans l'extrême aigu.



**Courbes C.** — Ces courbes montrent l'excellente séparation des canaux, elles prouvent la bonne conception du produit. Bien entendu, la séparation diminue aux fréquences hautes mais elle reste supérieure à 40 dB.





Une réalisation particulièrement soignée avec des circuits intégrés placés sur des supports.

nant compte également du bruit de fond propre aux étages de sortie, autrement dit, le bruit de fond en sortie ne peut être inférieur à  $-82$  dBm en mesure pondérée et à  $-78$  dBm sans pondération. Si vous admettez un niveau de sortie du mélangeur de  $0$  dBm maximum, niveau correspondant au  $0$  des indicateurs de niveau, le rapport S/B ne pourra être supérieur à ces valeurs.

Les impédances de sortie sont basses, celles d'entrée adaptées aux sources à traiter.

Nous avons effectué quelques mesures du taux de distorsion harmonique et nous nous sommes placés dans les conditions les plus défavorables, à la limite de l'écrêtage.

Pour l'entrée micro, nous avons mesuré  $0,15\%$  à  $1$  kHz et  $0,22\%$  à  $10$  kHz, la mesure à  $10$  kHz montre que les circuits intégrés ne présentent pas de limitation due à la vitesse de balayage.

Le taux de distorsion tombe à moins de  $0,05\%$  au  $0$  dB des indicateurs de niveau (à  $1$  kHz) et à moins de  $0,07\%$  à  $10$  kHz. Pour l'entrée phono, nous avons effectué la mesure à  $10$  kHz et à la limite de la saturation et mesuré  $0,13\%$ , une valeur elle aussi excellente.

Les courbes de réponse ont chacune leur commentaire en légende, signalons que la diaphonie est excellente et que l'on ne devra pas abuser de la correction de timbre, cette der-

nière étant d'une efficacité certaine qui nous rappelle la Hi-Fi d'autrefois. (Aujourd'hui, on se limite souvent à une correction maximale d'une dizaine de dB).

La linéarité des circuits de correction RIAA est suffisante, la courbe tient dans  $2$  dB de  $80$  Hz à  $20$  kHz.

### Conclusions

Ce petit mélangeur, bien construit (en France), pas trop cher, présente toutes les caractéristiques nécessaires pour satisfaire les exigences des amateurs de musique de bonne qualité. Ce mélangeur pourra être utilisé sur des entrées magnétophone d'amplificateurs Hi-Fi ou avec des amplificateurs de puissance seuls, amplis Hi-Fi ou de sonorisation (il n'y a pratiquement que la présentation qui change !).

Il servira donc de préamplificateur pour chaîne Hi-Fi ou pour sonorisation type discothèque, radio locale, comme de mélangeur pour un montage sonore ou la vidéo. Simple, efficace, perfectible (on peut ajouter des dépôts aux tirettes pour tourne-disque ou magnétophone), pourquoi ne pas l'adopter, pour vous transporter dans un univers musical actif, travailler la musique au lieu de rester passif...

Etienne LEMERY

ENTREE	Bruit de fond pondéré A	Bruit de fond non pondéré	Sensibilité à 1 kHz	Saturation à 1 kHz
Phono	$-77$ dBm	$-71$ dBm	$-52$ dBm 2 mV	$-21$ dBm 74 mV
Micro	$-64$ dBm	$-62$ dBm	$-52$ dBm 2 mV	Plus de $+10$ dBm
Auxiliaire	$-81$ dBm	$-77$ dBm	$-9$ dBm 280 mV	
Sortie	$-82$ dBm	$-78$ dBm	$0$ dBm 0,775 V	$+20$ dBm $+16$ dBm/600 $\Omega$

## Pratique de la Mesure

# L'OSCILLOSCOPE

(Suite voir N° 1710)

Les deux derniers articles de cette série ont été consacrés à l'étude des bases de temps d'un oscilloscope. Après avoir constaté les limites des systèmes relaxés, nous avons analysé des montages plus performants : les bases de temps déclenchées. Nous avons aussi indiqué quelques-unes des extensions rendant leur emploi plus efficace. C'est à cette occasion que nous avons traité des doubles bases de temps !

Bien entendu, la base de temps d'un oscilloscope provoque le balayage horizontal de l'écran et produit un déplacement du spot exactement proportionnel au temps, ce qui permet la graduation horizontale de cet écran en secondes, millisecondes et microsecondes, selon la vitesse du déplacement choisi.

Mais pendant ce temps, nous l'avons déjà dit, la déviation verticale assure un déplacement du spot proportionnel à la tension instantanée du signal étudié.

Ainsi, le spot ayant à chaque instant des coordonnées proportionnelles, d'une part au temps (X), et d'autre part à la tension du signal (Y), trace la représentation graphique du signal observé.

Tout est donc pour le mieux dans l'éventualité de l'étude d'un signal isolé. On peut ainsi analyser tout à loisir sa forme, sa durée, ses variations en fonction des paramètres du montage générateur.

Malheureusement, dans de nombreux cas, cette analyse ne suffit pas. En effet, dans un montage, il existe presque toujours de nombreux signaux différents, les uns déterminant les autres. Il est alors capital de connaître ou de pouvoir étudier la relation qui lie ces signaux entre eux !

Bien entendu, il est possible d'observer l'un, puis d'observer l'autre, et ainsi, par retouches successives, d'essayer d'arriver au résultat escompté. Une telle technique peut satisfaire s'il n'est question que de la forme, même si le procédé a en soi un caractère fastidieux !

Par contre, dès qu'il est nécessaire de situer, dans le temps, un signal par rapport à l'autre, le procédé simpliste ci-dessus ne convient plus du tout, on le comprend aisément ! Il est indispensable de voir les deux signaux en même temps, afin de bien situer la position de l'un par rapport à celle de l'autre. Il faut donc écrire les deux oscillogrammes sur le même écran.

Pour parvenir à un tel résultat, plusieurs procédés sont possibles, les uns onéreux, les autres plus économiques. Nous allons les étudier !

### 1. Utilisation d'un tube cathodique spécial

#### a) Tube bicanon

Dans ce cas, on ne lésine pas sur les moyens et on installe carrément deux tubes cathodiques complets

dans la même enveloppe de verre (voir fig. 1).

Tout est en double ! On a deux oscillos en un, seul l'écran est commun ! Il est évident que cette solution est la plus versatile, autorisant toutes les fantaisies de l'utilisateur. Il ne faut pas être devin pour supposer qu'un

système de ce genre coûte une petite fortune. C'est donc finalement un recours très peu retenu !

#### b) Tube bifaisceau (voir fig. 2)

Faisons quelques économies ! Un double faisceau est généré dans le canon à électrons. Chaque faisceau a alors son propre chemin : la concentration et la commande de luminosité sont communes, ainsi que la déviation horizontale (un seul jeu de plaques). Par contre, les déviations verticales sont distinctes (deux jeux de plaques). Bien sûr, l'écran est commun !

Moins coûteux que le double canon, le bifaisceau reste un tube cathodique rare et cher. C'est encore une solution peu retenue par les constructeurs !

### 2. Commutation électronique

Ce qu'il faut, c'est donner à l'utilisateur l'illusion qu'il voit les deux signaux en même temps, même si ce n'est pas tout à fait vrai. On pense alors immédiatement aux techniques de multiplexage très utilisées par ailleurs dans les systèmes d'affichage, de transmissions de données et... de téléphone !

On va donc utiliser un tube cathodique ordinaire, monocanon et monofaisceau. Un découpeur électronique envoyant à l'écran l'un puis l'autre signal, à une cadence suffisante pour que persistance lumineuse de l'écran et persistance rétinienne de l'œil fassent le reste (voir fig. 3).

Cette solution est très économique : on comprend que c'est celle de tous les oscilloscopes d'un prix accessible tant aux amateurs qu'aux professionnels non milliardaires...

Des inconvénients minimes apparaissent cependant que nous verrons plus loin, mais l'un d'eux peut déjà être évoqué : c'est l'inévitable perte de luminosité subséquente ! En effet, en mode normal, c'est-à-dire en observation d'un seul signal (mode *simple trace*), toute la luminosité du spot est consacrée à cette trace unique. Si vous écrivez deux oscillogrammes sur l'écran (mode *double trace*), il est évi-

dent que chacun occupera la moitié du temps global, d'où luminosité réduite de moitié environ. Rassurons-nous cependant ! Les oscilloscopes modernes ont une grosse réserve de luminosité, justement pour pallier de telles situations ! Il suffira donc d'un petit coup de pouce sur la commande « lumière » et le tour sera joué.

Mais voyons maintenant comment s'effectue le découpage électronique

du signal en nous attachant tout de suite au découpeur.

Rappelons qu'un oscilloscope doit visualiser des signaux allant du continu aux fréquences les plus élevées (selon sa bande passante, évidemment !). Il faut donc disposer d'un commutateur n'altérant pas la qualité du signal observé, même aux plus grandes vitesses. Finalement, le montage le plus retenu

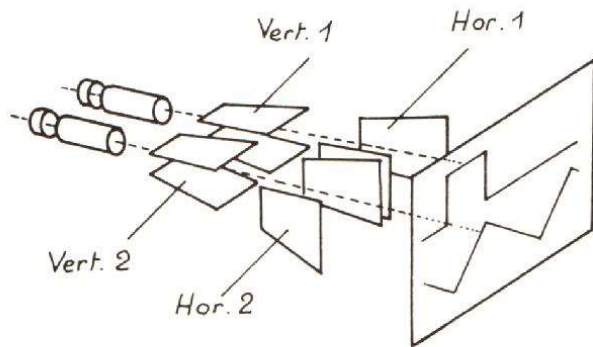


Fig. 1. - Tube bicanon.

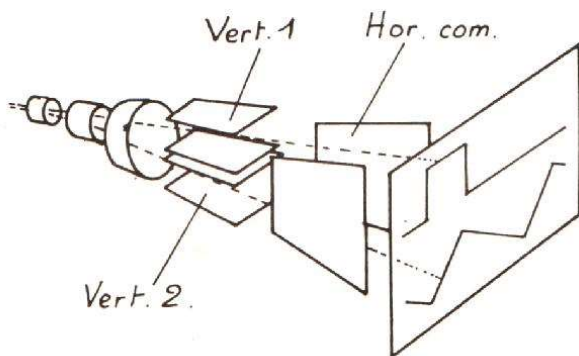


Fig. 2. - Tube bifaisceau.

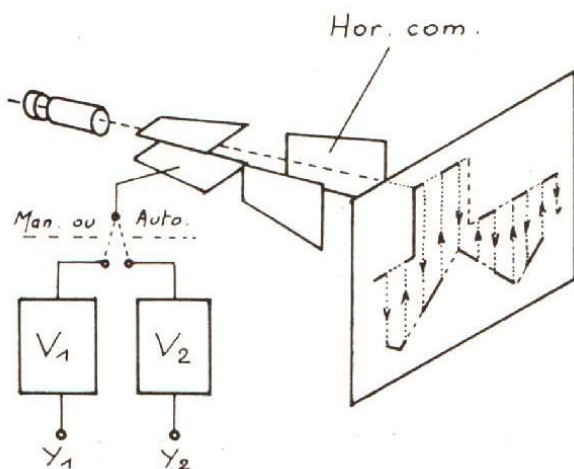


Fig. 3. - Commutateur électronique, mode Choppé.

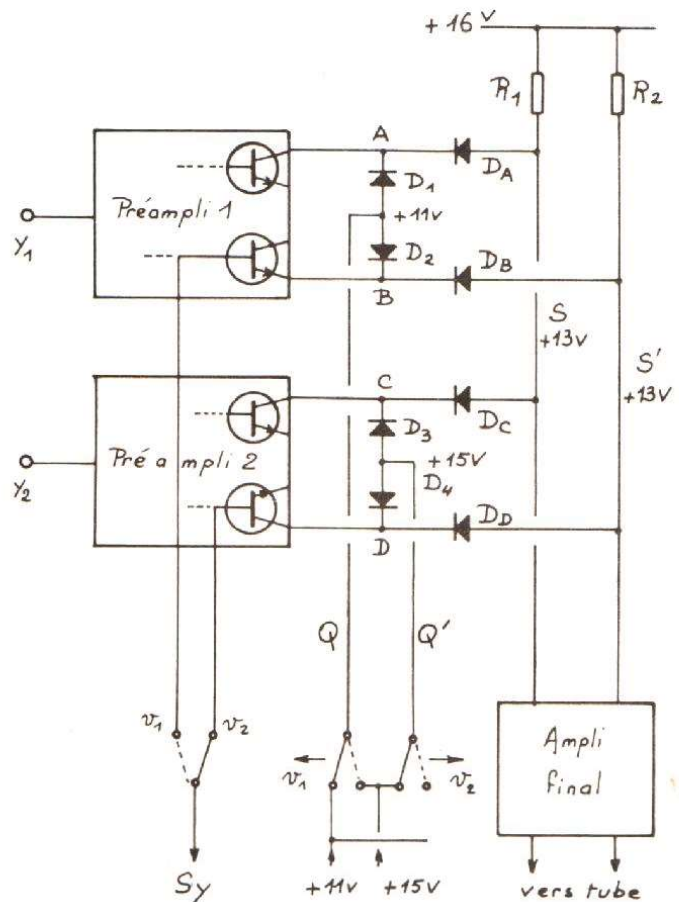


Fig. 4. - Commutateur à diodes.

N.B. Les tensions sont données à titre d'exemple.

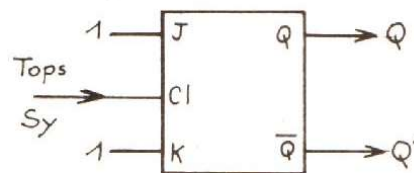


Fig. 5. - Un basculeur J.K. change d'état à chaque top d'horloge, assurant les balayages alternés.

est très simple : c'est un commutateur à diodes ! (voir fig. 4).

La voie 1 est disponible en tensions symétriques aux points A et B. La voie 2 l'est aux points C et D. Les charges des sorties sont les résistances communes  $R_1$  et  $R_2$ . Soit les tensions aux points S et S' de l'ordre de + 13 V.

Si la tension au point Q est de + 11 V et celle de Q' de + 15 V, alors les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  sont bloquées et  $D_A$ ,  $D_B$  passantes dans la voie supérieure, tandis que  $D_3$ ,  $D_4$  sont passantes et  $D_C$ ,  $D_D$  bloquées dans la voie inférieure. C'est donc la voie supérieure 1 qui est passante et la voie 2 qui est bloquée. Les signaux de 1 passent en S et S', sont repris par l'amplificateur final et envoyés vers les plaques de déviation du tube qui visualise ces signaux.

Pour observer les signaux de la voie 2, il suffit de permuter les tensions en Q et Q' : soit  $Q = + 15$  V et  $Q' = + 11$  V. Ces deux points Q et Q' assurent donc la commande du commutateur de découpage. Selon la manière d'agir sur Q et Q', plusieurs modes de fonctionnement sont accessibles !

### 1. Commande manuelle (voir fig. 4)

Un simple commutateur manuel envoie sur Q et Q' les tensions convenables pour faire fonctionner la voie désirée, soit la voie 1, soit la voie 2. Il

faut bien que tout oscilloscope *double trace* fonctionne aussi en *simple trace*... de temps en temps !

Notons immédiatement ici qu'il faut penser à la synchronisation du balayage. Un second commutateur est donc nécessaire pour choisir la voie 1 ou la voie 2 comme voie assurant le déclenchement du balayage. On synchronise le plus souvent sur la voie observée, mais ce n'est pas obligatoire et cela permet même quelques fantaisies d'emploi !

### 2. Commande automatique (voir fig. 5)

C'est-à-dire **mode double trace**. Les points Q et Q' sont connectés aux sorties complémentaires d'une bascule fournissant les deux niveaux nécessaires. Dans ces conditions, lorsque l'une des voies est passante, l'autre est bloquée, ce qui est bien ce que désiré ! Nous supposons ci-dessous que  $Q = 0$  donne la voie 1 bloquée.

#### a) Double trace alterné

C'est le fonctionnement le plus intuitif. La base de temps écrit le signal de la voie 1 pendant le premier balayage, puis le signal de la voie 2 pendant le second... et ainsi de suite ! Chaque trace est continue, donc sans perturbation. La commutation peut se faire pendant le retour du spot et être

de toute façon parfaitement invisible. Comme cette commutation se fait à la sortie des préamplis de voies, lesquels contiennent les dispositifs du cadrage, les traces peuvent être placées sur l'écran exactement comme désirées : soit bien distinctes, l'une en haut et l'autre en bas, soit toutes les deux, plein écran. Il est facile d'étudier ainsi toutes les correspondances, point par point, entre les deux signaux.

Pour commander la bascule, c'est très simple (voir fig. 5). Il suffit de prélever le top de déclenchement et de s'en servir pour actionner la bascule. On sait que les basculeurs, du type JK par exemple, changent d'état à chaque impulsion d'horloge. C'est exactement ce qui convient. Le premier top active Q et donc la voie 1, le second active Q' et la voie 2, le troisième réactive Q et ainsi de suite.

Bien entendu, il est commode, dans un appareil complet, de regrouper les fonctions manuelles et automatiques en un seul circuit. Cela est justement permis par une bascule intégrée, dotée de fonctions « Set » et « Reset ». C'est ce qui a été fait dans le schéma de la figure 7. Si S et R sont à 0, l'oscillo est en mode *double trace*, avec choix du mode *alterné* ou *chopé*, comme nous le verrons plus loin. Si l'un des inverseurs S ou R est à 1, l'oscillo est en mode *simple trace*, soit en voie 1, soit en voie 2. Enfin, si S et R sont à 1, l'oscillo est en simple trace, mais en mode

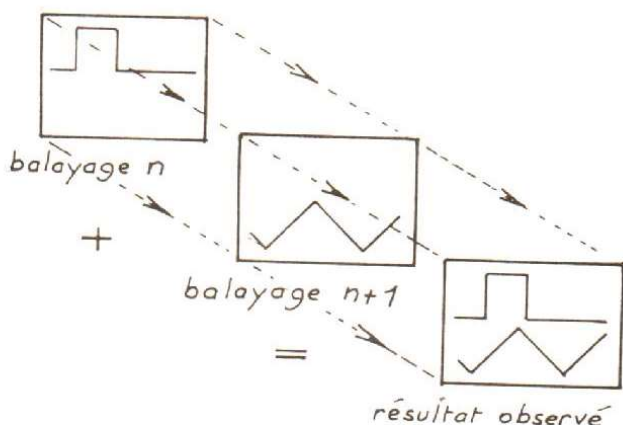


Fig. 6. - Balayages alternés.

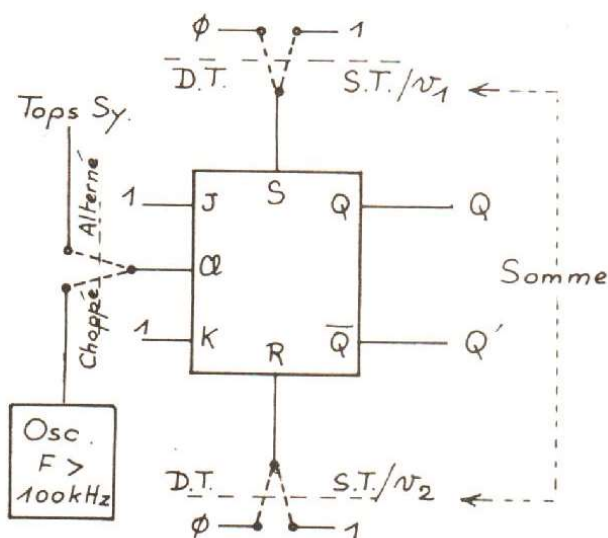


Fig. 7. - Combinaison des modes.

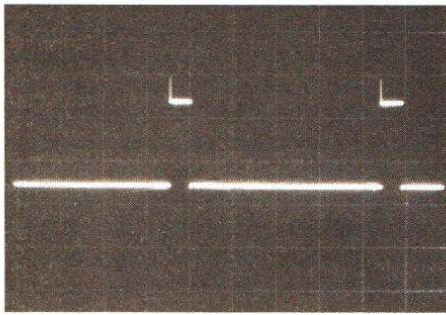


Photo A. — Impulsion TTL, issue d'un générateur de fonctions, observée en simple trace, voie 1.

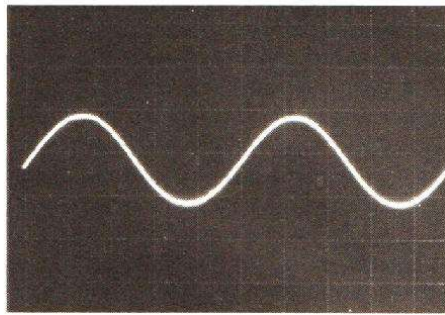


Photo B. — Signal sinusoïdal, issu du même générateur, observé en double trace, voie 2.

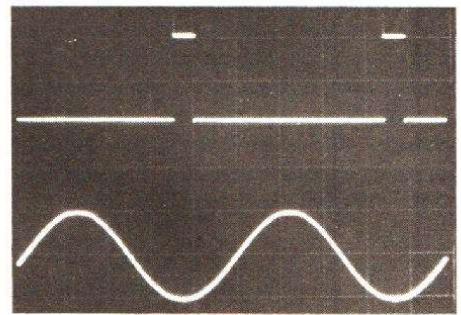


Photo C. — Les deux signaux A et B observés en même temps en double trace. On peut constater que l'impulsion correspond au minimum de la sinusoïde !

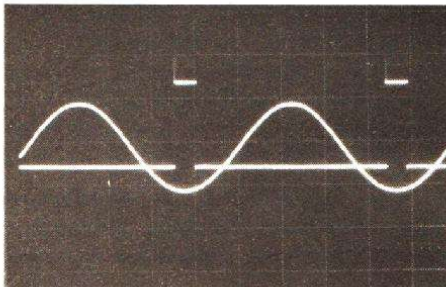


Photo D. — Même observation, avec cadrage différent montrant mieux la correspondance.

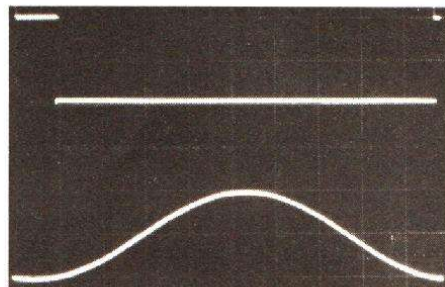


Photo E. — Pour A, B, C et D, la synchronisation se faisait en « Sy+ » sur la voie 2 (sinusoïde). Par contre, ici, on a « Sy+ en voie 1 », ce qui place l'impulsion en début de trace.

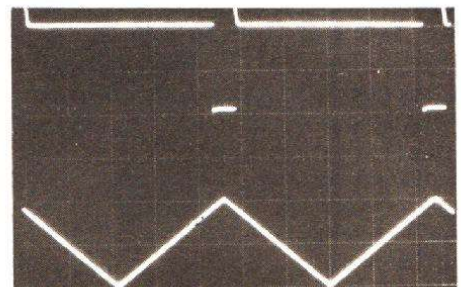


Photo F. — Impulsion TTL négative et signal triangulaire provenant du même générateur. Synchronisation : « Sy+, voie 1 », plaçant le front montant de l'impulsion en début de trace.

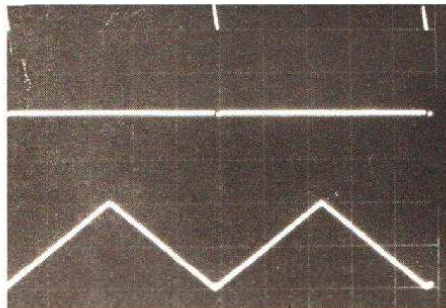


Photo G. — Triangle et impulsion TTL positive fine, montrant que celle-ci coïncide avec la pointe négative du triangle.

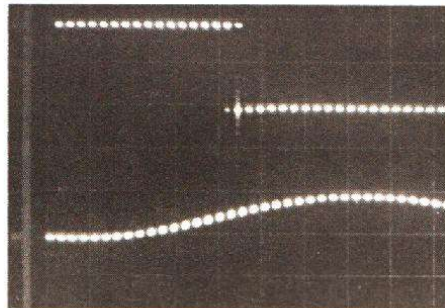


Photo H. — Mode choppé, avec synchronisation « anormale » faisant apparaître le découpage « en pointillés ».

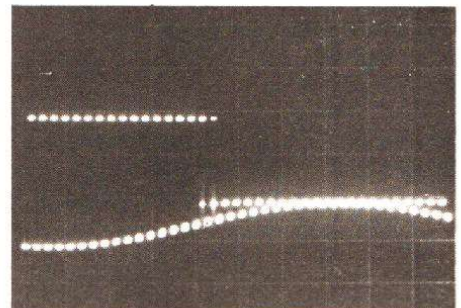


Photo I. — Un cadrage particulier des mêmes signaux montre très bien « l'imbrication » des pointillés.

somme, ce que nous verrons plus loin également. Nous avons regroupé ces modes dans le tableau suivant.

S	R	Q	Q'	Rem.
0	0	basculeur		2 traces
0	1	0	1	voie 1
1	0	1	0	voie 1
1	1	1	1	Somme

Dans le mode alterné, une trace suit l'autre, chacune occupant la moitié du temps global. Tant que le signal observé est à fréquence élevée, le balayage aussi et le passage d'une trace à l'autre assez rapide pour être totalement invisible. Par contre, dès que la fréquence de commutation diminue avec la fréquence du signal observé, ce passage devient visible, donnant une impression visuelle très désagréable. Ainsi, alors qu'en *simple trace*, le clignotement de la lumière n'apparaît qu'à partir de 5 ms/div., en alterné il

est déjà très visible à partir de 2 ms/div. Quand le balayage descend à 10 ms/div. et en dessous, on voit très bien le passage d'une trace à l'autre, et l'observation est quasi impossible !

Il faut alors avoir recours à une méthode toute différente. La bascule de commutation n'est plus commandée par les tops de la base de temps, mais par un oscillateur indépendant à fréquence assez élevée, de l'ordre de quelques centaines de kilohertz. Les traces vont alors être tracées *en poin-*

tillés, le spot écrivant un point (ou plus exactement un très court tronçon) de l'une, puis un point de l'autre, l'ensemble des points reconstituant les courbes (voir fig. 3). Par ailleurs, détail très important, la fréquence du découpeur est libre, totalement indépendante de celle des balayages. Elle n'est pas très stable. Ceci constitue un gros avantage, car les points des différentes traces ne retombent jamais exactement au même endroit, d'un balayage à l'autre. Dans ces conditions, points et trous d'un tracé se mélangent allègrement, donnant une parfaite illusion de trait continu. On remarquera d'ailleurs que le prélèvement des signaux synchronisants se fait **avant** le découpage et que le déclenchement en est tout à fait indépendant. Les réglages aboutissant aux oscillogrammes des photos H et I sont en fait très difficiles à obtenir et constituent plutôt des anomalies de synchronisation, heureusement exploités dans le cas des photos, pour vous montrer le mode de découpage du « chopper » ! Voir plus loin.

Le mode *choppé* permet de descendre aussi bas en fréquence de balayage que le nécessite l'observation. Aucun scintillement supplémentaire n'étant ajouté à celui naturel provoqué par la rémanence plus ou moins limitée de la couche fluorescente de l'écran.

A ce sujet, ouvrons une parenthèse pour signaler que l'observation des signaux très lents est quasi impossible avec un oscilloscope ordinaire. Le spot se suivant du regard, sans laisser de trace derrière lui et donc sans tracer de courbe bien visible. Résultat presque identique à celui d'un stylo à bille usé qui se déplace sur le papier sans laisser aucun tracé !

Pour observer de tels signaux, il faut utiliser des moyens spéciaux :

— **Oscilloscope à rémanence longue.** Le tube cathodique est à écran spécial gardant la luminosité plusieurs secondes après le passage du spot. Ainsi le tracé des courbes reste-t-il visible, même avec un spot très lent. Malheureusement, de tels tubes sont inutilisables avec les signaux rapides. Il faut donc mobiliser un oscilloscope particulier pour ce type d'observation.

— **Oscilloscope à tube à mémoire.** Le tube cathodique est très spécial. Un dispositif très particulier fait que UNE trace peut rester visible plusieurs heures si on le désire. Une électrode d'effacement vidant l'écran quasi instantanément. Ces oscilloscopes permettent donc non seulement d'observer des signaux quelle que soit leur lenteur, la trace du spot étant indélébile en mode *mémoire*, mais aussi des signaux rapides non répétitifs ! On peut aussi s'en servir en observation normale. En effet, il suffit alors d'envoyer, juste avant d'écrire une nouvelle trace, un ordre d'effacement de la trace précédente. On fabrique à l'heure actuelle des tubes à *mémoire à transfert*, capables de visualiser des signaux de 400 MHz ! Ces tubes peuvent capter en **un seul passage** des impulsions de durée de l'ordre de la nanoseconde avec un très bon contraste et une mémoire de longue durée. Hélas, ces tubes sont très coûteux et pas du tout compatibles avec nos budgets d'amateurs ! C'est bien dommage !

— **Oscilloscope à mémoire numérique.** Dans ce cas, l'oscilloscope est normal mais il est muni d'un bloc mémoire analogue à celui d'un ordinateur et dans lequel les signaux sont conservés pour exploitation ultérieure.

On peut alors les visualiser comme on l'entend ! Toutefois, on affronte alors le conflit classique *analogique-digital*. Les signaux observés sont analogiques. Il faut les convertir en numériques pour les mémoriser. Sortis de la mémoire, il faut les reconvertir en analogiques pour pouvoir les visualiser.

La technique est en tout cas parfaite pour les signaux lents ou peu rapides. Par contre, elle est très difficile avec les signaux à fréquence élevée. On bute alors sur les questions insolubles des délais de propagation des mémoires et des convertisseurs ! A condition d'y mettre le prix (eh oui, c'est toujours le même refrain !), on peut trouver des oscilloscopes complets dits à **mémoire numérique** très performants. On trouve aussi des blocs mémoire à connecter sur un oscilloscope ordinaire.

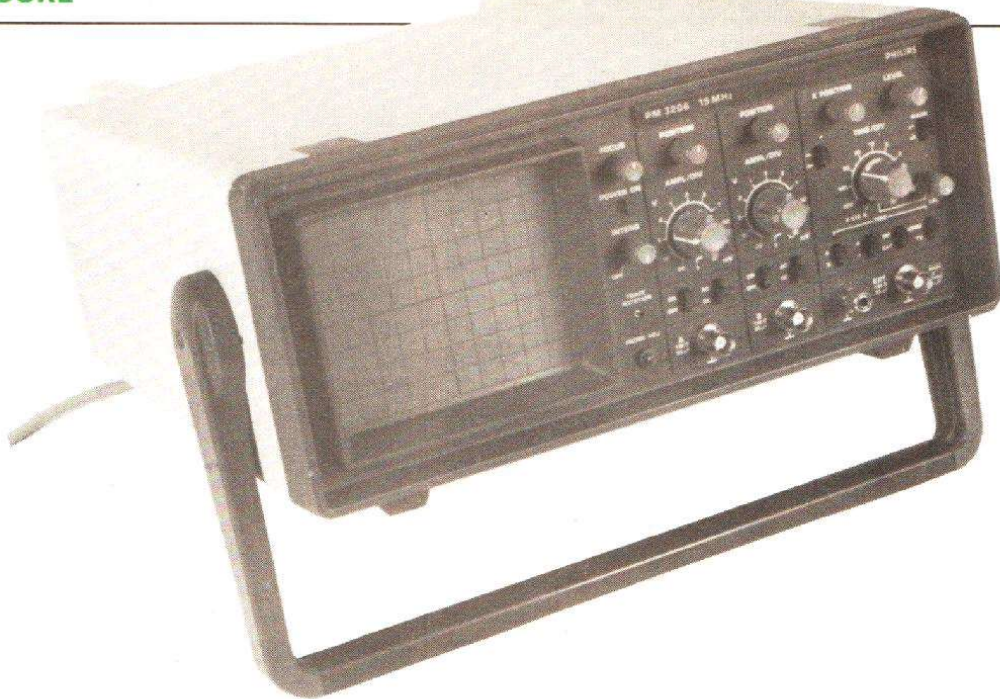
Nous vous signalons tout bas et sous le sceau du secret que nous avons dans nos cartons le projet d'un tel bloc mémoire ! Wait and see !

Pour en revenir au mode *choppé*, signalons donc qu'il faut le réserver en principe à l'observation des signaux de basse fréquence, inférieure à quelques dizaines de hertz. En effet, dès que les fréquences des signaux sous test atteignent ou dépassent celle du découpeur, de curieuses images peuvent apparaître, telles celles des photos H et I, lesquelles, si elles sont pédagogiques, n'en restent pas moins très gênantes en utilisation normale !

Pour conclure :

- en dessous de quelque 100 Hz, utiliser le mode **choppé**.
- au-dessus de 100 Hz, utiliser le mode **alterné**.

F. THOBOIS



# L'OSCILLOSCOPE PHILIPS PM 3206

*Jusqu'à présent, dans le domaine de la mesure, PHILIPS était surtout connu pour ses oscilloscopes de haut de gamme, à mémoire numérique ou autre, dont le prix n'est d'ailleurs pas toujours aussi élevé qu'on pourrait le penser a priori.*

*Le PM 3206 fait partie de la famille (nombreuse) des oscilloscopes double trace 2 x 15 MHz, il conviendra aux professionnels de la maintenance, notamment en haute fidélité et en Télévision, mais aussi à de nombreux amateurs.*

L'oscilloscope Philips PM 3206 possède deux canaux d'amplification verticale identiques, dont la sensibilité descend à 5 mV/division et monte jusqu'à 20 V/division.

Nous n'avons pas ici de réglage continu du gain, option raisonnable, ce réglage introduit souvent des erreurs de lecture lorsqu'on oublie de repasser en position calibrée. Chacune des voies pourra être coupée ou mise en service avec un couplage d'entrée, en continu ou en alternatif. Rappelons que le couplage alternatif permet de bénéficier d'une haute sensibilité en éliminant la tension continue du point de fonctionnement, tension qui, avec une forte sensibilité d'entrée, entraî-

nerait la trace en dehors de l'écran. Nous n'avons pas ici de mise à la masse de l'entrée pour retrouver rapidement le potentiel de masse et fixer la référence de mesure de la tension. C'est utile mais pas indispensable ; on a vite fait d'enlever la prise d'entrée pour effectuer ce réglage.

L'oscilloscope peut être utilisé en X/Y en bénéficiant d'un gain relativement important sur l'entrée X. La mise en route s'obtient par le bouton de réglage de luminosité, une borne délivre un signal, issu de la base de temps, qui sert au réglage de la compensation en fréquence des sondes. Un tournevis donnera accès à un potentiomètre de rotation des traces qui

permettra de compenser l'action du champ magnétique terrestre. Ce potentiomètre s'avère très utile, on note en effet une inclinaison de la trace différente lorsque l'oscilloscope est utilisé en position verticale ou horizontale.

Comme le 3206 peut aussi reposer sur les quatre pieds de la face arrière, on aura intérêt à ne pas oublier son tournevis (l'inclinaison de la trace est, en fait, peu importante mais elle se voit. Si vous êtes puriste...).

Une diode électroluminescente indique que l'appareil est en fonctionnement. Un potentiomètre de concentration règle la finesse de la trace. L'appareil s'alimente sur le secteur par un cordon que l'on devra obligatoirement mettre à la terre.

La base de temps part à 200 ms par division pour atteindre 0,5  $\mu$ s, le commutateur, à 9 positions, se double d'un sélecteur qui assure le passage de l'étalonnage des indications, de microseconde en milliseconde. Pour compléter cet ensemble, un po-

tentiomètre permet de multiplier entre 1 et 2,5 la largeur d'une division. Enfin, une loupe électronique multiplie par 5 la longueur de la trace, ce qui permettra de bénéficier d'une largeur minimale de division de  $0,1 \mu\text{s}$ .

Bien sûr, cette base de temps se déclenche, un commutateur sélectionne la voie de commande, A ou B, un autre, la polarité du signal de commande, un troisième, la sélection interne ou externe, par la prise BNC de la base de temps ou par les voies d'entrée, enfin, un sélecteur assure le passage du déclenchement en mode normal ou en mode TV.

En mode TV, la sélection de la synchronisation ligne ou trame s'effectue automatiquement en fonction de la gamme choisie pour la base de temps. A l'arrière de l'appareil se trouve une entrée pour modulation du faisceau, au 1 logique TTL, le faisceau est éteint.

Le 3206 est présenté dans un coffret de matière plastique particulièrement réussi, l'encadrement de la façade assure une protection totale des boutons, c'est important pour un appareil léger, destiné à être éventuellement transporté. La poignée se plie et se bloque pour servir de support, la face arrière constitue un enrouleur de câble. Les entrées sont assurées par des prises BNC verrouillables. Le 3206 est livré avec sondes en options, nous avons eu entre les mains les sondes PM 8922, commutables  $10 \times / 1 \times$ , pratiques à utiliser et livrées avec divers accessoires pour mesures sur circuits intégrés (sans risque de court-circuit) ou sur fils.

## Technologie

Les entrées sont reliées à un atténuateur dont la commutation des différentes fonctions est confiée à des relais, solution complexe mais qui évite d'employer des commutateurs multiples véhiculant le signal. Ces relais sont commandés par des portes à diodes, une même cellule d'atténuation pouvant être utilisée pour plusieurs calibres.

Les cellules d'entrée ont un rapport de 1 à 1 000, pour la progression 1-2-5 classique, Philips utilise un élément de variation de gain dans le préamplificateur.

Derrière l'atténuateur, une paire de transistors à effet de champ, montés en différentiel, attaquent un adaptateur d'impédance, monté à partir de réseaux de transistors intégrés. Toute l'amplification verticale a été confiée à des transistors très répandus puisqu'il s'agit de BF 199, transistors HF (basse tension) que l'on utilise pour les étages de sortie en les montant en série, afin de leur permettre de ne pas recevoir de tension collecteur/émetteur excessive.

La commutation des voies se fait par transistors, des diodes servent de porte pour bloquer le passage de la voie non utilisée et ne laisser passer que le signal utile. La base de temps utilise un générateur de rampe linéaire constitué d'un condensateur et d'un générateur à courant constant. Le générateur à courant constant a son courant commuté par le sélecteur de gamme. Des circuits périphériques déclenchent ce générateur. L'étage de sortie utilise cette fois des transistors haute tension, la déviation horizontale a besoin de davantage de tension que la verticale, c'est une particularité due aux tubes cathodiques dont les plaques de déviation verticales et horizontales sont placées le long du trajet du faisceau électronique. Le tube est à écran rectangulaire ( $8 \times 10 \text{ cm}$ ) avec graticule interne (pas d'erreur de parallaxe).

## Fabrication

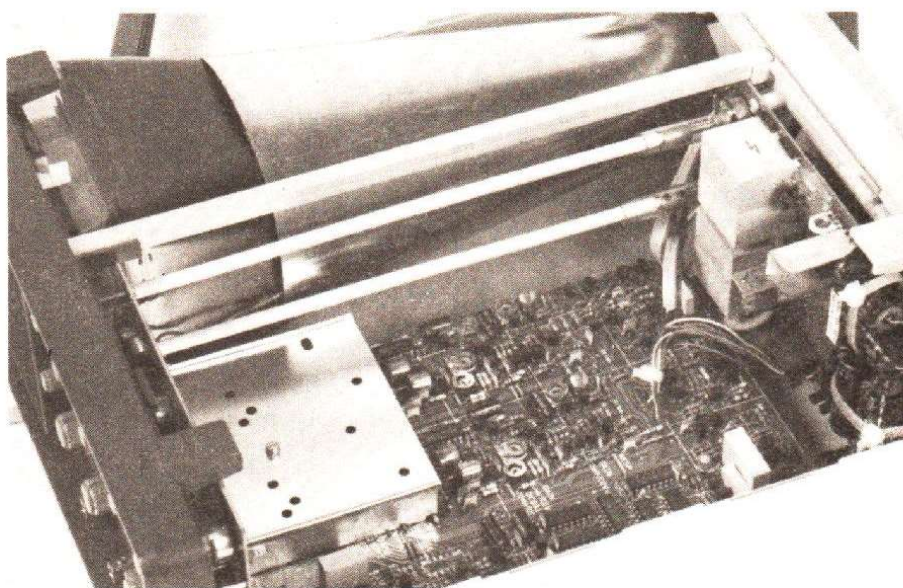
Le PM 3206, est câblé sur circuits imprimés à double face et trous métallisés ; construit en Inde, il bénéficie d'un sérieux de fabrication incontestable. Le constructeur est d'ailleurs parfaitement conscient de ce fait et propose, ce qui est rare, une garantie de trois ans sur le produit.

La majorité des composants vient de chez Philips. Détail technique : les relais de commutation de gamme sont constitués d'une carcasse sur laquelle est bobiné un solénoïde, à l'intérieur de cette carcasse passe un interrupteur à lame souple (ILS). Une technologie efficace, simple et sûre, les contacts ne risquant pas de s'oxyder.

La présentation de l'appareil, bien que le coffret soit en matière plastique, fait très sérieux, de plus, il est toujours agréable de travailler devant des appareils d'une esthétique plaisante.

## Utilisation

Le 3206 ne surprendra pas l'utilisateur habitué aux oscilloscopes. Le débutant trouvera ici le nombre de boutons nécessaires, ni trop ni pas assez, juste ce qu'il faut pour se tirer de toutes les situations, en évitant de



Vue de l'intérieur de l'oscilloscope PM 3206.



s'embrouiller dans les commutateurs et les potentiomètres.

La présence d'une prise de terre s'avère indispensable pour éviter que la masse métallique interne de l'oscilloscope ne se charge d'électricité statique qui, à la limite, peut être dangereuse pour les circuits C.MOS. Sur le plan sécurité, la mise à la terre de l'oscilloscope est aussi une nécessité car le 3206 n'est pas alimenté par un circuit à double isolation. Cette précaution prise, on se souviendra que certains montages à triac, fonctionnant sur secteur, peuvent se trouver sous tension, il sera donc difficile d'effectuer des mesures sur ces circuits sans point de référence. De toute façon, les mesures sur le secteur, même avec un oscilloscope sans prise de terre, demandent des précautions draconiennes, un contact avec la masse étant toujours possible. Ici, nous avons tout de même une structure externe en matière plastique, seules les prises de terre et d'entrée sont accessibles. Nous avons vérifié les possibilités de synchronisation de la base de temps à diverses fréquences, à 150 kHz, nous déclenchons très bien à une division crête-à-crête, en poussant la fréquence à 30 MHz, nous avons toujours notre synchro à une division, mais dans ce cas, les périodes sont bien rapprochées...

La mesure de bande passante nous a donné une limite supérieure à - 3 dB de 23 MHz, très bien ! par rapport aux 15 MHz annoncés. Nous n'avons pas testé la précision de l'instrument, le constructeur annonce 5 %, pour l'amplitude verticale comme pour la base de temps. Dans cette catégorie de prix ( $\approx$  3 100 F HT) l'oscilloscope est surtout un instrument d'observation, il permet d'apprécier l'ordre de grandeur d'une mesure, on saura si le générateur que l'on a construit oscille à 6 kHz ou à 4 kHz mais des mesures précises demandent un autre équipement. Sur le plan des mesures relatives, des comparaisons, il rend de très grands services. Nous avons ainsi superposé deux signaux rectangulaires identiques envoyés sur les deux entrées et en réglant l'intensité lumineuse de façon à avoir une trace très fine, il nous a été impossible de discerner les deux traces. Terminons en signalant la lu-

minosité élevée de l'appareil et en rappelant, ce qui intéressera tout le monde, la garantie de trois ans...

Philips propose des sondes de qualité pour ses appareils, nous avons testé la 8922, pratique et compacte. En position X10, elle présente une impédance d'entrée de 10 M $\Omega$ , en parallèle sur 15 pF, et une bande passante qui s'étend du continu à 100 MHz (à - 3 dB). Le commutateur de gain, sur la sonde, rend service, on regrettera l'absence d'une position centrale avec coupure du signal pour le réglage de position de référence de la trace.

## Conclusions

Oscilloscope classique, le PM 3206 de Philips marque l'entrée de la marque dans une nouvelle catégorie de produits : les oscilloscopes économiques, sans toutefois faire de concession sur la qualité. D'où la garantie de trois ans. Simple à utiliser, agréable à manipuler, pas trop compliqué, synchronisant (c'est capital) sans problème, il trouvera sa place dans tout labo professionnel, et même amateur...

E. LEMERY

## CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

### Spécifications

Tube : rectangulaire 8 X 10 cm Phosphore standard P31, accélération 2 kV, graticule interne (pas d'erreur de parallaxe).

### Entrées verticales

Réponse : continu : de 0 Hz à 15 MHz (- 3 dB), alternatif : 10 Hz à 15 MHz (- 3 dB)  
Temps de montée : voisin de 23 ns  
Coefficient de déflexion : 5 mV à 20 V/div. progression 1-2-5  
Précision : 5 %  
Modes d'affichage : A, B, A & B en mode alterné ou découpé  
Impédance d'entrée : 1 M $\Omega$ /35 pF  
Tension d'entrée maximale : 400 V, continu + crête alternative

### Axe horizontal

Base de temps ou X-Y avec déflexion X par entrée A  
Ampli horizontal  
Réponse : continu : 0 Hz à 1 MHz (- 3 dB)  
Coefficient de déflexion idem vertical  
Erreur de phase : 3° à 10 kHz

### Base de temps

Coefficients : 0,2 s/div à 0,5  $\mu$ s/div en deux gammes et progression 1-2-

5, progression continue permise en mode non calibré, loupe : X5  
Précision :  $\pm$  5 %, erreur additionnelle pour la loupe :  $\pm$  2 %

### Déclenchement

Source : interne, A ou B, externe  
Couplage du déclenchement : normal (CA) et TV  
Pente : + ou -  
Sensibilité : interne : 1 div. à 100 kHz, externe : 0,75 div. à 100 kHz  
Plage de réglage du déclenchement : 8 div.  
Impédance d'entrée de déclenchement : 1 M $\Omega$ /35 pF  
Tension d'entrée maximale : 400 V (continu + crête)

### Entrée de modulation de faisceau (Z)

Effacement de la trace : niveau TTL haut, 0, pas d'effacement  
Niveau maximal d'entrée : + 25 et - 10 V

### Alimentation

198 à 242 V ou 216 à 264 V 45 à 66 Hz ; consommation : 28 VA max.

# Réalisez votre ordinateur individuel

## LA CARTE AGC 09

Comme les précédents, cet article va être particulièrement chargé ; en effet, les sujets que nous voulons traiter sont nombreux et variés. Aussi, allons-nous sans plus attendre nous lancer dans le feu de l'action avec l'utilisation de la carte AGC 09 en mode graphique haute résolution.

remment simple une fois que l'on connaît les constantes à placer dans ses registres internes. La figure 2 vous propose le listing d'un programme d'initialisation avec les constantes adéquates, vous permettant de

disposer de 512 points sur 256 points. Deux valeurs peuvent être modifiées dans le tableau de ces dernières : ce sont CENTH et CENTV qui définissent, respectivement, le centrage horizontal de l'image

### La carte AGC 09 en mode graphique

Du fait de l'utilisation sur cette carte d'un 6845, elle fonctionne en mode graphique comme la carte IVG 09, mais avec une résolution plus importante (sous réserve que vous l'ayez équipée de RAM de 8 K-mots de 8 bits) : de ce fait, ceux d'entre vous qui avaient commencé à développer des programmes graphiques pour IVG 09 doivent pouvoir sans problème les transposer ici.

Le mode d'adressage de l'écran graphique est d'une manipulation très simple et découle directement du schéma de la carte. Comme le montre schématiquement la figure 1, chaque octet de la RAM visualisée correspond à 8 points

situés sur la même ligne d'écran ; ainsi les huit points situés en haut à gauche de l'écran sont contenus dans l'octet se trouvant à l'adresse 0000 (le premier octet de la RAM visualisée) tandis que les huit points en bas à droite de l'écran sont ceux qui correspondent à l'octet contenu en 3FFF. Du fait de ce groupement de huit points par octet et de l'association d'un octet d'attribut à chaque octet visualisé, il est évident qu'il est impossible de faire une définition de couleur point par point puisque celle-ci est faite par l'octet d'attribut. Nous avons cependant préféré cette petite contrainte à la solution consistant à tripler la taille de la RAM pour pouvoir définir une couleur par point.

L'initialisation du CRTC en mode graphique est particuliè-

```
INITIALISATION GRAPHIQUE DU CRTC 30-10-84 ASSEMBLEUR 6809 PAGE 1
*EXEMPLE D'INITIALISATION DU CRTC
*EN MODE GRAPHIQUE HAUTE RESOLUTION
*DEFINITION DES ETIQUETTES
4100 CRTC EQU $4100
4101 REG EQU CRTC+1
*CONSTANTES D'INITIALISATION CRTC
EC50 ORG $EC50
EC50 TABGRA EQU *
EC50 60 FCB $60
EC51 40 FCB $40
EC52 4C CENTH FCB $4C
EC53 08 FCB $08
EC54 4D FCB $4D
EC55 20 FCB $20
EC56 40 FCB $40
EC57 44 CENTV FCB $44
EC58 00 FCB 0
EC59 03 FCB 3
EC5A 00 00 00 00 FCB 0,0,0,0,0,0
EC60 BE EC50 DEBUT LDX #TABGRA
EC63 5F CLRB
EC64 F7 4100 BOUCLE STB CRTC
EC67 A6 80 LDA 0,X+
EC69 B7 4101 REG STA REG
EC6C 5C INCB
EC6D C1 10 CMPB #16
EC6F 26 F3 BNE BOUCLE
EC71 39 FIN RTS
0 ERREUR(S) DETECTEE(S)
```

Fig. 2. — Programme d'initialisation du CRTC en mode graphique haute résolution.

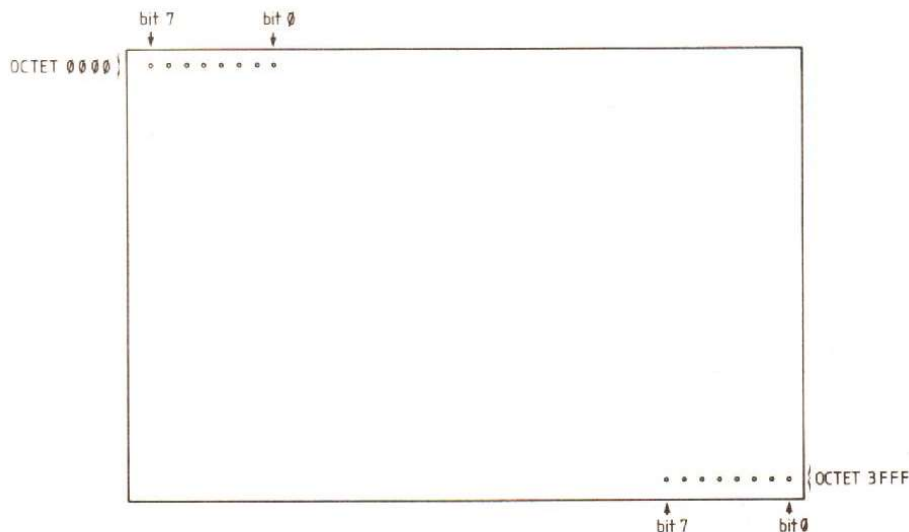


Fig. 1. — Adressage de l'écran en mode graphique haute résolution.

et le centrage vertical. Les valeurs données sont des valeurs passe-partout que vous pouvez retoucher de quelques unités dans un sens ou dans l'autre pour positionner au mieux l'image sur l'écran de votre récepteur ou moniteur.

Attention, ces valeurs sont exprimées en hexadécimal ; ne passez pas de 40 à 39 mais de 40 à 3F ! Par ailleurs, si vous modifiez ces valeurs de façon trop importante, vous pouvez arriver à une déstabilisation de l'image. Si tel était le cas, cela indiquerait que le cadrage de votre moniteur ou téléviseur est mal réglé ; en effet l'amplitude de variation de ces constantes avant que ce phénomène ne se manifeste est suffisante pour tous les récepteurs TV normaux.

L'exemple de notre programme d'initialisation est placé en RAM commune afin de pouvoir accéder facilement à la page 0, mais ce n'est pas une obligation puisque vous pouvez aussi utiliser les sous-programmes de passage de valeurs entre pages de TAVBUG09 V1.C qui sont les mêmes que ceux de TAVBUG09 V1.0 (ils ont été décrits dans un précédent article) et qui se trouvent, évidemment, aux mêmes adresses. L'adresse de début de ce programme (EC50) peut sembler curieuse, mais vous verrez le pourquoi de cette valeur dans un paragraphe suivant.

Afin de faciliter votre utilisation de la carte en mode graphique et bien que les codes de contrôle présentés dans notre précédent numéro puissent être utilisés pour définir

les couleurs du fond et des caractères, nous vous proposons, en figure 3, la définition des bits du PIA de contrôle de couleurs et de clignotement. Nous vous rappelons que l'obtention des couleurs non indiquées sur cette figure s'obtient en allumant simultanément deux ou trois couleurs fondamentales ; ainsi le jaune est obtenu par allumage du bleu et du vert tandis que le blanc s'obtient par allumage des trois couleurs rouge, vert et bleu simultanément.

Pour aborder un autre sujet, nous vous rappelons que nous vous avons présenté il y a de cela quelques mois le logiciel Graphix de la Centrale d'Achats Informatiques. Ce logiciel qui fonctionne très bien avec la carte IVG 09 ne fonctionne plus avec AGC 09 pour deux raisons évidentes : les différences d'adressages et la différence de résolution. Si le premier problème peut être facilement résolu par tout amateur ayant à sa disposition un désassembleur, le second est plus délicat. La seule solution qui nous semble valable serait que la Centrale d'Achats Informatiques fasse une version de Graphix pour AGC 09, ce qui ne présente aucune difficulté technique, seulement voilà, nous ne savons pas si cette société existe toujours...

### Le générateur de caractères en RAM

Son utilisation est extrêmement simple et il peut y être

fait appel à tout instant. Nous avons indiqué, dans notre précédent numéro, le code de commutation des générateurs de caractères (ESC 8), et il suffit donc d'envoyer celui-ci au moyen d'un PRINT CHR\$(27) ; CHR\$(56), ou du sous-programme de sortie de caractères PUTCHR du DOS si vous programmez en langage machine, pour changer de générateur ; chaque envoi de ce code faisant passer d'un générateur à l'autre et vice versa. Les codes des caractères contenus dans ce générateur peuvent être compris entre 00 et 7F, ce qui nous donne donc 128 caractères disponibles. Par ailleurs, ces caractères sont définis par une matrice de 8 points horizontaux sur 12 lignes verticales et sont codés comme schématisé figure 4. Pour définir un caractère, il vous suffit donc de le « dessiner » point par point sur une grille de 8 sur 12, de coder chaque mot de 8 bits ainsi obtenu en remplaçant les cases vides de la grille par des zéros et les cases noircies par des 1, et de placer les 12 mots de 8 bits ainsi obtenus les uns à la suite des autres dans la RAM génératrice de caractères en respectant le principe suivant :

— Le premier octet de la grille (celui qui correspond à la ligne du haut) est placé à l'adresse RAM égale à 16 que multiplie le code que vous voulez donner au caractère. Ainsi, si vous voulez mémoriser un caractère de code 12 (en hexadécimal), le premier octet de sa représentation sera placé à l'adresse égale à 16 (décimal) X (12 hexadécimal), ce qui

nous donne 288 (décimal) ou 120 (hexadécimal).

— Les octets suivants sont placés les uns derrière les autres, en descendant la grille et en augmentant à chaque fois l'adresse RAM d'une unité. Le deuxième octet de notre exemple sera ainsi placé en 121, le troisième en 122, etc.

Attention, chaque caractère occupe 16 octets dans la RAM, puisque les débuts de chaque caractère se retrouvent de 16 en 16, mais en réalité, 12 octets seulement sont utilisés pour le codage, puisque la grille ne contient que 12 lignes. L'utilisation des 16 octets et, donc, d'une matrice de 16 lignes est théoriquement possible mais impose de réinitialiser le 6845 et ne permet plus de disposer de 24 lignes de 80 colonnes.

Nous ne serions pas complets à propos de ce générateur de caractères en RAM si nous n'évoquions le problème des transferts mémoire entre pages ; en effet, le plus souvent, vous allez faire un programme se trouvant en page 1 puisque c'est celle où se trouve la RAM « normale » du système, et vous allez souhaiter utiliser le générateur en RAM ; pour cela, il vous faudra donc transférer de la page 1 à la page 0 le contenu du générateur que vous voudrez utiliser. Pour faciliter la tâche de ceux d'entre vous qui n'aiment pas le langage machine, nous vous proposons en figure 5 le listing d'un petit programme de transfert d'une zone mémoire de la page 1 à la page 0. Il peut être intégré tel quel

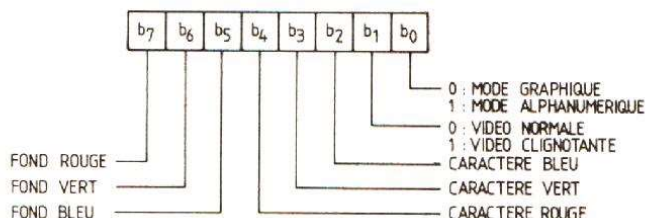
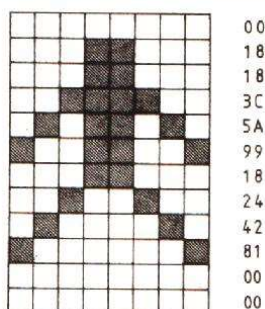


Fig. 3. — Affectation des bits du PIA de contrôle des attributs.



CODE : \$21

Fig. 4. — Codage d'un caractère dans le générateur de caractères en RAM.

ADRESSE RAM	CONTENU
	00
	18
\$210	00
	3C
\$211	18
	99
	18
	24
	42
	81
\$21A	00
	00
\$21B	00

dans vos programmes qui n'ont alors qu'à remplir les cases DEBUT (adresse de début de la zone de la page 1 à transférer), FIN (adresse de fin de cette même zone) et DESTIN (adresse de début de la zone « destinataire » du transfert en page 0), et qui peuvent ensuite appeler ce programme comme un sous-programme commençant en TRANSP. Comme il se doit, ce programme doit résider en mémoire commune afin de pouvoir être accessible simultanément des pages 1 et 0. Comme dans l'exemple d'initialisation du CRTC, il est placé en EC50 pour une raison que nous verrons dans quelques instants.

Nous en resterons là pour l'utilisation du générateur de caractères en RAM, car vous disposez de tous les éléments nécessaires pour mener celle-ci à bien.

## Lorsque vous vous réunissez

Comme indiqué dans notre numéro de septembre, la liste des réalisateurs du micro-ordinateur ayant répondu au questionnaire du numéro 1702 et ayant autorisé la communication de leurs noms et adresses est disponible et peut être obtenue sur simple demande auprès de l'auteur en respectant les règles suivantes que vous êtes de plus en plus nombreux à oublier :

— Votre demande doit être adressée directement à l'auteur dans la mesure où vous connaissez son adresse.

— Votre demande doit être accompagnée d'une enveloppe autocollante de format 16 cm sur 22 cm libellée à votre adresse et affranchie à 10,70 F. Le propre d'une enveloppe de ce type étant de coller « toute seule », prenez la précaution de mettre le rabat adhésif à l'intérieur afin qu'elle ne nous parvienne pas déjà collée car le temps que cela est censé nous faire gagner est largement perdu...

— Votre demande doit être accompagnée de 10 timbres neufs et non oblitérés (si ! si !

nous avons reçu des oblitérés) à 2,10 F pour frais de photocopie.

— Nos amis lecteurs étrangers sont priés de remplacer l'affranchissement de l'enveloppe et les timbres à 2,10 F par 15 coupons réponse internationaux (en vente dans tous les bureaux de poste). Ne nous envoyez pas de timbres de votre pays ; ils sont peut-être très beaux mais nous sont totalement inutiles.

— Enfin, et cela nous semble juste et logique, la liste n'est fournie qu'aux personnes ayant répondu au questionnaire précité et ayant autorisé leurs noms et adresses à y figurer.

Accordez-nous aussi quelques jours de délai pour l'envoi de celle-ci car, certaines semaines, les demandes nous arrivent très nombreuses...

Ce paragraphe n'a pas seulement pour but de vous parler de cette liste, mais également de faire le compte rendu d'une réunion intéressante qui s'est tenue le 16 juin à Caen entre utilisateurs de « Tavernier ». Publier ce compte rendu si longtemps après peu sembler un peu curieux mais est, à notre avis, très instructif pour montrer ce que peuvent faire quelques amateurs passionnés (et vous en êtes tous) et désintéressés. Souhaitons que la liste des réalisateurs permette la création de « clubs » (ou associations plus informelles) et laissons la parole à M. Jean Saquet pour le compte rendu précité.

« Le samedi 16 juin à Caen s'est tenue une réunion régionale des amateurs du micro « Tavernier » de Basse et Haute-Normandie. Chaque personne avait apporté son engin, ce qui a permis un échange d'idées particulièrement fructueux. Cette réunion était organisée au niveau des clubs Microtel, mais tout amateur y était invité, qu'il soit membre ou non de Microtel. Etaient présents des amateurs d'Alençon, Cherbourg, Rouen, Dieppe, Paris, et Caen bien entendu.

Une première constatation est qu'il n'y a pas extérieurement deux « Tavernier » identiques ; en effet, peu de person-

nes ont adopté le vaste coffret proposé et de nombreux amateurs se sont bricolé leur propre boîtier. Signalons tout particulièrement la réalisation de Jacques Poulain, de Cherbourg, qui a miniaturisé le « Tavernier » avec une réalisation particulièrement soignée.

Si les « Tavernier » ne se ressemblent pas, ils peuvent heureusement se comprendre, même si un certain nombre d'amateurs n'utilisent pas le TAVBUG ni le TAVDOS. Les moniteurs utilisés sont tous basés sur l'ASSIST09 de Motorola et les systèmes d'exploitation sur le Flex de TSC, ce qui assure une bonne compatibilité. Il y a malgré tout quelques petits problèmes dus à des différences au niveau des caractères de mise en page (positionnement du curseur sur la carte IVG) et aux formats des disquettes (16 ou 18 secteurs par piste en double densité). Ces problèmes sont résolus par un moniteur qui fait la synthèse des différentes versions et par des drivers de disquettes adaptés.

Au niveau des performances réalisées par ces logiciels non standard, signalons la possibilité de gérer une horloge indiquant l'heure en permanence sur l'écran (Sylvain Lichtenberger, de Dieppe), un DOS autostart prenant en compte la date fournie par l'horloge (M. Morin d'Alençon) et quelques fonctions complémentaires d'affichage.

Un gros effort a été fait pour une utilisation intelligente des pages mémoire 2 et 3 en tant que disque virtuel (NDLA : c'est de cet effort que vient le programme PSEUDISK publié dans notre numéro de septembre).

Les pages mémoire supplémentaires peuvent être utilisées pour stocker des images graphiques et les appeler rapidement, ce qui permet une certaine animation graphique. M. R. Brou, de Caen, a développé un tel logiciel et modifié le Basic de façon à utiliser facilement cette possibilité.

Toujours en utilisant la mémoire supplémentaire, M. G. Bouley a réalisé un édi-

```

TRANSFERT MEM. PAGE 1 -> PAGE 0      30-10-84 ASSEMBLEUR 6809  PAGE 1

*EXEMPLE DE PROGRAMME DE TRANSFERT MEMOIRE
*DE LA PAGE 1 VERS LA PAGE 0

*DEFINITION DES ETIQUETTES

EC50                                ORG #EC50
E800 PIAORA EQU #E800

EC50 DEBUT RMB 2  A INITIALISER SELON VOS BESOINS
EC52 FIN RMB 2  A INITIALISER SELON VOS BESOINS
EC54 DESTIN RMB 2  A INITIALISER SELON VOS BESOINS
EC56 TEMPO RMB 1

*DEBUT DU PROGRAMME

EC57 B6 01 TRANSP LDA #1
EC59 F6 E800 LDB PIAORA
EC5C C4 FC ANDB #5FC
EC5E 34 04 ABE0 ABA
EC62 B7 E800 STA PIAORA
EC65 BE EC50 LDX DEBUT
EC68 10BE EC54 LDY DESTIN
EC6C EC 81 BOUCLE LDD 0,X++
EC6E BD 0A BSR SWITO
EC70 ED A1 STD 0,Y++
EC72 BD 16 BSR SWITR
EC74 BC EC52 CMPX FIN
EC77 23 F3 BLS BOUCLE
EC79 39 RTS

EC7A 34 05 SWITO PSHS B,CC
EC7C F6 E800 LDB PIAORA
EC7F F7 EC56 STB TEMPO
EC82 C4 FC ANDB #5FC
EC84 F7 E800 STB PIAORA
EC87 35 05 PULS B,CC
EC89 39 RTS

EC8A 34 05 SWITR PSHS B,CC
EC8C F6 EC56 LDB TEMPO
EC8F F7 E800 STB PIAORA
EC92 35 05 PULS B,CC
EC94 39 RTS

0 ERREUR(S) DETECTEE(S)

```

Fig. 5. — Programme de transfert mémoire de la page 1 vers la page 0.

teur pleine page inspiré du « Wordmaster » bien connu des utilisateurs de CP/M, dont le buffer est constitué de l'ensemble des trois pages mémoire disponibles (environ 120 K-octets). Des contacts ont été pris en vue de la commercialisation de ce logiciel.

Monsieur R. Brou a réalisé une carte d'acquisition analogique (NDLA : notre carte manette de jeux n'avait pas été décrite lors de la tenue de cette réunion), ce qui permet de monter des manettes de jeux. Avec un synthétiseur sonore et vocal branché sur le « Tavernier », on arrive à des résultats spectaculaires.

Des essais de connexion sur un Minitel ont été faits en utilisant les portes disponibles des 1488 et 1489 de la carte CPU09. Des logiciels ont été réalisés, permettant de stocker des informations sur disquettes à partir des pages Videotex reçues, de visualiser celles-ci en local sur le Minitel, d'utiliser le Minitel en tant que terminal, etc.

Des envois de fichiers ont été réalisés en utilisant le modem du Minitel (expérience avec Microtel Bastia) et une utilisation du « Tavernier » en tant que micro-serveur a même été réalisée (J. Saquet, de Caen). Cette dernière réalisation a nécessité un « charcutage » de la carte CPU09 afin de gérer correctement le signal DCD et de pouvoir séparer les vitesses de réception et d'émission (1 200 et 75 bauds).

Nous arrêtons là ce compte rendu afin de ne pas surcharger l'article ; que les auteurs de réalisations moins spectaculaires mais tout aussi intéressantes nous pardonnent ; le nombre de pages disponibles est compté. »

Ainsi se termine le compte rendu de M. Saquet, que nous remercions pour sa communication que nous avons reproduite ici à quelques petites corrections mineures et de pure forme prêt. Ce compte rendu montre bien qu'avec un peu de bonne volonté et en se regroupant, il est possible de faire des choses très intéressantes avec le système que nous vous avons proposé de réaliser.

Nous vous incitons donc fortement à faire comme ces sympathiques réalisateurs et à vous regrouper, par région, ville ou affinité (les disquettes voyagent très bien par la poste). Si vous avez la chance d'habiter la région normande, vous pouvez rejoindre le groupe des utilisateurs de « Tavernier » à l'adresse suivante : Microtel Club Caen, Groupe « Tavernier », Centre de construction des lignes, ZI rue de l'Avenir, 14650 Carpiquet, ou téléphoner au (31) 55.41.39 le vendredi soir en période scolaire.

### Encore du logiciel

Si le paragraphe précédent n'a pas suffi à vous convaincre que vous étiez nombreux à réaliser du logiciel, la lecture des petites annonces du *Haut-Parleur* devrait vous persuader du contraire ; en effet de nombreux programmes sont proposés par ce moyen et, si quelques-uns ne sont que des plagiat de nos propres programmes ou de programmes provenant directement du système Goupil de SMT, ce ne sont fort heureusement que quelques exceptions. A ce jour, nous avons reçu deux programmes dignes d'intérêt (cela ne veut pas dire que les autres ne le sont pas, mais seuls ces deux réalisateurs de logiciel nous ont fait part de leurs travaux) ; le premier est destiné à la carte CGC 09 sur laquelle il permet de créer des pages alphanumériques et graphiques couleur, de stocker et de rappeler celles-ci sur disquettes.

Ce programme comprend tous les caractères de contrôle classiques admis par TAV-BUG 09 et dispose en outre de certaines séquences de commandes réalisées sous la forme EXC X propres aux possibilités de la carte CGC 09 telles que double hauteur, double largeur, inversion, etc. Ce programme est l'œuvre de M. Michel Renard (adresse dans la rubrique petites annonces). Précisons une dernière chose importante : ce programme est fourni avec son listing source d'édition sur disquette, ce qui

permet toutes modifications ou adaptations à des contraintes personnelles.

Le deuxième programme dont nous estimons important de vous signaler l'existence est un éditeur de texte plein écran avec gestion des touches de fonction, affichage des commandes disponibles sur une « ligne de service » en bas d'écran, etc. Il fonctionne avec la carte IVG 09 bien évidemment, et nous pensons que son auteur va pouvoir rapidement proposer une version pour la carte AGC 09 puisqu'il suffit de modifier quelques adresses pour cela. Il est l'œuvre de M. Oros Lajos dont on peut trouver les coordonnées dans les petites annonces du *Haut-Parleur*.

Enfin signalons l'existence d'un programme très intéressant diffusé, lui, par Facim ; programme qui permet de définir en temps réel l'affectation des touches du clavier. Ce programme permet d'affecter à n'importe quelle touche du clavier et dans n'importe quel mode (normal, shift et control) n'importe quelle chaîne de caractères. Ainsi, si vous programmez beaucoup en Basic, vous pouvez affecter le fameux PRINT CHR\$ à une touche (disons CNTRL Q pour fixer les idées), et chaque fois que vous frapperez CNTRL Q PRINT CHR\$ sera automatiquement généré. Vous pouvez définir autant d'affectations que vous le désirez et mémoriser celles-ci dans des fichiers que vous pouvez rappeler à tout instant, changeant ainsi immédiatement la fonction des touches de votre clavier. Vous pouvez même faire un chargement automatique d'une affectation lors de la mise en marche du système si vous le désirez. Ce programme est, à notre avis, un produit très intéressant pour ceux d'entre vous qui frappent beaucoup et qui n'ont pas une formation de dactylo...

### RAM commune et horloge

Si vous faites un peu de programmation en langage machine, vous avez certaine-

ment apprécié la RAM commune dont la propriété est d'être accessible de toutes les pages mémoire. Malheureusement, de nombreux programmes utilisent cette propriété et, comme leurs auteurs n'ont pas l'air de lire ces articles (ce qui est un comble pour des gens qui prétendent faire des logiciels adaptés à ce système), tous résident au même endroit. Ce problème est particulièrement vrai pour les programmes de l'horloge temps réel Facim, de PSEUDISK (*Haut-Parleur* de septembre) et du logiciel Graphix de la Centrale d'Achats Informatiques.

Un de nos amis, réalisateur du système de surcroît, M. Patrick Gadou, s'est donc penché sur la question et a résolu ce problème ainsi que quelques autres du même acabit, dont l'incompatibilité d'humeur entre Graphix et l'horloge temps réel Facim. Tout d'abord, il propose la répartition suivante de la RAM commune : EC00 à EC4E, horloge temps réel version 2.0 (nous allons voir ce qu'il en est dans un instant) ; EC50 à EDFE, programme PSEUDISK, et EDFE à EFFF, buffer du programme PSEUDISK ; EE00 à EEB6 - EFO0 à EFOF - EF12, programme Graphix modifié. Cette répartition n'est peut être pas la meilleure, mais elle a le mérite d'exister et de fonctionner, donc... Remarquez que Graphix est placé dans le buffer de PSEUDISK, ce qui introduit quelques limitations, mais il n'était pas possible de faire autrement sauf à faire la modification RAM commune de 2 K-octets décrite dans notre numéro d'août 1984.

Avant de vous proposer les listings relatifs à ces modifications, signalons aussi que devant les problèmes rencontrés par certains d'entre vous avec le programme d'horloge de Facim, M. Gadou a réécrit une partie de celui-ci, qui ne fonctionne plus sous interruption mais comme un vulgaire sous-programme. Cela permet de faire les mêmes choses mais avec l'immense avantage de ne plus perturber le « spooler » de l'imprimante comme c'était le cas avec le programme

\* DEFINITION DES CONSTANTES

```
0000 NUL EQU $0
0004 EDT EQU $4
000A LF EQU $A
000D CR EQU $D

CC0E SYSMTH EQU $CC0E
CC0F SYSDAY EQU $CC0F
CC10 SYSYR EQU $CC10
CC2B MEMEND EQU $CC2B
CD00 COLDS EQU $CD00
CD03 WARMS EQU $CD03
CD1E PSTRNG EQU $CD1E
CD1B PUTCHR EQU $CD1B
CD24 PCRLF EQU $CD24
```

BE91 ORG \$BE91

\* DEFINITION DES TABLES JOURS ET MOIS

```
TBJOUR FCC "Dimanche",EDT,"Lundi",EDT,NUL,NUL,NUL
        FCC "Mardi",EDT,NUL,NUL,NUL,"Mercredi",EDT
        FCC "Jeudi",EDT,NUL,NUL,NUL,"Vendredi",EDT
        FCC "Samedi",EDT,NUL,NUL,NUL
TBM0IS FCC "janv",EDT,"fev",EDT,NUL,"mars",EDT
        FCC "avr",EDT,NUL,"mai",EDT,NUL,"juin",EDT
        FCC "juil",EDT,"aout",EDT,"sept",EDT
        FCC "oct",EDT,NUL,"nov",EDT,NUL,"dec",EDT,NUL
```

\* COMMANDE DE SORTIE DE L'HEURE

```
HVAL FCC "H_",NUL
      FDB HCMD
      FCC NUL
      COM CMDH
      JMP WARMS
```

\* INITIALISATION AU DEMARRAGE

```
INITDB PSWS CC,A,B,DP,X,Y,U
        BSR DEBUT
        PULS CC,A,B,DP,X,Y,U
        RTS
```

\* INIT PIA + LECTURE DE LA PENDULE

```
DEBUT JSR LECHTR
        LDX #TBJOUR-1
        STX MEMEND
```

\* TRANSFERT DE LA DATE DANS LE DOS

```
DDOS LDX #DATE+13 TRANSFERT DE L'ANNEE
      LDA 0,-X
      LDB #10
      MUL
      ADDB 0,-X
      STB SYSYR
```

```
LDA 0,-X TRANSFERT DU MOIS
      LDB #10
      MUL
      ADDB 0,-X
      STB SYSMTH
```

```
LDA 0,-X TRANFERT DU JOUR
      LDB #10
      MUL
      ADDB 0,-X
      STB SYSDAY
```

\* SORTIE DU TEXTE DE LANCEMENT

```
LDX #MESS1
JSR PSTRNG
```

\* SORTIE DU JOUR DE LA SEMAINE

```
STJOUR LDB DATE+6
        LDA #9
        MUL
        LDX #TBJOUR
        LEAX B,X
        JSR PSTRNG
```

\* SORTIE DE 4 ESPACES

```
LDB #4
LDA #20
ES4 JSR PUTCHR
     DECB
     BNE ES4
```

\* SORTIE DE LA DATE

```
STDATE LDY #DATE SORTIE DU JOUR EN LETTRES
        LDA 8,Y
        ADDA #30
        JSR PUTCHR
        LDA 7,Y
        ADDA #30
        JSR PUTCHR
        LDA #-
        JSR PUTCHR
```

```
LDB SYSMTH SORTIE DU MOIS EN LETTRES
```

```
DECB
LDA #5
MUL
LDX #TBM0IS
LEAX B,X
BSR PDATA
LDA #-
JSR PUTCHR
```

```
LDA 12,Y SORTIE DE L'ANNEE EN CHIFFRES
ADDA #30
JSR PUTCHR
LDA 11,Y
ADDA #30
JSR PUTCHR
```

\* SORTIE DE 5 ESPACES

```
LDB #5
LDA #20
ESS JSR PUTCHR
     DECB
     BNE ESS
```

\* SORTIE DE L'HEURE

```
LDY #DATE+4 FORMAT HH:MM:SS
LDB #3
LDA 1,Y
ADDA #30
JSR PUTCHR
LDA 0,Y
ADDA #30
JSR PUTCHR
DECB
BEQ STHFIN
LEAY -2,Y
LDA #
JSR PUTCHR
BRA STHRE1
STHFIN RTS
```

\* TEXTE DE LANCEMENT

```
MESS1 FCC "HTR Version N. 2.0"
      FCB $A,$D,4
```

\* SORTIE DE L'HEURE PAR LA COMMANDE H\_

```
PSWS CC,A,B,DP,X,Y,U
JSR PCRLF
TST CMDH
BEQ B1
JSR LECHTR
```

```
BSR STHRE
PULS CC,A,B,DP,X,Y,U
LDX #CC4E
RTS
```

\* PROGRAMME DE SORTIE DE TEXTE SANS CR-LF

```
LDA 0,X+
CMPA #4
BEQ B2
JSR PUTCHR
BRA PDATA
RTS
```

\* LECTURE DE LA PENDULE

```
ORG $EC00
MASQUE FCB $F,$F,$F,7,$F,3,7,$F
        FCB 3,$F,3,$F,$F
        FCB 0
```

\* INITIALISATION DU PIA

```
LDU PIAHTR
CLR CLR
STA 1,U
STA 3,U
STA 0,U
COMA
STA 2,U
LDA #4
STA 1,U
STA 3,U
```

\* TRANFERT HORLOGE DANS RAM

```
LECT LDX #DATE
      LDY #MASQUE
      LDA #20
      STA 2,U
      NOP
      NOP
      LDB 0,U
      ANDB 0,Y+
      STB 0,X+
      INCA
      CMPA #2D
      BNE LECT1
      RTS
```

```
ORG $EC40
PIAHTR FDB $E110
DATE RMB 14
```

\* ADRESSE TABLE COMMANDE DOS

```

HTR VERSION 2.0                24-10-84 ASSEMBLEUR 6809 PAGE 5
CC12                ORG  $CC12
CC12 BFOC           FDB  HVAL
* LANCEMENT DU S/P INIT DE LA PENDULE
CDA9                ORG  $CDA9
CDA9 BD  BFDG       JSR  HTRDOS
* EXECUTION DE LA COMMANDE "H_"
CA02                ORG  $CA02
CA02 BD  BF1B       JSR  INITDB
                                END  COLDS
0 ERREUR(S) DETECTEE(S)
    
```

Fig. 6. - Listing du programme d'horloge temps réel version 2.0.

d'horloge initial travaillant sous interruption.

Afin de faciliter au maximum la mise en œuvre de ces modifications, voici, étape par étape, comment procéder.

Pour l'horloge il faut faire de la façon suivante :

- Editez le programme HTR-2 dont le listing vous est proposé figure 6.

- Assemblez ce programme, ce qui va vous donner HTR-2.BIN.

- Prenez votre DOS datant d'avant la mise en place de l'horloge Facim et faites un RENAME TAVDOS09.SYS, TAVDOS09.BIN.

- Faites alors un APPEND TAVDOS09.BIN, HTR-2.BIN, TAVDOS09.SYS.

- Puis, bien sûr, un LINK TAVDOS09.SYS.

Vous disposez maintenant d'une disquette avec DOS à horloge temps réel fonctionnant comme un sous-programme. Il nous reste à modifier le programme de mise à l'heure, ce qui se fait de la façon suivante :

- Editez le programme dont le listing vous est proposé figure 7.

- Assemblez-le, ce qui vous donnera un fichier MODMISEH.BIN (par exemple).

- Faites alors un RENAME MISEHEUR.CMD.MISEHEUR.BIN (ce MISEHEUR.CMD étant celui fourni par Facim avec l'horloge).

- Puis un GET MISEHEUR.BIN.

- Suivi d'un GET MODMISEH.BIN.

- Suivi encore d'un SAVE. LOW MISEH.BIN, C100, C4C4, C102.

- Suivi enfin par un SAVE. LOW DOMISEH.BIN, C4D0, C4DA.

- Et terminez par un APPEND MISEH.BIN, DOMISEH.BIN, MISEHEUR.CMD.

Vous disposez alors d'un programme MISEHEUR.CMD compatible de la nouvelle version d'horloge temps réel ; l'ensemble de ces deux programmes fonctionnant (vue de l'utilisateur) comme par le passé.

La lecture de l'heure à partir d'un programme Basic nécessite, par contre, l'ajout des trois lignes suivantes :  
 970 A = DPEEK (HEX (« CC2B »)) - 2  
 980 DPOKE A, HEX (« ECOE »)  
 990 A = USR (0).

La modification du programme PSEUDISK pour assurer la « cohabitation » précitée est par contre beaucoup plus simple puisqu'elle se résume à un changement du ORG \$E000 placé en début de programme en un ORG \$E50.

En ce qui concerne le programme Graphix ; il faut procéder de la façon suivante :

- Editez le programme dont le listing vous est fourni figure 8.

- Assemblez-le, ce qui vous donnera un fichier que nous appellerons MODGRAPH.BIN.

Procédez alors à la suite d'opérations que voici :

- RENAME GRAPHIX.CMD, GRAPHIX.BIN

- GET GRAPHIX.BIN

- GET MODGRAPH.BIN

- SAVE. LOW GRAPH1, C100, C56A, C10F

- SAVE GRAPH2, EE00, EEB6

- SAVE GRAPH3, EFO0, EFO2

```

MODIFICATION MISEHEUR.CMD                24-10-84 ASSEMBLEUR 6809 PAGE 1
* MODIFICATION DU PROGRAMME FACIM MISEHEUR.CMD
* POUR LE RENDRE COMPATIBLE AVEC HTR Version 2.0
C111                ORG  $C111
C111 12             NOP
C112 12             NOP
C1A8                ORG  $C1A8
C1A8 20             FCB  $20
C1AE                ORG  $C1AE
C1AE 04             FCB  4
C1B1                ORG  $C1B1
C1B1 12             NOP
C1B2 12             NOP
C1DE                ORG  $C1DE
C1DE 12             NOP
C1DF 12             NOP
C204                ORG  $C204
C204 12             NOP
C205 12             NOP
                                END
0 ERREUR(S) DETECTEE(S)
    
```

Fig. 7. - Listing des modifications à apporter sur le programme MISEHEUR.

- SAVE GRAPH4, EF12, EF12

- APPEND GRAPH1.BIN, GRAPH2.BIN, GRAPH3.BIN, GRAPH4.BIN, GRAPHIX.CMD

Vous disposez alors d'un programme Graphix qui fonctionne comme par le passé mais qui peut être utilisé conjointement à l'horloge temps réel sans problème, ce qui n'était pas le cas jusqu'à maintenant.

Enfin, et nous en aurons terminé avec ces modifications logicielles, une erreur, qui se manifeste très rarement, a été décelée dans la commande EXEC.CMD du DOS. Pour la corriger il suffit de faire :

- RENAME EXEC.CMD, EXEC.BIN

- GET EXEC.BIN

- MON puis avec la commande M de TAVBUG 09 aller placer 02 en C109 et 23 en C10A et revenir sous le DOS avec un Y.

- SAVE. LOW EXEC.CMD, C100, C217, C100

et le tour est joué.

Nous remercions monsieur Gadou pour ses communications qui, nous l'espérons, seront utiles à nombre d'entre vous.

### Ce n'est qu'un au revoir

Voici maintenant trois ans que la description de cet ordi-

nateur individuel a commencé et, petit à petit, nous avons construit un système dont les performances n'ont rien à envier à bien des appareils commerciaux. Bien qu'un système modulaire comme celui-ci ne puisse jamais être qualifié de complet, puisqu'il utilise des cartes enfichables et, donc, échangeables à l'infini, il faut savoir s'arrêter un jour et c'est cette fin d'année 1984 que nous avons choisie pour cela.

Cet arrêt n'est cependant qu'un au revoir et non pas un adieu ; en effet, dès le début de l'année prochaine, nous allons vous proposer la réalisation d'un nouveau micro-ordinateur « Tavernier » (puisque c'est le nom que vous lui donnez). Au moment où ces lignes sont écrites, nous ne pouvons encore trop en parler mais nous pouvons déjà affirmer qu'il sera compatible avec le système actuel sur le plan logiciel, qu'il sera portable et qu'il pourra être raccordé au système actuel duquel il pourra être considéré comme un terminal...

Du fait de sa portabilité, mais aussi grâce aux progrès de la micro-électronique de ces dernières années, ce système sera très compact et surtout moins coûteux que le précédent. De plus, et compte tenu des critiques les plus souvent

\* DEFINITION DES CONSTANTES

```
EB00 LEB00 EQU $EB00
EF04 LEF04 EQU $EF04
2000 L2000 EQU $2000
1000 L1000 EQU $1000
2080 L2080 EQU $2080
20B1 L20B1 EQU $20B1
EF03 LEF03 EQU $EF03
C10F LC10F EQU $C10F
```

\* MODIFICATION D'ADRESSES

```
C1C8 DRG $C1C8
C1C8 BE EE49 LDX #LEC49

C1D2 DRG $C1D2
C1D2 BD EE13 JSR LEC13

C212 DRG $C212
C212 BD EE59 JSR LEC59

C21E DRG $C21E
C21E BD EE59 JSR LEC59

C278 DRG $C278
C278 BD EE59 JSR LEC59

C2AA DRG $C2AA
C2AA BD EE59 JSR LEC59

C2DB DRG $C2DB
C2DB BD EE59 JSR LEC59

C3B4 DRG $C3B4
C3B4 BD EE59 JSR LEC59

C3D2 DRG $C3D2
C3D2 BD EE59 JSR LEC59

C3FE DRG $C3FE
C3FE BE EE39 LDX #LEC39

C405 DRG $C405
C405 BD EE13 JSR LEC13

EE00 DRG $EE00

EE00 B6 EB00 LEC00 LDA LEB00
EE03 B7 EF04 STA LEF04
EE06 B4 FC ANDA #FC
EE08 B7 EB00 STA LEB00
EE0B 39 RTS
```

```
EE0C B6 EF04 LEC0C LDA LEF04
EE0F B7 EB00 STA LEB00
EE12 39 RTS
EE13 BD EB LEC13 BSR LEC00
EE15 F7 2000 STB L2000
EE18 108E 1000 LDY #L1000
EE1C F6 EF00 LDB LEF00
EE1F E7 A0 LEC1F STB 0,Y+
EE21 108C 2000 CMPY #L2000
EE25 26 FB BNE LEC1F
EE27 5F CLRB
EE28 F7 2080 LEC28 STB L2080
EE2B A6 80 LDA 0,X+
EE2D B7 2081 STA L2081
EE30 5C INCB
EE31 C1 10 CMPB #10
EE33 26 F3 BNE LEC28
>EE35 BD EEOC JSR LEC0C
EE38 39 RTS
EE39 30 20 2A 03 LEC39 FCB $30,$20,$2A,$03,$7F,$1F,$7F,$7F
EE41 00 01 20 00 FCB $00,$01,$20,$00,$10,$00,$00,$00
EE49 7F 50 64 08 LEC49 FCB $7F,$50,$64,$08,$1B,$05,$1B,$19
EE51 00 0A 60 08 FCB $00,$0A,$60,$08,$00,$00,$00,$00
EE59 34 06 LEC59 PSHS A,B
EE5B 8D A3 BSR LEC00
EE5D 86 80 LDA #80
EE5F B7 EF03 STA LEF03
EE62 B6 EF02 LDA LEF02
EE65 F6 EF01 LDB LEF01
EE68 1C FE ANDCC #FE
EE6A 46 RORA
EE6B 56 RORB
EE6C 24 03 BCC LEC71
EE6E 74 EF03 LSR LEF03
EE71 46 LEC71 RORA
EE72 56 RORB
EE73 24 06 BCC LEC7B
EE75 74 EF03 LSR LEF03
EE78 74 EF03 LSR LEF03
EE7B 46 LEC7B RORA
EE7C 56 RORB
EE7D 24 0C BCC LEC8B
EE7F 74 EF03 LSR LEF03
EE82 74 EF03 LSR LEF03
EE85 74 EF03 LSR LEF03
EE88 74 EF03 LSR LEF03
EE8B C3 1000 LEC8B ADDD #1000
EE8E 1083 2000 CMPD #2000
EE92 24 1D BCC LECB1
EE94 1F 02 TFR D,Y
EE96 A6 A4 LDA 0,Y
EE98 7D EF00 TST LEF00
EE9B 27 07 BEQ LECA4
EE9D 2B 0D BMI LECAC
```

```
EE9F BA EF03 ORA LEF03
EEA2 20 0B BRA LECAF
EEA4 73 EF03 LECA4 COM LEF03
EEA7 B4 EF03 ANDA LEF03
EEAA 20 03 BRA LECAF
EEAC B8 EF03 LECAC EDRA LEF03
EEAF A7 A4 LECAF STA 0,Y
EEB1 BD EEOC LECB1 JSR LECOC
EEB4 35 06 PULS A,B
EEB6 39 RTS

EF00 DRG $EF00

EF00 01 LEF00 FCB $01
EF01 00 LEF01 FCB $00
EF02 08 LEF02 FCB $08

EF12 DRG $EF12

EF12 00 LEF12 FCB $00

END LC10F
```

0 ERREUR(S) DETECTEE(S)

Fig. 8. - Listing des modifications à apporter sur le programme GRAPHIX.

formulées dans les réponses au questionnaire, l'accent sera mis sur les logiciels qui seront plus nombreux avec, en particulier, la possibilité d'utiliser le célèbre DOS OS 9 ; mais nous en resterons là car vous en saurez plus le mois prochain...  
Les réalisateurs du système actuel ne vont cependant pas être oubliés pour autant, et le développement des program-

mes prévus depuis longtemps (REPAR, PROTEXT, ECHAUT) sera poursuivi, de même que les fournitures de programmes et mémoires. Par ailleurs, une page d'actualité concernant ce système pourra être incluse dans l'espace alloué au prochain micro-ordinateur si c'est justifié par un événement important : correction d'une erreur, disponibilité d'un nouveau

programme (qui peut être l'œuvre de l'un d'entre vous qui aura bien voulu nous en faire part), réalisation d'une nouvelle carte. A ce dernier propos, précisons que certaines fonctions non disponibles sur le système actuel (décodeur, Antiope, modem, etc.) pourront l'être grâce aux cartes d'extension du nouveau système.

**Conclusion**

Nous espérons que la variété des sujets abordés aura satisfait une majorité d'entre vous et que l'annonce de la fin de cette série ne vous empêchera pas de passer des fêtes de fin d'année que nous vous souhaitons heureuses et...  
**C. TAVERNIER**



# LES ANTENNES

## T.E.T.

*Il s'agit d'une production de la Tanigushi Engineering Traders qui fait application des principes bien connus, établis par un amateur suisse, M. Baumgartner (HB 9 CV) et mis en pratique dans de nombreux systèmes d'aériens, y compris la Swissquad, remarquables sur les fréquences les plus diverses. Ces antennes sont apparues sur le marché il y a quelques années et constituent une gamme très étendue d'aériens directifs, multibandes, généralement 14 Hz à 30 MHz, qui se caractérisent tous par une alimentation en phase du dipôle et du réflecteur. Le procédé a d'ailleurs été appliqué par KLM dans sa KT 34XA et par VK2 AOU ; deux références qui signifient efficacité. Nous en donnerons une description ultérieurement.*

*Pour l'heure, revenons-en aux antennes T.E.T. dont nous trouvons sur le marché actuel, comme accessibles aux amateurs qui recherchent la performance, les modèles suivants, qui présentent tous un intérêt si l'on considère soit le gain, soit le poids, soit l'encombrement. Nous dirons que le catalogue donne, par sa variété, satisfaction à tous les besoins, et nous nous contenterons de donner les caractéristiques de quelques-uns des aériens multibandes et multi-éléments qui nous semblent le mieux répondre à la demande de l'amateur moyen, par leur simplicité.*

*Nous noterons, dans les 3 éléments, les HB 33 M et HB 33 SP, en 4 éléments la HB 43 SP et la HB 34 D et enfin les HB 35 C et HB 35 T pour les 5 éléments, tout à fait identiques à la VK2 AOU qui s'inspire des principes identiques dans une autre fabrication. Mais, pour rester dans les aériens relativement légers (moins de 20 kg) et d'un encombrement raisonnable (longueur maximum de 5 m), nous nous limiterons à l'étude détaillée de deux modèles : la HB 33 SP qui peut être considérée comme le summum de la simplicité, et la HB 34 D qui comporte quatre éléments actifs et présente un gain légèrement supérieur qui en fait la plus performante de toute cette série.*

### L'antenne HB 33 SP

C'est donc une trois éléments prévue pour un fonctionnement à large bande sur 10, 15 et 20 mètres. Elle comporte, ainsi que nous l'avons dit plus haut, deux éléments que nous appellerons « alimentés » : le radiateur R a et le réflecteur Ref, à quoi il faut ajouter un brin parasite-avant, le directeur Dir.

L'ensemble résonne sur les trois bandes considérées au moyen de trappes accordées à fort coefficient de surtension, ce qui se traduit par une bonne efficacité, une puissance admissible élevée et un taux d'ondes stationnaires satisfaisant, sinon sur l'ensemble des trois bandes, du moins sur la plus grande partie.

Pour revenir sur le système d'alimentation, qui est parfaitement origi-

nal, disons simplement que dans une antenne Yagi conventionnelle, le couplage entre le dipôle rayonnant et le réflecteur est électromagnétique. Pour entrer en oscillation, le réflecteur doit être plus long que le dipôle. La composante est alors inductive et le gain vers l'avant est plus grand et freiné vers l'arrière. Si le brin parasite est plus court, c'est l'inverse qui se produit, à savoir qu'il agit comme directeur et contribue également à accroître le gain avant. Mais dans les deux cas, on a remarqué que cet effet directif est faible, même en combinant les deux effets dans une antenne à trois éléments. Dans l'antenne T.E.T., comme dans plusieurs autres systèmes de même paternité, les deux éléments arrière sont couplés par une ligne croisée et l'alimentation est réunie au centre du dipôle à travers un symétriseur.

La construction est simplifiée par le fait que tout le matériel est fourni, percé, prêt à l'emploi, et qu'aucun matériel spécial, autre qu'un tournevis, un mètre, un feutre marqueur, n'est nécessaire.

La potence centrale ou boom consiste en deux sections de tube de 2 m de long, assemblées par un manchon et solidement boulonnées (fig. 1).

Il faut alors repérer les différents éléments, mais là encore tout est d'une grande simplicité car chaque brin est identifié D<sub>1</sub>, Ra ou Ref. On procède alors à l'assemblage de chacune des sections en respectant les dimensions de la figure 2, qui représente l'antenne terminée et sur laquelle on trouvera toutes les valeurs critiques à observer.

L'élément directeur ( $D_1$ ) est isolé de la masse par des blocs isolants reposant sur une réglette d'aluminium de 200 mm qui est elle-même munie de colliers en U pour sa fixation au boom (fig. 3).

Les dimensions à respecter pour chaque moitié du directeur sont :  
 $M = 1\ 950\text{ mm}$ ,  $S = 475\text{ mm}$ ,  
 $T = 680\text{ mm}$ ,  $A = 520\text{ mm}$ .

Ce qui conduit à une longueur de l'élément, prêt à la mise en place, de 7 250 mm hors tout.

Les deux autres éléments demandent un support mécanique plus robuste, car ils sont coupés par le milieu. C'est pourquoi on utilise une réglette de 800 mm et quatre isolateurs par élément (fig. 4). Les deux demi-éléments de chaque brin com-

portent, traversant un capuchon isolant, un tube de 9 mm, de longueur ajustable. Les deux tubes en regard sont réunis par un petit bâton isolant sur lequel aboutissent, comme le montre la figure 5, les deux tubes de 9 mm de la ligne de déphasage qui rejoint Ref et Ra en leur centre. Au milieu de cette ligne, très précisément, on insère un petit bloc de transposition qui permet d'attaquer les deux éléments en opposition de phase. Cette transposition est obtenue par un X formé au moyen de deux lamelles métalliques, croisées de part et d'autre d'une plaquette isolante qui en assure la rigidité mécanique, en même temps qu'elle prévient tout court-circuit éventuel.

Les dimensions à respecter pour ces deux éléments sont :

Radiateur :  $M = 1\ 950\text{ mm}$ ,  
 $S = 675\text{ mm}$ ,  $T = 685\text{ mm}$ ,  
 $A = 610\text{ mm}$ , soit une longueur totale hors tout de 7 640 mm.  
 Réflecteur  $M = 1\ 950\text{ mm}$ ,  
 $S = 950\text{ mm}$ ,  $T = 690\text{ mm}$ ,  
 $A = 650\text{ mm}$ , soit une longueur totale, hors tout de 8 480 mm.

L'alimentation s'effectue au centre du brin central, Ra, à travers un symétriseur en câble coaxial qui est également fourni et prêt à l'emploi. Le reste du travail est indispensable : il convient de fixer solidement tous les éléments sur le boom en veillant particulièrement à ce que tous les tubes soient rigoureusement dans le même plan horizontal. Pour simplifier ce travail, nous avons adopté une disposition pratique et très simple qui consiste à enfoncer dans le sol un tube de 40 mm de diamètre, bien vertical et qui dépasse de deux mètres au maximum. Ce tube servira de mât pour la mise au point mécanique de plain pied de l'ensemble, sans avoir à prendre des positions acrobatiques.

Bien entendu, cette position basse n'est pas valable pour des essais ni pour des mesures, en raison de la proximité et de l'influence du sol. Une bonne hauteur pour une utilisation et une appréciation des qualités de cette antenne nous a semblé un minimum de 10 m environ, l'utilisation d'un pylône télescopique basculant nous ayant permis d'effectuer les mesures, qui recoupent en gros celles du constructeur.

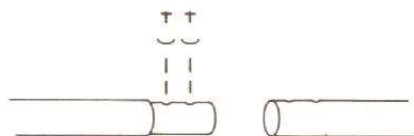


Fig. 1. - Assemblage du boom.

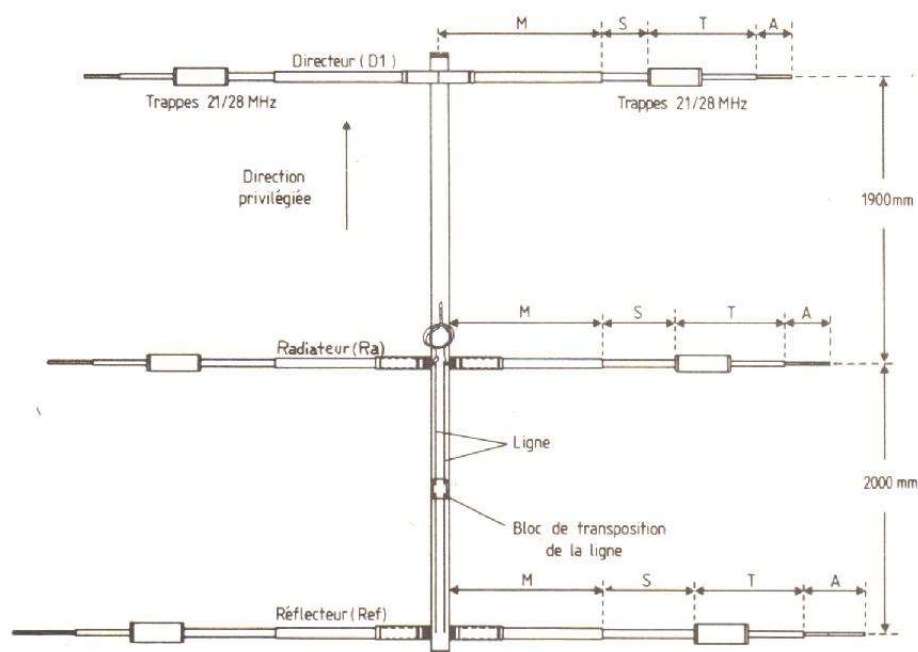


Fig. 2.

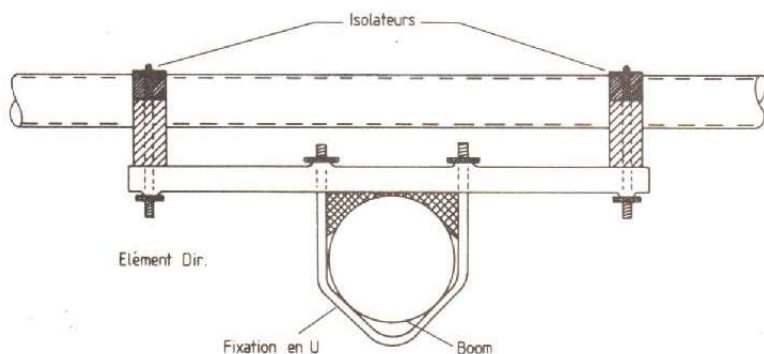


Fig. 3. - Détail d'assemblage de Dir. et de sa fixation au boom.

Le gain est estimé à 8-9 dB sur 14 et 21 MHz et très légèrement supérieur sur 28 MHz pour un rapport d'ondes stationnaires toujours inférieur à 2/1 sur les trois bandes.

### L'antenne HB 34 D

Sa description suit de très près la précédente. Il s'agit d'un aérien à

quatre éléments, et donc deux directeurs, qui se présente comme le montre la figure 6. On y retrouve, comme précédemment, le système Ra-Ref, très semblable, à quelques centimètres près en longueur à celui de la trois éléments. Toutefois, les deux brins directeurs méritent une explication. En ce qui concerne  $D_1$ , il est du type court et ne fonctionne que sur

21 et 28 MHz. En effet, la longueur du boom, étant de 5 m, n'autorise pas un espacement suffisant.  $D_1$  se trouve à 1,50 m en avant du brin rayonnant, c'est-à-dire  $0,1 \lambda$  sur 15 m et  $0,15 \lambda$  sur 10 m, ce qui est parfaitement convenable. Par contre, sur 20 m, cet espacement est beaucoup trop faible si on l'exprime en longueur d'onde ( $0,075 \lambda$ ). En ce qui concerne  $D_2$ , il en va tout autrement puisqu'il se situe à près de 3 m en avant du radiateur (c'est-à-dire  $0,15 \lambda$  sur 20 m toujours) et joue son rôle de directeur unique sur 14 MHz et de second directeur sur 21 et 28 MHz ( $0,1$  et  $0,15 \lambda$  respectivement).

L'assemblage des différents tubes constituant le kit de montage est des plus simples et le montage est très semblable à celui de la trois éléments, avec des dimensions quelque peu différentes que résume le tableau ci-dessous.

Elément	M	S	T	A
$D_2$	1 950	350	700	600
$D_1$	1 950	435	330	
Ra	1 950	675	685	580
Ref	1 950	950	690	630

Les mesures auxquelles nous avons pu procéder avec l'antenne à 12 m au-dessus du sol ont donné des résultats qui se trouvent résumés dans les figures 7, 8 et 9. On remarque sur la bande 14 MHz que le fonctionnement est très bon sur l'ensemble de la bande puisqu'un ROS de 2/1 est encore considéré comme admissible, car il n'entraîne qu'une perte d'énergie ré-

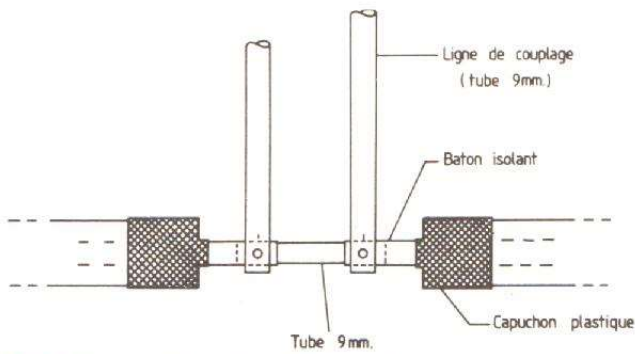


Fig. 4. - Détail d'assemblage des éléments Ra et Ref.

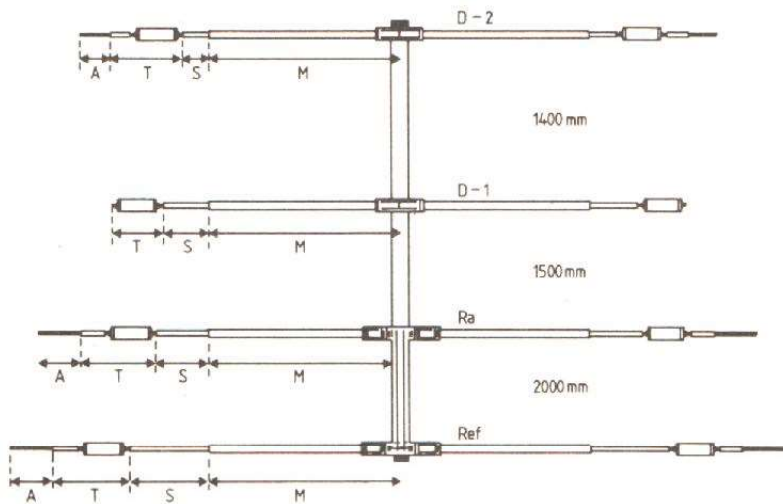


Fig. 5. - Détail de la disposition de la ligne de couplage Ra Ref.

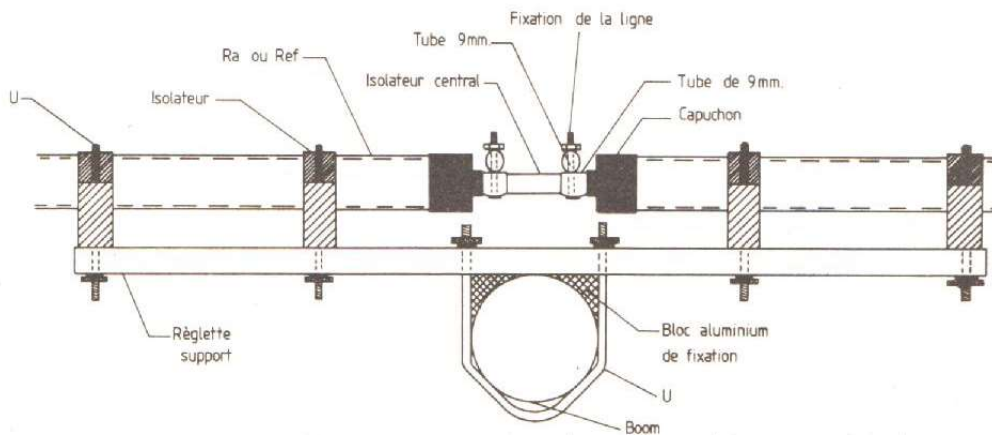


Fig. 6.

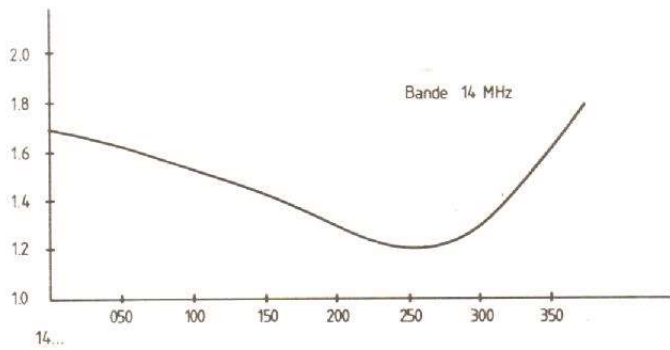


Fig. 7.

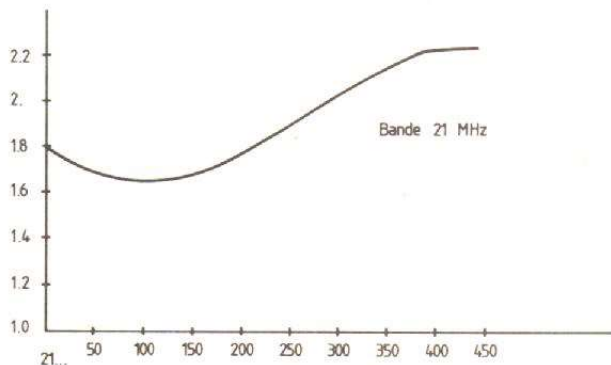


Fig. 8.

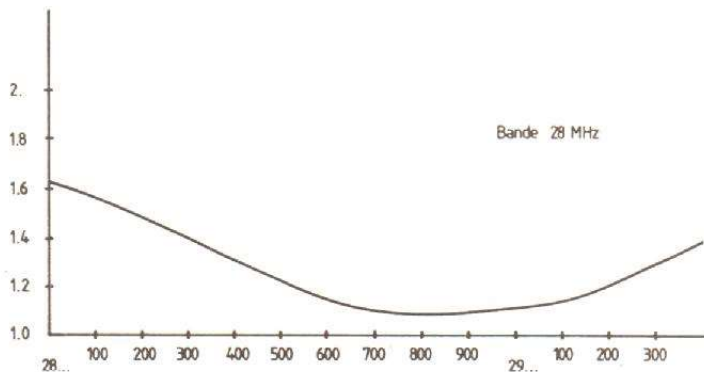


Fig. 9.

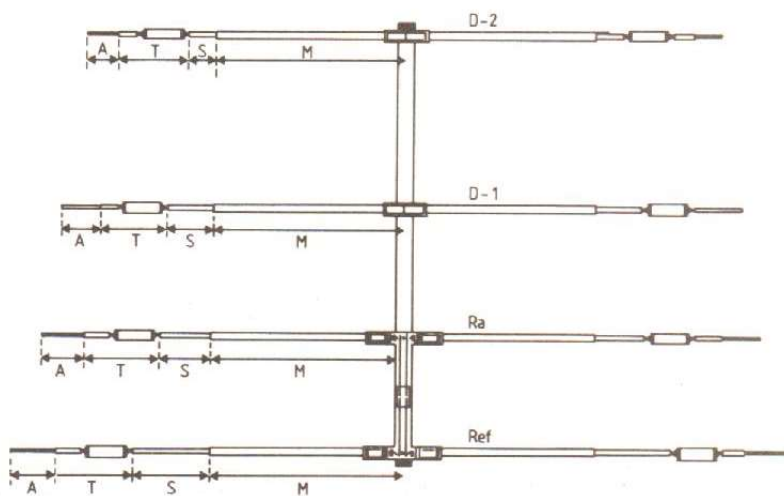


Fig. 10.

fléchi de 10 %, ce qui est pratiquement insensible. Or, si aux extrémités de la bande, on n'atteint pas plus de 1,7/1, l'énergie perdue est déjà négligeable, mais au milieu de la bande, entre 14,150 et 14,300 MHz, on est à 1,5/1 et même moins, c'est-à-dire que l'antenne fonctionne dans des conditions tout à fait satisfaisantes. Sur la bande 21 MHz, les résultats sont franchement moins bons, puisque la barre de 2/1 est dépassée au-dessus de 21,3 MHz. Par contre, sur 28 MHz, les résultats sont convenables en début de bande (entre 28 et 28,2 MHz, ce qui correspond à la portion livrée au trafic en télégraphie), et tout à fait excellents pour la plus grande partie de la bande dévolue au trafic en téléphonie, avec un transfert d'énergie parfait entre 28,5 MHz et 29,2 MHz, comme si l'antenne avait été pensée plus spécialement pour les amateurs américains qui trafiquent en phonie dans cette partie de la bande par centaines, lorsque la propagation est au beau fixe.

Modifications d'une antenne HB 43 SP. Cet aérien est un système tribandes également, qui s'apparente à la précédente par le nombre d'éléments, et à la HB 33 SP, mais avec un directeur supplémentaire, les quatre éléments fonctionnant sur les trois bandes, ce qui conduit à un gain sensiblement uniforme de l'ordre de 10 dB.

Ce modèle est justiciable de modifications très simples pour obtenir un léger gain avant et surtout une grande amélioration du rapport avant-arrière.

La transformation, préconisée par TET USA (1309 Simson Way, Escandido CA 92025), doit être conduite comme suit :

— Retirer toutes les trappes de l'antenne qui sont repérées par REF, RA, D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub>, sans risque de méprise. L'une après l'autre, faire glisser, dans chaque trappe, le capuchon de plastique noir et le cylindre métallique protecteur, de manière à atteindre la partie bobinée dont on comptera le nombre de tours avec beaucoup de soin avant de le réduire conformément au tableau ci-contre. Pour ce faire, on commence par libérer de sa fixation l'extrémité de la bobine et on déroule le nombre de tours nécessaires jusqu'à obtenir les valeurs du tableau. Il ne reste plus qu'à couper

l'excès de fil en faisant en sorte de ménager une boucle terminale pour la fixation du fil et sa nouvelle connexion.

Nombre de tours			Pénétration du tube (mm)
D <sub>2</sub>	A	25	88
D <sub>2</sub>	B	39	132
D <sub>1</sub>	A	25	88
D <sub>1</sub>	B	39	132
RA	A	27	108
RA	B	41	132
REF	A	27	93
REF	B	41	147

– Présenter chaque trappe ainsi modifiée devant une source de lumière. Le matériau translucide permet d'apprécier la pénétration du tube métallique à l'intérieur du mandrin isolant, ce qui permet de faire varier les capacités parasites en parallèle sur les bobines des trappes, qui sont, rappelons-le, des circuits oscillants résonnant soit sur 21, soit sur 28 MHz. La pénétration du tube à l'intérieur de chaque bobine est, de ce fait, critique à  $\pm 2$  mm.

Les trappes ainsi modifiées seront prolongées par des parties tubulaires de dimensions légèrement différentes, puisque la self-inductance des bobines a été diminuée. Les nouvelles dimensions se retrouvent dans le tableau qui suit, avec référence à la figure 10.

	Longueur des éléments modifiés (en mm)			
	M	S	T	A
D <sub>2</sub>	1 950	400	685	400
D <sub>1</sub>	1 950	450	685	420
RA	1 950	675	685	570
REF	1 950	950	670	580

Il y aura lieu de percer à nouveau, une fois la longueur exacte déterminée de manière à restaurer la fixation par la vis autotaraudeuse d'origine.

Lorsque chacun des quatre éléments aura été remis à ses dimensions, il n'y aura plus qu'à remonter l'antenne en prenant la précaution de bien vérifier que les trous d'évacuation d'eau des trappes soient tous bien orientés vers le bas.

Après quoi, on remettra en place le balun aux bornes de l'élément RA et on le maintiendra fixé verticalement par plusieurs tours de ruban adhésif, de manière à le tenir le plus possible éloigné du boom. Ce travail ne demande qu'un peu de temps et de soin mais, ainsi que nous l'ont confirmé plusieurs utilisateurs américains, la firme T.E.T. en garantit les résultats.

### L'antenne HB 9 CV version 28,5 MHz

Puisque nous avons fait ci-dessus référence aux travaux M. Baumgartner (HB 9 CV), nous voudrions donner, en terminant ce survol de quelques aériens qui en découlent, la description de l'antenne très simple initiée par le même auteur, et qui connaît un beau succès en raison de son efficacité obtenue à peu de frais. Elle a été centrée sur 28,5 MHz, ce qui permet de trafiquer indistinctement en télégraphie et en téléphonie entre 28 et 29 MHz.

La potence qui supporte les deux éléments et qui reçoit le mât est un tube d'aluminium de 32 mm de diamètre et 1,27 m de long, aux extrémités duquel, formant un H aux bran-

ches bien parallèles, sont soudés deux tubes de dural de 28 mm de diamètre et 2 m de long, entaillés à chacune de leurs extrémités par un trait de scie longitudinal de 5 cm de long environ. Les brins du H sont prolongés par quatre tubes, également en dural, de 24 mm de diamètre et respectivement 1,50 m et 1,70 m de long, enfoncés et coulissant de telle façon dans la partie sciée que les brins, une fois terminés, mesurent respectivement 4,84 m et 5,26 m. C'est tout pour l'antenne. Reste l'alimentation qui s'effectue au moyen d'un double gamma-match constitué par du fil de cuivre de 25/10 mm sous gaine thermoplastique qui aboutit à 66 cm du centre sur le brin avant et à 71 cm sur le brin arrière. Ce fil est formé à la main de telle manière qu'il coure parallèlement aux éléments rayonnants, puis au boom, à une distance de 6 cm après avoir traversé par un trou de 10 mm le boom en son milieu. L'attaque se fait par un câble de 75  $\Omega$  (ou 50  $\Omega$ ) appliqué par sa gaine au milieu du directeur, et par l'âme au coude le plus proche du gamma-match. Quatre colliers à eau, de diamètre approprié, permettront comme le montre la figure 12 de bloquer en place les éléments coulissants une fois que la longueur fixée a été atteinte.

Si les dimensions sont respectées, la mise au point est nulle et le fonctionnement est garanti, avec un excellent ROS, inférieur à 1,5/1 sur toute la bande 28-29 MHz, et un gain de 7 à 8 dB pour un rapport avant-arrière de 15 dB.

Robert PIAT (F3XY)

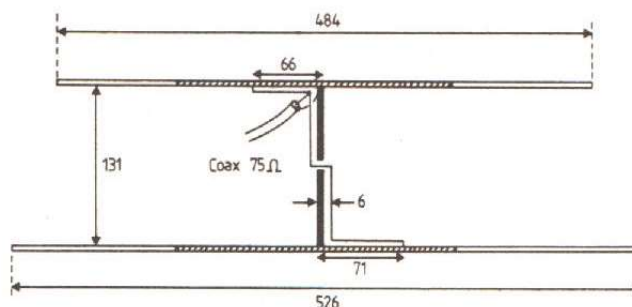
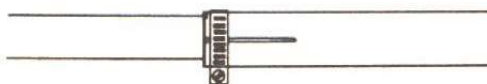


Fig. 11. – L'antenne HB9CV, version 28,5 MHz.

Fig. 12. – Blocage du tube coulissant.





## CINQ AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE INTEGRES ET HIFI

La technologie actuelle en matière d'amplificateurs de puissance à circuit intégré permet de réaliser des amplificateurs assez puissants et aux caractéristiques suffisantes pour être qualifiés de HiFi. Cela suppose, notamment, une puissance supérieure à 10 W et un taux de distorsion harmonique très faible. Nous avons réuni ici cinq circuits intégrés, montés soit en simple « push-pull », soit en pont. Cinq amplificateurs qui ne pourront que vous donner satisfaction sur le plan de la qualité. Nous les avons essayés dans des conditions pratiques d'utilisation. Bien sûr, il ne s'agit là que d'un faible échantillon de ce que l'on peut actuellement trouver sur le marché. Des mois de travail auraient été nécessaires pour les expérimenter tous.

Par ailleurs, nous nous sommes limités à certaines conditions d'utilisation car, là aussi, il nous était impossible de vous donner toutes les combinaisons de tension et d'impédance de charge possibles.

### L'amplificateur de puissance intégré

Il se présente sous divers aspects :

- boîtier type TO 220 à 5 sorties ;
- boîtier dérivé, plus large et à 11 sorties ;
- boîtier à sorties en ligne dérivé d'un boîtier DIL ;
- ou boîtier de puissance avec semelle métallique à plaquer contre le dissipateur.

Vous trouverez tous ces boîtiers

sur nos photographies, ces différentes formes facilitent plus ou moins l'installation : les boîtiers à trou unique s'installent plus facilement qu'un modèle à deux trous, un boîtier plat se plaque simplement contre une surface plane ; le boîtier SIL, dérivé du DIL et adopté par Siemens, demande une conception de radiateur différente, souvent avec découpe.

Si les premiers amplificateurs de puissance utilisaient une structure d'amplificateur spécifique, on

s'oriente aujourd'hui sur des formules plus proches des amplificateurs opérationnels à deux entrées pratiquement identiques. Cela permet aux fabricants de bénéficier de masques communs pour la conception de certains circuits. Ces structures d'amplis opérationnels seront parfois totalement accessibles, avec des réseaux de contre-réaction externes ; souvent, le constructeur prévoit, pour l'une des entrées, un réseau de résistances déjà câblé permettant de réduire le nombre des composants externes, et aussi le nombre de broches nécessaires.

Les circuits intégrés amplificateurs de puissance audio ont été conçus pour travailler dans des conditions difficiles, notamment en ce qui concerne un éventuel court-circuit de sortie. A l'intérieur du circuit, un limiteur de courant capte le courant d'émetteur des transistors de puissance et agit pour éviter le claquage des transistors par excès de courant. Cette première limitation permet de mettre la sortie d'un amplificateur en court-circuit sans dommage pour lui.

En plus de cette limitation, on a

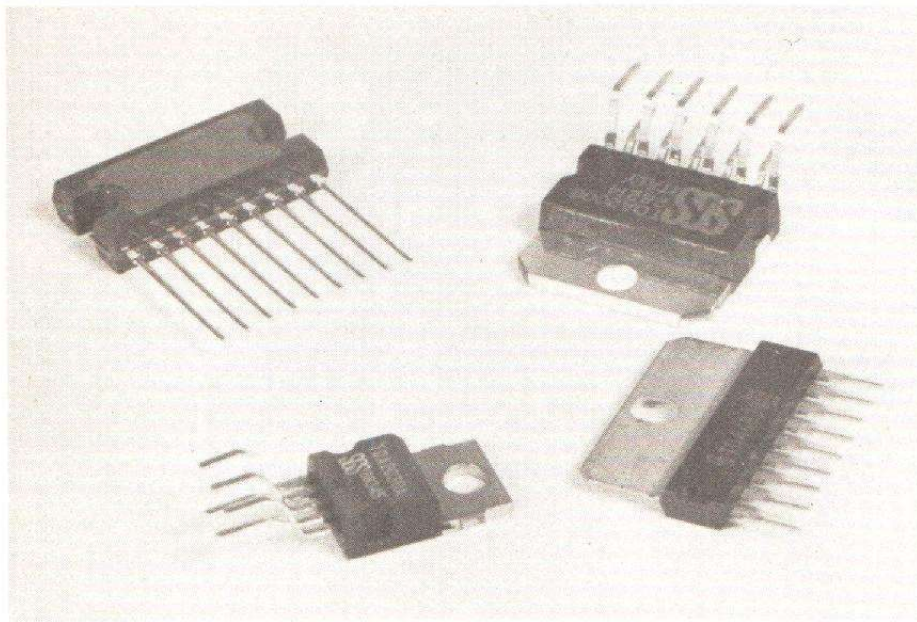


Photo A. - Quatre types de boîtiers de puissance : broches en lignes ou alternées.

introduit des limitations en aire de sécurité. La figure 1 donne la définition de l'aire de sécurité, il s'agit d'une aire définie par l'hyperbole à puissance constante, limitée, côté courant, par le courant maximum admissible par le transistor et, côté tension, par la tension de second claquage du transistor. On est donc conduit à réaliser des systèmes de protection tenant à la fois compte du courant et de la tension. Sous une tension élevée, la limitation de courant interviendra avec celle à tension faible.

Beaucoup de circuits intégrés comportent également un dispositif de sécurité thermique intervenant à haute température (par exemple 145 °C). La prise de température se fait directement sur la puce de silicium et non sur le radiateur. En cas de desserrage du

circuit intégré, l'augmentation de la résistance thermique entraîne un échauffement du circuit, la sécurité thermique interviendra alors.

Suivant la conception des circuits, on disposera d'une sécurité vis-à-vis des courts-circuits alternatif ou continu, par rapport à la masse au pôle négatif (dans le cas d'une alimentation symétrique), ou encore au pôle positif. Le plus souvent, on se contente d'une protection en courant continu vis-à-vis de la masse.

### Les modes de branchement

Les circuits intégrés peuvent être exploités de diverses façons. Les fabricants proposent des amplificateurs

simples ou doubles, nous avons utilisé les doubles amplificateurs de puissance pour obtenir un montage en pont. Le montage en pont consiste à utiliser deux amplificateurs identiques, alimentés en opposition de phase (fig. 2). Au repos, les tensions de sortie de chaque amplificateur sont identiques et pratiquement égales à la moitié de la tension d'alimentation. Comme les deux points de sortie sont au même potentiel, on peut brancher la charge entre les deux, sans qu'il soit nécessaire de placer de condensateur de liaison. Cette structure présente un intérêt certain pour la réponse aux fréquences basses.

Ce mode de branchement permet de sortir une tension relativement élevée ; dans ce système, le haut-parleur n'a aucun point commun avec la masse du circuit d'amplification, nous avons là deux sorties flottantes.

La tension de sortie est pratiquement double de celle en usage normal et, pour respecter le courant maximal de sortie des amplificateurs, on doit alors adopter une impédance de charge double de celle normalement admise par l'amplificateur.

Pour les amplificateurs simples, deux modes d'alimentation peuvent être envisagés : l'alimentation symétrique ou asymétrique.

Les figures 3 et 4 donnent les structures des alimentations et du circuit d'amplification ; dans le cas d'une alimentation symétrique, il n'est pas nécessaire d'installer, en sortie, de condensateur de liaison. Ce circuit

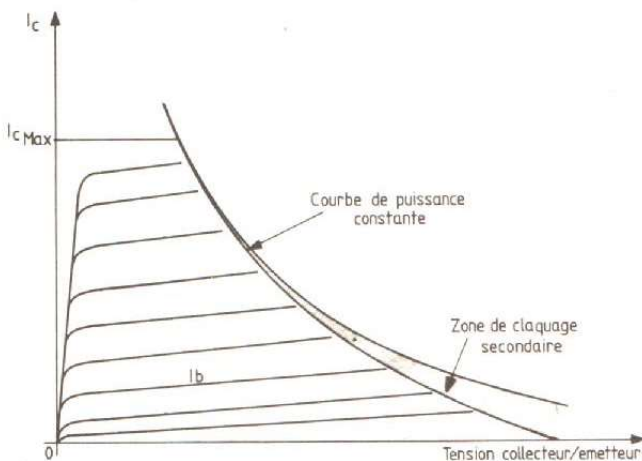


Fig. 1. - Caractéristique de sortie d'un transistor avec sa courbe à puissance constante et sa zone de claquage secondaire. Un dispositif de sécurité interdira tout franchissement en dehors de l'aire dite « de sécurité » ainsi définie.

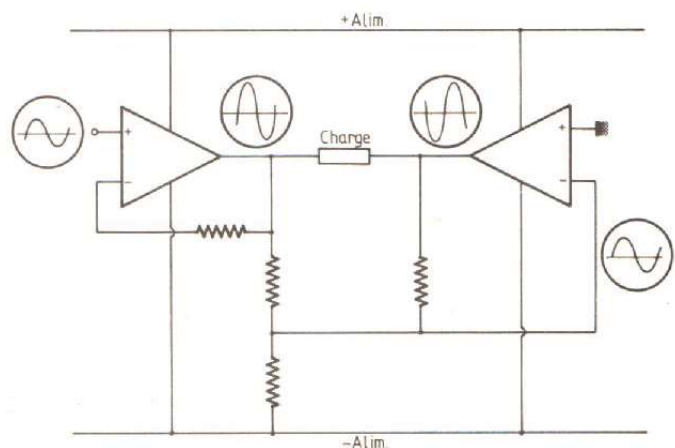


Fig. 2. - Structure en pont, l'alimentation sera asymétrique ou non.

ne comporte donc que deux gros condensateurs : ceux de filtrage de la tension d'alimentation.

Cette configuration a un inconvénient, en effet, les circuits intégrés de puissance disposent d'une ailette dont le potentiel est le plus négatif du circuit. L'alimentation symétrique place la masse à mi-tension de l'alimentation, l'ailette du circuit intégré sera donc à un potentiel négatif par rapport à la masse. Dans de nombreux cas, on sera donc appelé à isoler électriquement le boîtier du circuit intégré du châssis métallique sur lequel le radiateur sera fixé. On aura donc besoin d'intercaler une plaquette isolante qui augmentera la résistance thermique entre le circuit intégré et le châssis.

Dans le cas de l'alimentation asymétrique (un pôle positif et une masse), nous avons besoin d'un condensateur de liaison entre la sortie du circuit intégré et la charge, cette dernière étant reliée à la masse. Le condensateur laissera passer uniquement la composante alternative. Le point de sortie de l'amplificateur est à un potentiel milieu de celui d'alimentation, on aura besoin d'un condensateur dont la tension de service ne sera pas trop élevée. La valeur du conden-

sateur influera sur la courbe de réponse en fréquence ; si on désire couper l'extrême grave, on utilisera un condensateur de faible valeur (cette valeur dépend aussi de l'impédance de la charge). La présence d'un condensateur a l'avantage sur les deux solutions précédentes d'assurer la sécurité du haut-parleur en cas de détérioration d'un circuit intégré. Une fois le condensateur chargé, ce qui aura peut être donné naissance à une impulsion dans le haut-parleur, aucun courant continu ne passera.

Ce montage demande également deux condensateurs, un pour la liaison et un pour le filtrage. En stéréo, on a donc besoin de trois condensateurs, contre deux dans le cas d'une alimentation asymétrique. Ici, le redressement peut être plus simple : soit un pont redresseur et un condensateur, le tout placé derrière un enroulement sans point milieu, ou un enroulement à point milieu avec une paire de diodes.

Le montage asymétrique présente un inconvénient : au moment de la mise sous tension, on doit charger le condensateur de liaison, ce qui se fait au travers de l'enceinte qui ne manque pas de protester par un violent et sonore mouvement de membrane. Un

dispositif de temporisation à relais peut éviter un problème de surcharge (et aussi esthétique !).

### Alimentation

L'alimentation des circuits intégrés n'est pas aussi simple qu'elle paraît ; en effet, les circuits intégrés ne supportent que très mal les surcharges. A côté de cet aspect, nous avons celui de l'alimentation. Pour tirer le maximum de puissance d'un circuit intégré, il faut lui envoyer une tension d'alimentation relativement élevée par rapport à sa limite maximale.

Nous avons donc une alimentation qui, en charge, va nous délivrer la tension nécessaire, sans trop d'ondulation.

Dès que le signal d'entrée aura disparu, le montage consommera une énergie très réduite ; résultat : la tension d'alimentation, que vous n'avez pas régulée, pour des raisons d'économie, va monter. Ajoutez par dessus une marge de sécurité de 20 % pour que l'amplificateur ne claque pas en cas de surtension secteur, et vous vous rendez compte qu'en charge, l'amplificateur n'a plus droit qu'à une tension relativement faible.

On peut également faire intervenir

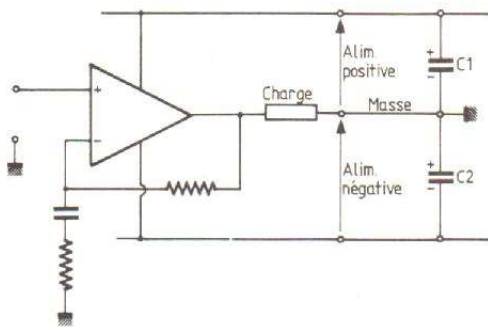


Fig. 3. — Amplificateur à alimentation symétrique.

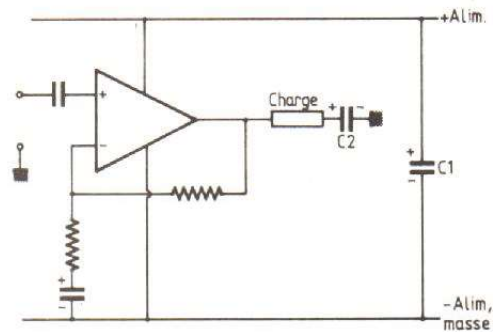


Fig. 4. — Structure de l'amplificateur à alimentation asymétrique.

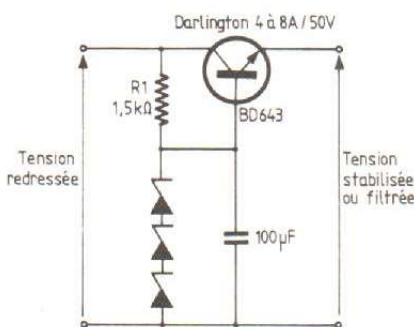


Fig. 5. — Schéma d'une alimentation filtrée limitant la tension à vide servant à l'alimentation du circuit intégré (peut aussi être conçu en version PNP).

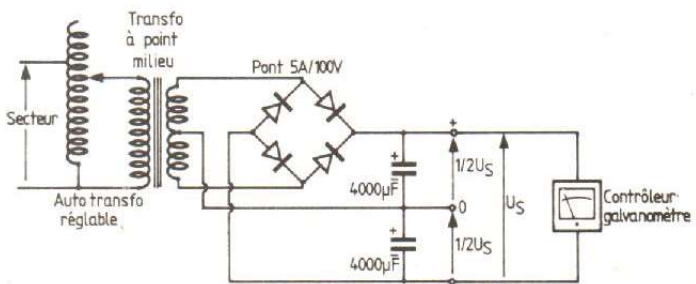


Fig. 6. — Alimentation utilisée pour les tests.



la notion de puissance de pointe, puissance que l'amplificateur saura délivrer pendant un court instant, avant que les condensateurs ne soient trop déchargés. Les amplificateurs intégrés ne sont en fait pas des monstres de puissance, par conséquent, on pourra les alimenter à partir d'alimentations stabilisées. Nous avons eu l'occasion de décrire dans les colonnes de la revue (HP n° 1697, page 112) un montage à double emploi, il sert à limiter la tension d'alimentation dans le circuit intégré lorsque ce dernier ne demande pas de puissance et, en présence d'une demande de puissance, il assurera un filtrage électronique de l'alimentation. L'avantage de ce montage, figure 5, est que, lorsque la demande en courant est importante, il se sature et ne dissipe que peu d'énergie ; par contre, à vide, sa tension de chute augmente mais, comme le courant est faible, la puissance dissipée l'est également.

Bien entendu, toutes sortes d'alimentations peuvent être utilisées : régulation par thyristor ou même à découpage...

Ces considérations générales et utiles étant terminées, nous allons passer aux exercices, aux applications. Bien entendu, elles sont dérivées des schémas des constructeurs : difficile de faire autrement ; nous avons, dans certains cas, apporté certaines modifications, de détail certes, mais qui améliorent le fonctionnement. Nous ne prétendons pas être arrivés à la perfection, loin de là ; des améliorations peuvent certainement être encore apportées, notamment, dans le domaine de la réponse aux signaux carrés où des suroscillations se présentent souvent. Elles sont à très hautes fréquences (plusieurs dizaines de kHz) et ne gênent ni le comportement des enceintes ni celui de l'amplificateur.

Notre alimentation d'essais est représentée sur la figure 6. Nous avons utilisé un transformateur de forte puissance placé derrière un autotransformateur, ce qui nous permet de régler la tension de sortie en fonction des caractéristiques du circuit intégré. La sortie se fait sur pont et nous utilisons soit le point milieu et les sorties positives et négatives, soit les pôles moins et plus, sans faire appel cette

fois au point milieu. Les condensateurs ont une valeur non normalisée (4 000  $\mu$ F), ces condensateurs venant d'un « fond de tiroir » ; dans un cas, nous aurons 4 000  $\mu$ F, par alimentation pour le filtrage, dans l'autre 2 000 ; l'ondulation sera la même dans les deux cas, si nous comparons les ondulations mesurées entre pôle positif et pôle négatif.

La mesure de la tension d'alimentation se fait par un galvanomètre à cadre prenant la valeur moyenne de la tension d'alimentation (magnétoélectrique). Cette valeur moyenne nous conduit à une tension d'alimentation réelle inférieure à celle que le constructeur annonce ; en effet, nous considérerons avoir atteint la puissance maximale lorsque la tension de sortie commencera à être déformée par la baisse de la tension d'alimentation (due à la décharge des condensateurs). On ne devra donc pas s'étonner de découvrir des puissances inférieures à celles annoncées : nous avons précisé que nous nous plaçons dans des conditions pratiques, cela signifie aussi économiques, avec une alimentation peu compliquée.

## RTC/Philips TDA 1520 A

Le circuit intégré TDA 1520 A est issu du TDA 1512 que nous avons déjà utilisé (et que l'on peut se procurer notamment chez Omni tech, distributeur RTC). Ces circuits bénéficient de très bonnes performances ; puissants, ils ont une vitesse de balayage élevée éliminant tout problème de taux d'intermodulation transitoire.

Ces amplificateurs bénéficient d'une limitation de courant interne, d'une protection en aire de sécurité et aussi d'une protection thermique. Le concepteur a prévu pour eux une alimentation symétrique ou asymétrique grâce à une conception du type amplificateur opérationnel.

La version TDA 1520 A bénéficie d'une tension maximale de 50 V permettant de le faire travailler sans alimentation régulée, la version TDA 1520 étant spécifiée avec une tension maximale de 44 V.

Le TDA 1520 A se présente en boîtier SIL de puissance, boîtier plat se fixant contre un radiateur avec, dans le cas d'une alimentation symétrique, un isolant évitant au radiateur

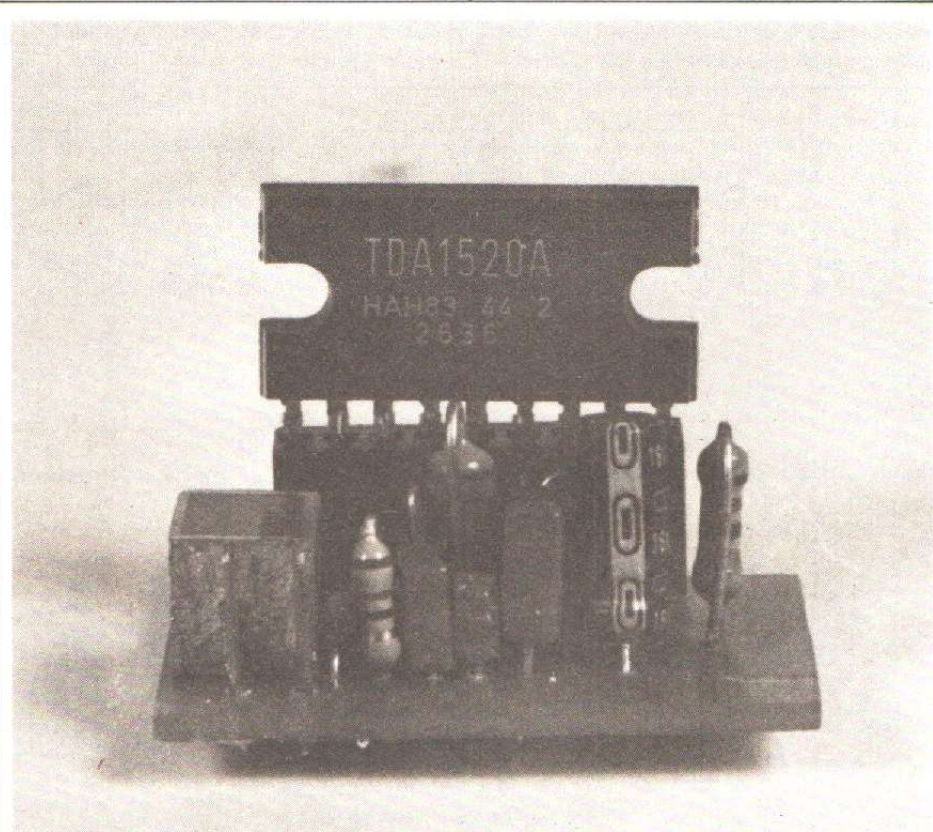


Photo B. — Amplificateur à circuit intégré TDA 1520 A.

de se trouver au potentiel négatif de l'alimentation. Ce type d'isolant n'est pas très courant, on utilisera par exemple deux isolants pour boîtier TO 220, recoupés afin qu'ils se mettent bout à bout, sans se chevaucher.

La face à plaquer contre le radiateur se distingue par la masse métallique apparente.

La figure 7 donne le schéma d'application avec alimentation asymétrique. Comme on peut le constater, nous avons, en sortie, un condensateur de forte valeur qui permet de séparer les composantes continue et alternative. Au moment de la mise sous tension, le condensateur se charge au travers du haut-parleur, provoquant ainsi un déplacement de sa membrane, la relativement faible énergie ne nuit pas, en principe, à l'intégrité du transducteur.

L'habituel réseau de Boucherot se retrouve en sortie d'amplificateur, il se compose d'une résistance de 2,7 Ω et d'un condensateur de 0,1 μF.

Dans ce montage, la polarisation de l'entrée non inverseuse est confiée à un réseau diviseur, placé à l'intérieur du circuit intégré.

Un condensateur découple le circuit de polarisation et évite la transmission, à l'entrée, de la composante alternative superposée à la tension d'alimentation.

Sur l'entrée négative, nous avons un réseau de contre-réaction avec contre-réaction totale pour la composante continue.

Les résistances de contre-réaction R<sub>2</sub> et R<sub>3</sub> déterminent le gain de l'amplificateur.

Sur la broche 3, un réseau RC assure la compensation en fréquence.

La figure 8 donne le schéma du circuit imprimé réalisé pour cette version à alimentation asymétrique. Le condensateur de liaison ne figure pas sur cette implantation, il prend trop de place...

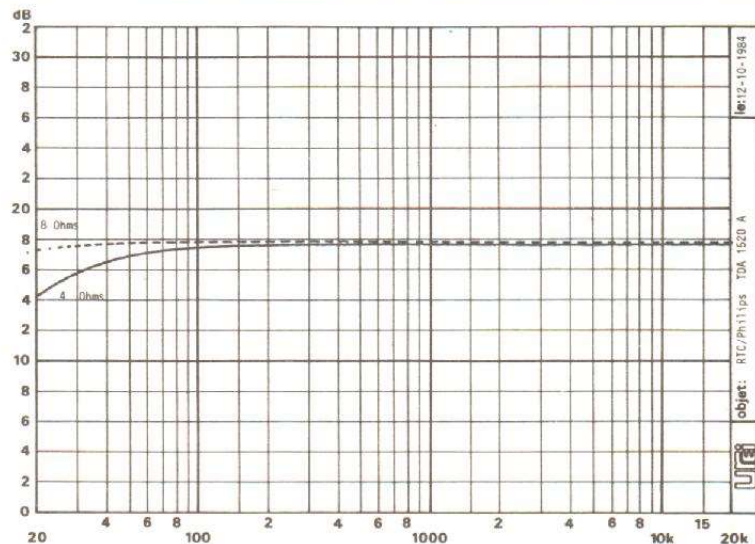
La figure 9 donne la position et la polarité des composants sur le circuit imprimé.

Nous avons noté, sur la figure 7, la valeur des tensions relevées sur diverses broches du circuit intégré.

La figure 10 donne une autre version de l'amplificateur, cette fois à alimentation symétrique. Le circuit intégré TDA 1520 A présente une ano-

malie interne, il faut en effet mettre la broche de polarisation d'entrée, qui pourtant n'est en principe reliée à rien, à la masse, pour éliminer une composante alternative issue des onduations de l'alimentation. Si vous utilisez des lignes d'alimentation rela-

tivement longues, vous devrez utiliser des condensateurs de découplage, d'assez forte valeur, placés le plus près possible des bornes d'alimentation du circuit intégré ; avec eux, nous avons pu constater une réduction du taux de distorsion.



Courbe A. - Courbe de réponse en fréquence du TDA 1520 A sur 8 Ω et 4 Ω.

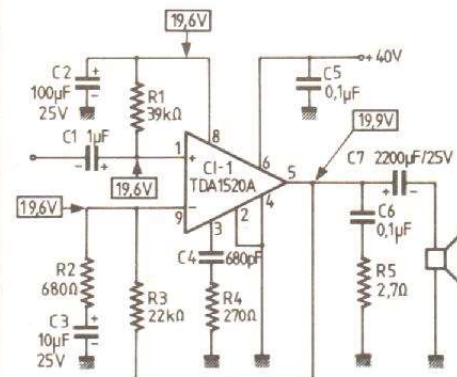


Fig. 7. - Circuit d'application du TDA 1520 A.

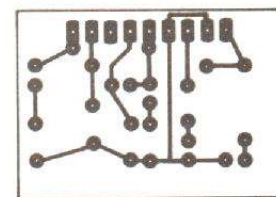


Fig. 8. - Circuit imprimé du TDA 1520 A.

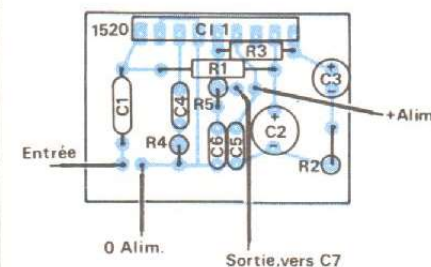


Fig. 9. - Implantation des composants du circuit intégré TDA 1520 A.

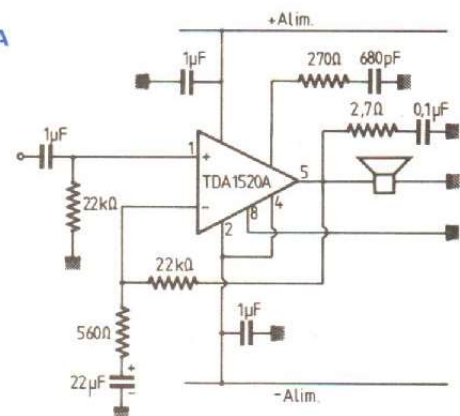


Fig. 10. - Circuit d'application du TDA 1520 A expérimenté (avec succès) avec l'alimentation symétrique.

**TABLEAU 1**  
**Circuit intégré TDA 1520 A**

Tension d'alimentation	$\pm 18V$	$\pm 20V$
Charge	4 $\Omega$	8 $\Omega$
Puissance de sortie avant écrêtage	16,8 W	13,8 W
Sensibilité	280 mV	300 mV
Consommation en charge	867 mA	604 mA
Consommation à vide	41 mA	42 mA
Taux de distorsion harmonique à 1 kHz	0,04 %	0,08 %
Rapport S/B	93 dB	95 dB
Rapport S/B pondéré	103 dB	105 dB
Temps de montée	+ 1,4, - 1 $\mu s$	
Vitesse de balayage en tension	+ 17,5, - 25 V/ $\mu s$	

version à basse tension, très intéressant pour réaliser de petits amplificateurs, pour casque par exemple (nous en avons utilisé un dans notre mini-chaîne), ou attaquer de petites enceintes acoustiques. Le 4925 se destinait à des applications du style mini-chaîne ou téléviseurs stéréo.

La version 4930, la dernière sortie, présente, dans un boîtier unique, deux amplificateurs push-pull en classe B (en fait AB) utilisables en stéréo de faible puissance (10 W à 10 % de distorsion) ou haute puissance, 20 W, grâce à une configuration en pont. Le constructeur a prévu ce cas d'utilisation et installé, à bord, les réseaux de

Notez que le circuit à alimentation symétrique donne un signal transitoire à la mise sous tension, il est moins important toutefois que celui de l'amplificateur à alimentation symétrique.

**Performances**

Elles ont été mesurées sur le schéma de la figure 7. Le tableau les résume.

Nous avons une puissance de sortie importante, un taux de distorsion harmonique réduit, une sensibilité tout à fait normale, et un excellent rapport signal sur bruit, ce qui n'empêchera pas toutefois d'entendre un léger souffle en collant l'oreille contre le haut-parleur...

Notons également des temps de montée et de descente très brefs ainsi qu'une vitesse de balayage particulièrement élevée.

La courbe de réponse en fréquence est donnée graphiquement, on note une différence de réponse en fréquence suivant l'impédance de la charge.

Nous avons mesuré une impédance d'entrée de 35 800  $\Omega$  tandis que celle de sortie n'est que de 0,05  $\Omega$ , valeur faible, compte tenu de la présence d'un condensateur chimique de liaison.

**Siemens**  
**TDA 4930**

L'amplificateur TDA 4930 est une évolution des TDA 4920 et 25. Le 4920, que nous avons eu l'occasion d'évoquer dans nos colonnes, est une

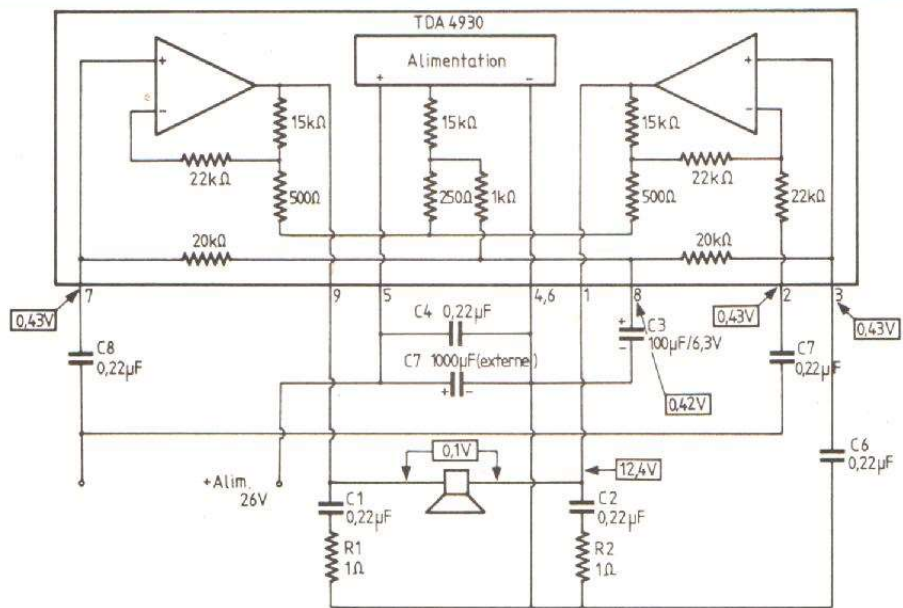


Fig. 11. - Schéma de l'amplificateur en pont basé sur le TDA 4930.

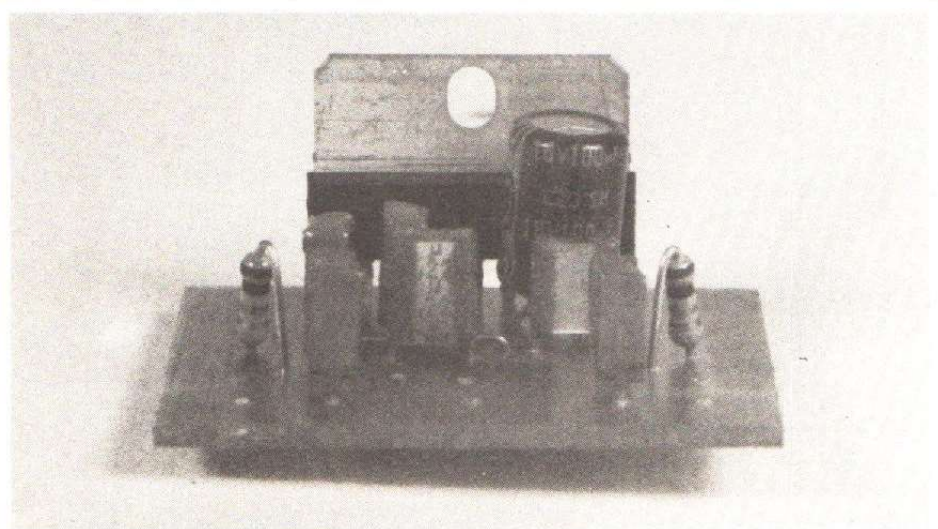


Photo C. - Amplificateur à circuit intégré TDA 4930.

résistances nécessaires. La tension maximale d'utilisation de cet amplificateur : 26 V, s'accompagne d'un courant maximal de 2,5 A en crête. L'amplificateur travaille à partir de 8 V et s'accommodera d'une charge, suivant la tension d'alimentation, de 1 à 16 Ω. La conception de ces amplificateurs est celle d'amplificateurs différentiels avec contre-réaction interne limitant leur gain. Ils disposent d'une compensation de fréquence interne leur conférant un produit gain/bande de 4,5 MHz.

Chaque amplificateur dispose d'un circuit de protection indépendant, assurant la sécurité vis-à-vis des courts-circuits en continu comme en alternatif.

De plus, pour le fonctionnement en pont, un circuit évite une surcharge du haut-parleur, en courant continu, lors du fonctionnement en pont. Enfin, une sécurité thermique coupe l'alimentation des étages de puissance lorsque la température de la puce devient trop importante.

Pas question de faire de la haute-fidélité sans montage en pont, nous avons donc expérimenté cette seule version, à « forte » puissance.

Le circuit intégré est présenté en boîtier SIP 9, boîtier à ailette plate, pas toujours pratique à refroidir, notamment à partir des radiateurs disponibles sur le marché.

Le schéma d'application est donné figure 11.

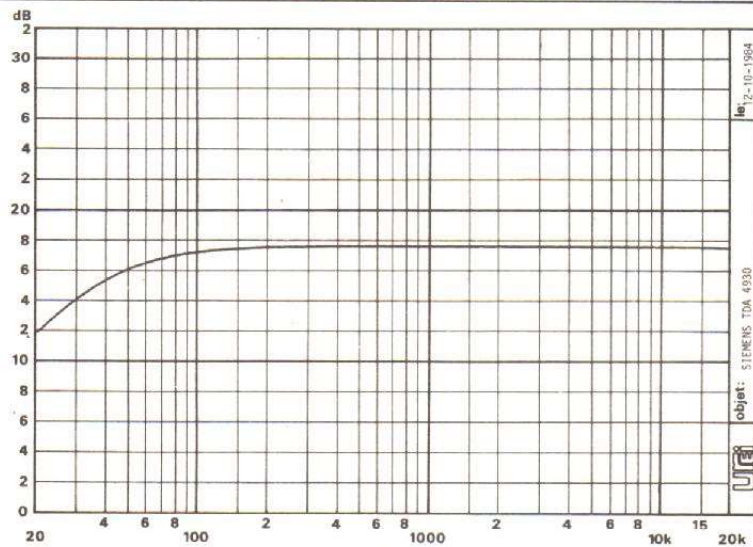
On constatera que le nombre de composants externes est particulièrement réduit. L'attaque en pont se fait par l'intermédiaire de l'entrée inverseuse de l'amplificateur de droite. On constatera d'ailleurs que celui de gau-

che n'a pas eu droit à cette entrée inverseuse. Un réseau de polarisation interne permet le fonctionnement des amplificateurs avec point de sortie au potentiel moitié de celui de l'alimenta-

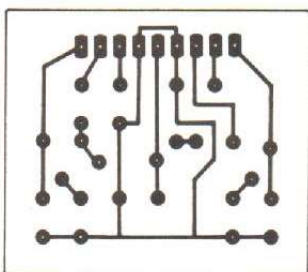
tion. Les entrées positives bénéficient d'un condensateur de filtrage pour leur pont d'alimentation. On notera qu'à part les résistances de 1 Ω, aucune résistance externe n'est néces-

**TABLEAU 2**  
Circuit intégré TDA 4930

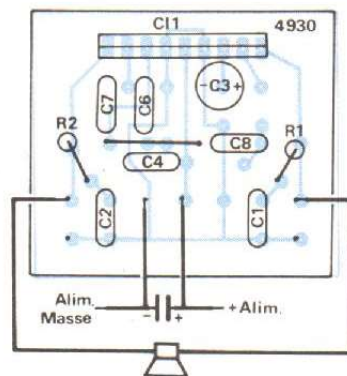
Tension d'alimentation	19 V	26 V
Charge	8 Ω	16 Ω
Puissance de sortie avant écrêtage	13,8 W	15,4 W
Sensibilité	140 mV	230 mV
Consommation en charge	970 mA	750 mA
Consommation à vide	30 mA	30 mA
Taux de distorsion harmonique à 1 kHz	0,18 %	0,08 %
Rapport S/B	82 dB	86 dB
Rapport S/B pondéré	90 dB	92 dB
Temps de montée	+ 2,4 μs, - 2,2 μs	+ 2,4 μs, - 2,2 μs
Vitesse de balayage en tension	+ 10 V/μs - 14 V/μs	+ 10, - 14 V/μs



**Courbe B.** — Courbe de réponse en fréquence du circuit intégré TDA 4930. L'augmentation de la valeur des condensateurs entraînera une augmentation de la bande passante aux fréquences basses.



**Fig. 12.** — Circuit imprimé pour le TDA 4930.



**Fig. 13.** — Implantation des composants du TDA 4930.

saire et que les condensateurs de faible valeur peuvent être à diélectrique plastique. Un seul condensateur chimique est nécessaire, il s'agit de celui de filtrage de l'alimentation, ce condensateur est indispensable à la stabilité de fonctionnement de l'amplificateur.

Le schéma d'application donne, comme on le constate, la configuration interne des résistances de polarisation et de contre-réaction.

La figure 12 donne le circuit imprimé de petite taille, que nous avons dessiné pour ce montage, le conden-

sateur de 1 000  $\mu\text{F}$  n'a pas été installé ici, on pourra éventuellement adapter la configuration du circuit imprimé à la taille de ce composant.

Compte-tenu de la faible puissance de sortie du circuit intégré, les résistances de 1  $\Omega$  pourront être des modèles quart de watt.

**Performances**

Les performances de cet amplificateur sont résumées dans un tableau, nous avons effectué des essais pour deux tensions d'alimentation et avec deux impédances de charge. Le montage en pont permet de disposer en sortie d'une puissance relativement importante, en partant d'une tension d'alimentation assez basse.

La puissance de sortie, avant apparition d'écrêtage, se situe à un niveau assez important permettant des performances HiFi.

Le taux de distorsion harmonique reste inférieur au seuil imposé par les normes, nous précisons qu'avec une alimentation plus élaborée, avec régulateur, le taux de distorsion sera inférieur à celui mesuré ici (environ la moitié).

On notera un rapport signal/bruit correct et un temps de montée particulièrement bref, différent suivant qu'il s'agit du front positif ou du front négatif.

A ce temps de montée, nous avons associé la vitesse de balayage en tension, elle aussi élevée et qui rassurera les fanatiques de la distorsion d'intermodulation transitoire.

Nous avons mesuré une impédance d'entrée de 11 300  $\Omega$ , une impédance de sortie de 0,07  $\Omega$  et, ce qui est intéressant, constaté l'absence de transitoires aussi bien à la mise sous tension qu'à la coupure de l'amplificateur.

**SGS TDA 2009**

Comme le circuit précédent, il s'agit d'un double amplificateur de puissance. Le courant de sortie de crête répétitif est de 3,5 A. Le circuit est alimenté par une tension allant de 8 à 28 V. Il est prévu pour sortir une puissance de deux fois 10 W avec un

taux de distorsion de moins de 0,5 % et dispose d'une protection thermique intervenant à une température de puce de 145 °C. Le schéma interne, donné par le constructeur, ne mentionne pas d'autre protection que celle en température : pas de résistance d'émetteur, par exemple, pour la détection du courant de crête. Un circuit « économique », prévu pour des appareils de petite taille grâce au nombre restreint de composants externes.

Ce montage a été expérimenté en pont, la figure 14 donne le schéma de principe ; nous avons utilisé ici une alimentation asymétrique, la seule

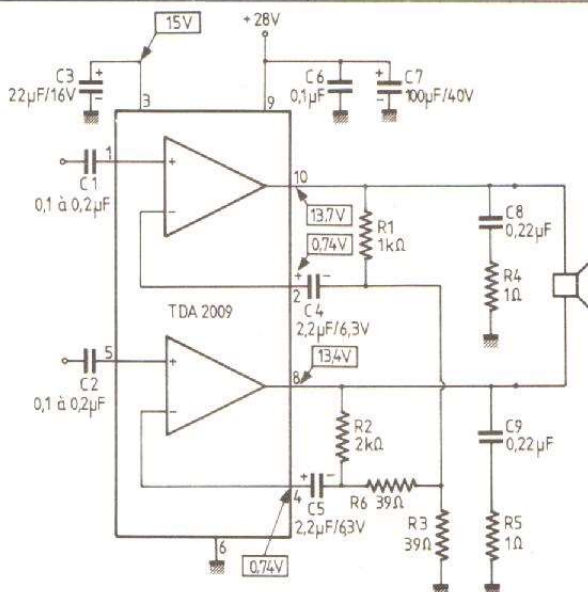


Fig. 14. — Schéma de l'amplificateur TDA 2009 monté en pont avec l'alimentation asymétrique.



Photo D. — Amplificateur à circuit intégré TDA 2009.

permise pour cet amplificateur. Nous avons modifié la valeur des composants par rapport à celles proposées par le constructeur, compte tenu des impédances internes du circuit.

On notera l'absence de condensateur de liaison pour le haut-parleur, cas de tous les amplificateurs en pont. Ce montage présente, à la mise sous tension, un transitoire aussi désagréable pour l'oreille que pour le haut-parleur, on pourra donc associer ce montage à un système à relais, pour éviter au haut-parleur de trop souffrir de cette épreuve.

La figure 15 donne le plan du circuit imprimé, il s'agit du schéma proposé par le constructeur. Nous nous sommes donc contentés de le reprendre et de l'exécuter en gravure méca-

nique, à l'anglaise. La figure 16 donne l'implantation des composants.

**Performances**

Notre tableau de mesure rassemble quatre conditions d'utilisation, la ten-

sion indiquée ici est celle mesurée aux bornes du circuit intégré.

On constatera ici la puissance élevée (18 W), obtenue par ce circuit intégré utilisé de la sorte. Nous noterons également le faible taux de dis-

torsion harmonique, toujours inférieur à 0,1 %. On notera également un très bon rapport S/B ainsi qu'un temps de montée rapide et symétrique, et une vitesse de balayage excellente.

L'impédance interne est de l'ordre de 0,04 Ω. L'impédance d'entrée est de 247 000 Ω, une valeur particulièrement élevée.

Des améliorations concernant les transitoires peuvent vraisemblablement être apportées par une adaptation des valeurs des condensateurs installés sur l'entrée et sur la boucle de contre-réaction. Une telle adaptation permettrait de réduire la durée du signal transitoire pour le rendre totalement inoffensif.

**TABLEAU 3**  
**Circuit intégré TDA 2009 en pont**

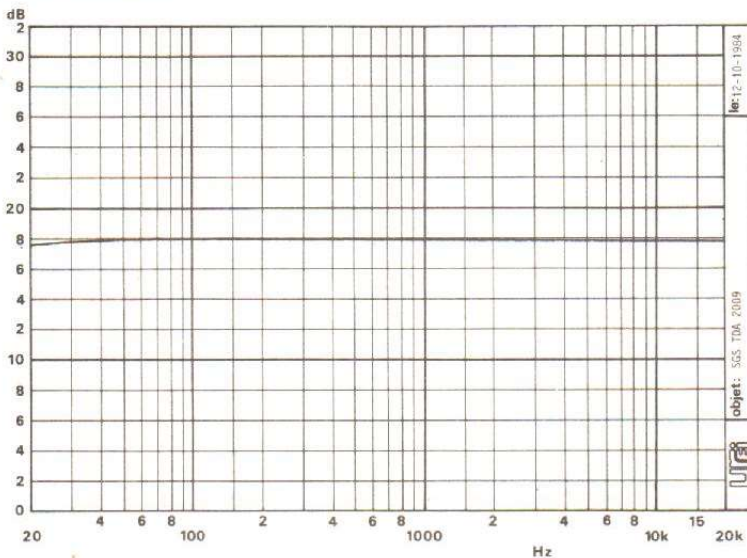
Tension d'alimentation	12 V	18 V	28 V	28 V
Charge	4 Ω	4 Ω	8 Ω	16 Ω
Puissance de sortie avant écrêtage	4,4 W	10,2 W	18 W	13 W
Sensibilité	45 mV	70 mV	130 mV	150 mV
Consommation en charge	911 mA	1 400 mA	1 400 mA	814 mA
Consommation à vide	70 mA	70 mA	70 mA	70 mA
Taux de distorsion harmonique à 1 kHz	0,08 %	0,07 %	0,04 %	0,03 %
Rapport S/B	85 dB	89 dB	95 dB	96 dB
Rapport S/B pondéré	91 dB	95 dB	101 dB	102 dB
Temps de montée	± 2,8 μs			
Vitesse de balayage en tension	10 V/μs			

**SGS TDA 2030 A**

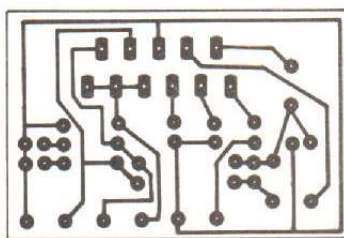
Le circuit intégré TDA 2030 est certainement l'un des plus connus dans le domaine de l'amplification audio. Nous avons d'ailleurs déjà eu l'occasion de l'utiliser. La version A proposée par SGS constitue une évolution du produit, admettant, par exemple, une tension d'alimentation plus importante, ce qui permettra au circuit de délivrer une puissance de sortie plus élevée de 4 W.

Comme le TDA 2030, le 2030 A bénéficie d'une structure d'amplificateur différentiel à compensation interne ; cinq broches lui suffisent : deux pour les entrées, une pour la sortie et deux pour l'alimentation. Cette simplicité conduit à un boîtier baptisé Pentawatt par SGS, il s'agit là d'une extrapolation du boîtier TO 220, roi de la puissance économique. Le boîtier du 2030 A est identique à celui du 2030 et aussi du 2040, on retrouvera aussi la même configuration pour des amplificateurs opérationnels de puissance. La masse métallique du boîtier est reliée au pôle négatif de l'alimentation, un point à considérer au moment de la conception du circuit. On devra faire attention à ne pas provoquer de court-circuit si on a décidé d'utiliser l'amplificateur avec une alimentation symétrique.

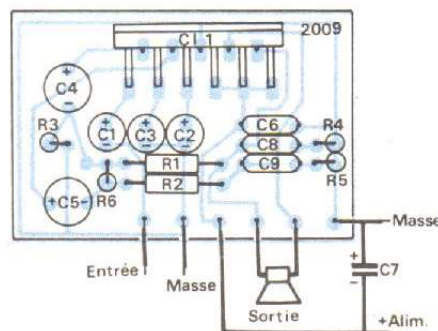
Le TDA 2030 A peut s'alimenter sous une tension maximale de 44 V, ce qui permettra de l'utiliser dans des circuits sans alimentation régulée. Il permet de sortir une puissance importante (18 W) et ne produit que très



**Courbe C. – Courbe de réponse en fréquence du circuit intégré TDA 2009.**



**Fig. 15. – Circuit imprimé pour le TDA 2009.**



**Fig. 16. – Implantation des composants du TDA 2009.**

**TABLEAU 4**  
**Circuit intégré TDA 2030 A**

Tension d'alimentation	± 12 V	± 18 V	± 18 V	± 22 V
Charge	4 Ω	4 Ω	8 Ω	8 Ω
Puissance de sortie avant écrêtage	8,1 W	17,2 W	12,5 W	17,4 W
Sensibilité	160 mV	240 mV	280 mV	350 mV
Consommation en charge	525 mA	1 070 mA	575 mA	725 mA
Consommation à vide	21 mA	30 mA	30 mA	30 mA
Taux de distorsion harmonique à 1 kHz	0,02 %	0,14 %	0,03 %	0,04 %
Rapport S/B	81,5 dB	84,5 dB	86 dB	87 dB
Rapport S/B pondéré	90,5 dB	93,5 dB	95 dB	96 dB
Temps de montée		± 3,9 μs		
Vitesse de balayage en tension		8 V/μs		

l'amplificateur sur charge fortement inductive.

L'utilisation avec alimentation asymétrique demande un pont de polarisation externe.

La figure 19 donne l'implantation des composants, pas besoin ici d'utiliser de composants miniaturisés, la taille du circuit est relativement importante.

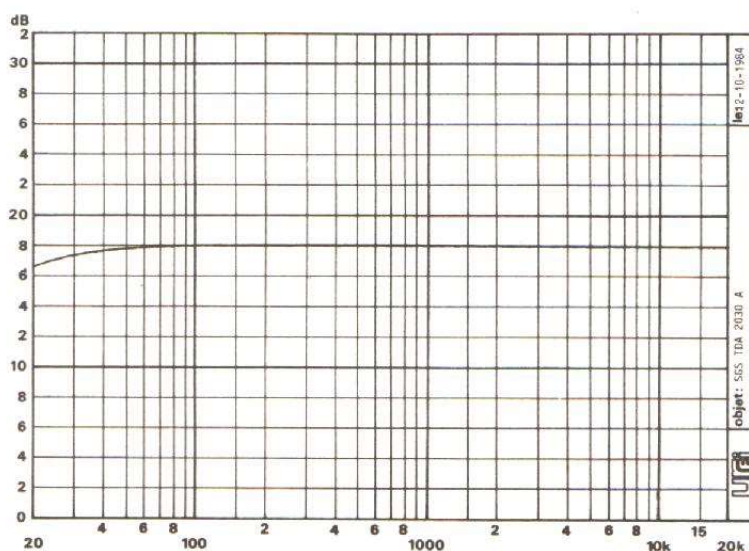
Si vous trouvez que les autres circuits imprimés sont un peu trop petits, personne ne vous empêche de les extrapoler pour les adapter à la taille de vos composants et aussi à votre compétence, un pont de sou-

peu de distorsion harmonique et de croisement. Un système sophistiqué de protection limite automatiquement la dissipation dans les transistors de puissance et maintient le point de fonctionnement dans l'aire de sécurité. Une sécurité thermique intervient à la température de 145 °C.

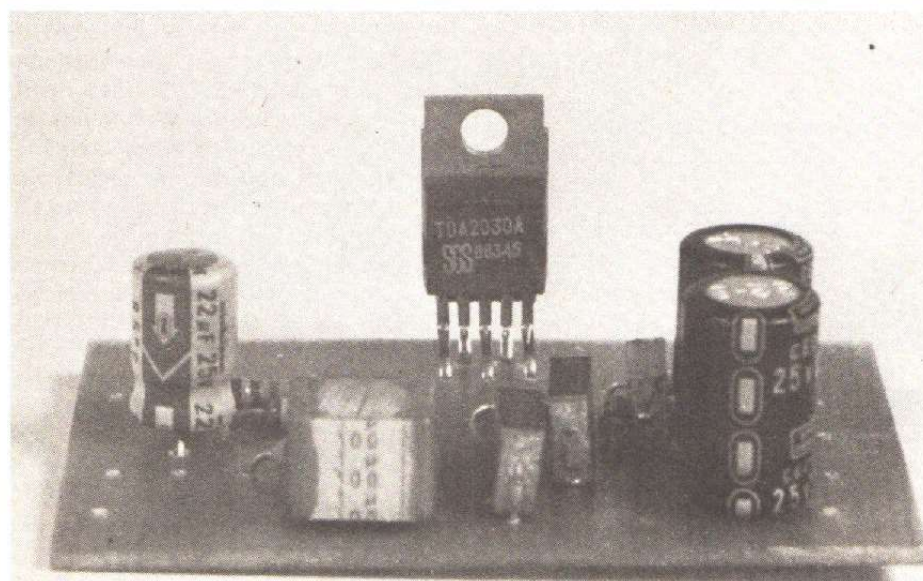
La conception en amplificateur différentiel permet une alimentation symétrique, que nous avons utilisée ici.

La figure 17 donne le schéma de principe du circuit, un circuit relativement simple où le circuit intégré est entouré de deux cellules de découplage d'alimentation et d'un réseau de contre-réaction avec condensateur permettant la stabilisation en continu du point de fonctionnement.

Deux diodes classiques, des 1N4001, permettent le travail de



**Courbe D. – Courbe de réponse du circuit intégré TDA 2030 A.**



**Photo E. – Amplificateur à circuit intégré TDA 2030 A.**

deur a vite fait de s'installer entre deux points voisins. Il y a tout de même un endroit où l'on ne peut intervenir, il s'agit de l'espacement des broches du circuit intégré.

Le montage ne présente pas de difficulté particulière, nous avons ici noté quelques valeurs de tension ; en fait, la tension de sortie et celle d'entrée sont pratiquement nulles (quelques millivolts éventuellement) : si vous trouvez une autre valeur, dépêchez vous de contrôler vos composants et votre implantation.

**Performances**

Le tableau donne les performances mesurées sur le montage dans quatre cas d'utilisation, avec charge de 4 et 8 Ω.

L'amplificateur délivre une puissance importante, nous avons ici un

peu moins des 18 W annoncés, mais n'oublions pas que notre alimentation n'est pas régulée. Le taux de distorsion se situe à un niveau réellement HiFi, avec une restriction à  $\pm 18$  V sur  $4 \Omega$  ; dès que la puissance diminue, le taux de distorsion prend une valeur plus intéressante.

Signalons aussi un très bon rapport S/B, un temps de montée très suffisant et une vitesse de balayage en tension intéressante.

La résistance interne est de  $0,03 \Omega$  et l'impédance d'entrée sera pratiquement égale à la résistance de polarisa-

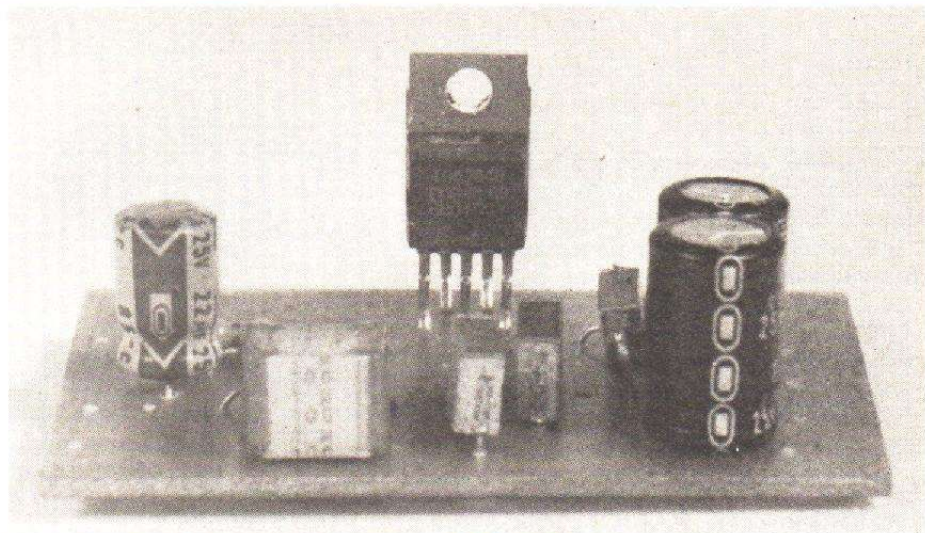


Photo F. — Amplificateur à circuit intégré TDA 2040.

TABLEAU 5  
Circuit intégré TDA 2040

Tension d'alimentation	$\pm 12$ V	$\pm 18$ V	$\pm 18$ V	$\pm 20$ V
Charge	$4 \Omega$	$4 \Omega$	$8 \Omega$	$8 \Omega$
Puissance de sortie avant écrêtage	8,12 W	19,4 W	12 W	14,6 W
Sensibilité	160 mV	190 mV	250 mV	300 mV
Consommation en charge	628 mA	980 mA	520 mA	585 mA
Consommation à vide	30 mA	48 mA	48 mA	50 mA
Taux de distorsion harmonique à 1 kHz	0,02 %	0,2 %	0,25 %	0,6 %
Rapport S/B	80 dB	84 dB	85 dB	86 dB
Rapport S/B pondéré	87 dB	91 dB	92 dB	93 dB
Temps de montée	-3,6, +3 V/ $\mu$ s			
Vitesse de balayage en tension	16 V/ $\mu$ s			

tion de l'entrée : nous avons mesuré  $20,7 \text{ k}\Omega$ .

La courbe de réponse en fréquence est en fait celle du circuit d'entrée (le condensateur de liaison avec la résistance du circuit de contre-réaction joue aussi un rôle), on constate une bonne réponse aux fréquences hautes, ce qui est d'ailleurs le cas de tous les circuits testés ici.

### SGS TDA 2040

Plus récent que le 2030 et sa version A, le TDA 2040 permet de délivrer un peu plus de puissance que le 30 A. Le fabricant a augmenté le courant de sortie d'un demi-ampère, ce qui permettra au circuit de sortir 2 W de plus que le 30 A ; pratiquement, cela permettra de le faire travailler avec une tension d'alimentation plus faible et sur une charge d'impédance plus basse. La tension d'alimentation maximale est inférieure à celle de 2030 A. Signalons également que SGS propose un autre circuit intégré, le TDA 2040 A, un peu plus puissant que le 2040.

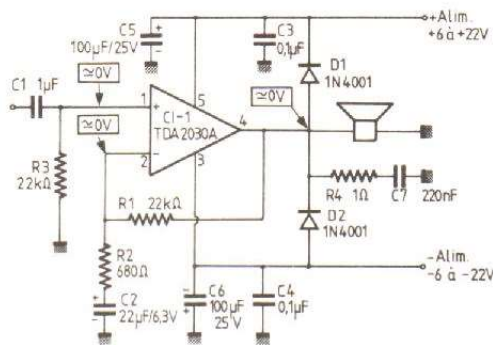


Fig. 17.  
Schéma d'application  
du TDA 2030 A.

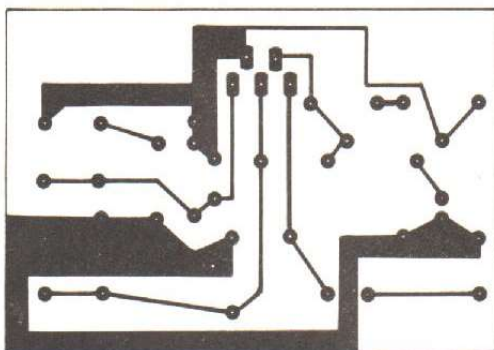


Fig. 18. — Circuit imprimé pour TDA 2030 A ou TDA 2040.

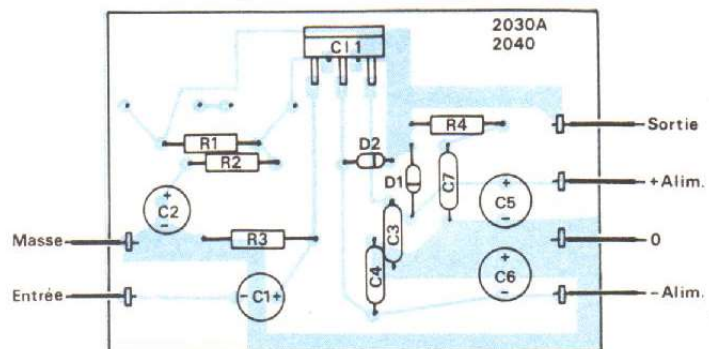


Fig. 19. — Implantation des composants du TDA 2030 A ou 2040.

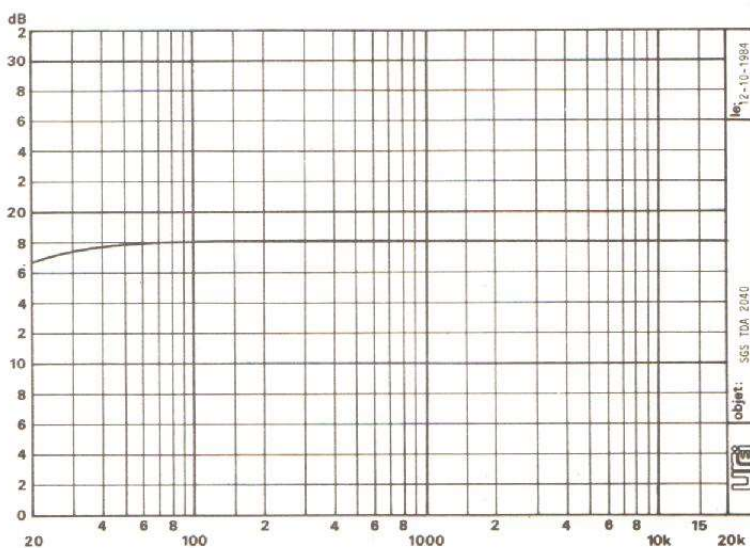


Le 2040 utilise la même structure que le 30, il comporte les mêmes dispositifs de protection que le 30 A.

Le schéma d'application est absolument identique à celui du 30 A, nous vous le donnons, mais nous vous laisserons exploiter le circuit imprimé du 2030 A. Le constructeur ne propose pas l'installation de diodes de protection, ces diodes seront utilisées lorsque le circuit intégré attaquera une charge fortement inductive.

**Performances**

Nous avons testé le circuit dans des conditions identiques à celles du TDA 2030 A. L'amplificateur est capable de sortir une puissance plus importante sur 4 Ω que le précédent ; par contre, sur 8 Ω, compte tenu de sa tension de service maximale, la puissance sera limitée à 14,6 W, une puissance déjà intéressante. Les taux de distorsion harmonique peuvent pa-



Courbe E. – Courbe de réponse en fréquence du circuit intégré TDA 2040.

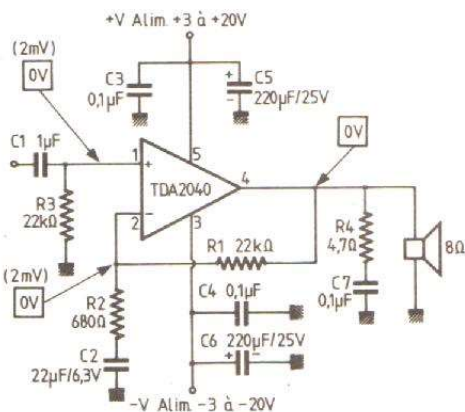


Fig. 20. – Schéma d'application du TDA 2040 avec alimentation symétrique.

est pratiquement identique à celle du TDA 2030 A.

Nous avons mesuré une impédance d'entrée identique à celle du 30 A et une impédance de sortie de 0,04 Ω, pratiquement la même que celle du circuit précité.

Ce circuit intégré, utilisé avec une alimentation symétrique, ne présente pas de transitoire en sortie au moment de la mise sous tension. Inutile de prévoir, par conséquent, de circuit de temporisation à la mise sous tension.

E. LEMERY

raître un peu élevés, le circuit essayé satisfait aux caractéristiques annoncées par le constructeur à puissance réduite. Nous avons eu un autre échantillon de ce circuit intégré, il nous a donné des performances inférieures sur ce plan. On devra donc aussi s'attendre à avoir des échantil-

lons plus performants. Le circuit est relativement nouveau, ce qui peut expliquer une dispersion. Sur le plan des autres performances, nous constatons un très bon comportement du produit, avec notamment une vitesse de balayage en tension élevée.

La courbe de réponse en fréquence

# ABC

## de la micro-informatique

*Après des préliminaires un peu longs, mais néanmoins indispensables si l'on veut pouvoir bien comprendre la structure d'un micro-ordinateur, nous abordons aujourd'hui l'étude du cœur de ces derniers : le microprocesseur. Cette étude va revêtir deux aspects ; une présentation générale de ce qu'est un microprocesseur sans faire référence à aucun type précis, ce qui vous permettra de l'adapter sans difficulté à votre cas particulier et, ensuite, la présentation d'un microprocesseur particulier, afin de pouvoir être plus concret qu'une étude générale.*

### Généralités

Avant de déflorer le sujet, nous croyons utile de faire un bref historique, surtout pour nos jeunes lecteurs qui, pour certains, ont presque toujours vu de tels circuits, puisqu'on en rencontre maintenant jusque dans les machines à laver. Il faut savoir que le microprocesseur en tant que tel est un circuit relativement récent puisque son introduction réelle sur le marché français date des années 72 à 74 selon les marques. Il faut aussi savoir que les microprocesseurs existaient avant cette date, mais les possibilités d'intégration étaient trop faibles pour permettre aux constructeurs de circuits intégrés de mettre dans un seul boîtier toutes les fonctions utiles permettant au circuit de recevoir le nom de microprocesseur.

Depuis cette introduction, de grands progrès ont été faits, progrès qui ont même dépassé les prévisions les plus optimistes de certains électroniciens de

renom. Ces progrès ont plusieurs origines : la première et la plus importante est liée à nos possibilités d'intégration qui s'accroissent sans cesse, ainsi, des premiers micros qui comportaient sur une puce de silicium 2 000 à 3 000 transistors, en est-on arrivé à des circuits, tel le 68000 de Motorola qui intègre plus de 65 000 éléments actifs sur la même puce. Cet accroissement de nos possibilités d'intégration est lié à une baisse du prix de revient des circuits intégrés, ce qui permet d'envisager, dès maintenant, des microprocesseurs aux fonctions spécialisées puisque, dans peu de temps, il coûtera moins cher à un constructeur de mettre dans un montage le microprocesseur adapté plutôt que les quatre ou cinq boîtiers logiques classiques pour accomplir la même fonction.

Cette évolution n'a pas été que matérielle puisque de nombreux progrès ont été faits également dans le domaine du logiciel, avec des microprocesseurs aux

structures mieux adaptées aux langages de programmation modernes.

Toutes ces raisons ont conduit ces circuits à la popularité dont ils jouissent actuellement ; popularité très largement justifiée par le nombre impressionnant de fonctions que l'on peut faire accomplir à un seul et même circuit par le miracle du logiciel associé.

### Avertissement

Ainsi que nous l'avons laissé entendre, le microprocesseur fait appel à deux domaines de connaissances : le matériel et le logiciel. Cela signifie que nous allons avoir beaucoup de notions à vous présenter, dont certaines seront totalement nouvelles pour nombre d'entre vous.

Malgré tout le soin que nous avons apporté à la rédaction de cet article, l'expérience de l'auteur dans le domaine de la formation aux microprocesseurs nous pousse à vous donner l'avertissement suivant : ne cherchez pas à tout comprendre d'emblée et évitez de vous poser trop de questions de détail, du style « comment sont arrangés les bits en mémoire ? » etc., laissez-vous guider par l'exposé général du fonctionnement pour acquérir une vue d'ensemble de l'enchevêtrement matériel-logiciel. Le reste viendra tout naturellement par

la suite. Vous constaterez alors que des explications de détail vous faciliteront la compréhension de certains points généraux qui auraient pu vous paraître obscurs ; une relecture de l'ensemble de la présentation du micro devrait alors permettre de tout clarifier. Forts de cette mise en garde, nous allons aborder aujourd'hui la présentation générale évoquée plus haut.

### Présentation générale

Il existe sur le marché une profusion de microprocesseurs tous meilleurs les uns que les autres (si l'on en croit leurs fabricants !) et d'une taille allant du microprocesseur 1 bit au microprocesseur 16, voire 32 bits. Il est évident que cela complique un peu une présentation générale de ce type de circuit, surtout si l'on sait que, de plus, l'architecture interne des microprocesseurs, même de taille identique, dépend du fabricant. Nous allons cependant vous faire une présentation générale de l'intérieur de « la bête » car, si l'on réfléchit bien au sens réel des choses, tous ces circuits sont issus du même moule et, une fois que vous aurez compris comment fonctionne notre microprocesseur de base, ce sera un jeu d'enfant que d'étudier le micro « Truc » ou le micro « Machin ».

Vu de l'extérieur, un microprocesseur dispose de trois groupes de signaux que nous avons classés selon leurs fonctions. Il y a des lignes d'adresses comme sur les mémoires ; leur nombre étant variable selon la taille du micro. A l'heure actuelle, il est compris entre 8 et 23 avec une valeur étalon : 16 pour tous les microprocesseurs 8 bits. Nous avons ensuite des lignes de données, toujours comme sur les mémoires, qui sont, ici aussi, en nombre variable et qui définissent la taille du

micro ; ainsi lorsque l'on parle d'un microprocesseur 8 bits, il dispose de 8 lignes de données, un 16 bits en aura 16 et un monobit 1. A priori, le nombre de lignes de données n'a aucun lien avec le nombre de fils d'adresses ; cependant, plus un microprocesseur a de lignes de données, plus il est gros donc plus il aura besoin de mémoire pour mettre en œuvre sa puissance ; il y a une corrélation indirecte entre ces deux valeurs.

Le troisième groupe de signaux issus du micro cor-

respond à des signaux de contrôle, qui sont essentiellement variables d'un circuit à l'autre. On y retrouve cependant des constantes : un signal d'horloge qui cadence le fonctionnement du système (sauf dans les microprocesseurs à bus asynchrone), un signal lecture/écriture indiquant si le micro va lire ou écrire dans une mémoire par exemple, un signal de validation des adresses et des entrées d'interruption, de mise en halte et de remise à zéro.

Toutes les lignes entrant ou sortant du circuit sont à

des normes qui dépendent de la technologie de celui-ci ; ainsi, pour quasiment tous les microprocesseurs N.MOS ou H.MOS, ces entrées/sorties sont compatibles TTL et C.MOS alimentés sous 5 V, ce qui facilite la connexion avec les circuits logiques classiques. Mais ce n'est pas limitatif et il existe des micros spécialisés dont les sorties peuvent être « haute » tension (15 ou 18 V), « fort » courant (plusieurs dizaines de mA). L'alimentation des microprocesseurs est donc liée aux types d'entrées/sorties dont on dispose et, tandis qu'un micro N.MOS compatible TTL sera alimenté sous 5 V, un circuit prévu pour aller dans un radio-réveil (par exemple) s'alimentera sous environ 9 V pour pouvoir utiliser des piles.

**L'intérieur**

Entrons maintenant dans les entrailles de la chose pour voir ce qui pilote ces diverses lignes et ce que l'on peut en faire. La figure 2 montre un synoptique simplifié d'un micro imaginaire permettant de comprendre le fonctionnement de base.

Nous y voyons un certain nombre de registres interconnectés aux lignes d'adresses et de données, ainsi qu'à un bloc baptisé ALU. Sachez tout d'abord que ces registres sont analogues, chacun, à un mot de mémoire RAM. Il sera donc possible, sous certaines conditions, d'y lire ou d'y écrire. Sachez aussi que la boîte marquée ALU est une unité arithmétique et logique (Arithmetic and Logic Unit) c'est-à-dire, un ensemble de portes et de bascules capable d'effectuer des opérations arithmétiques élémentaires (en

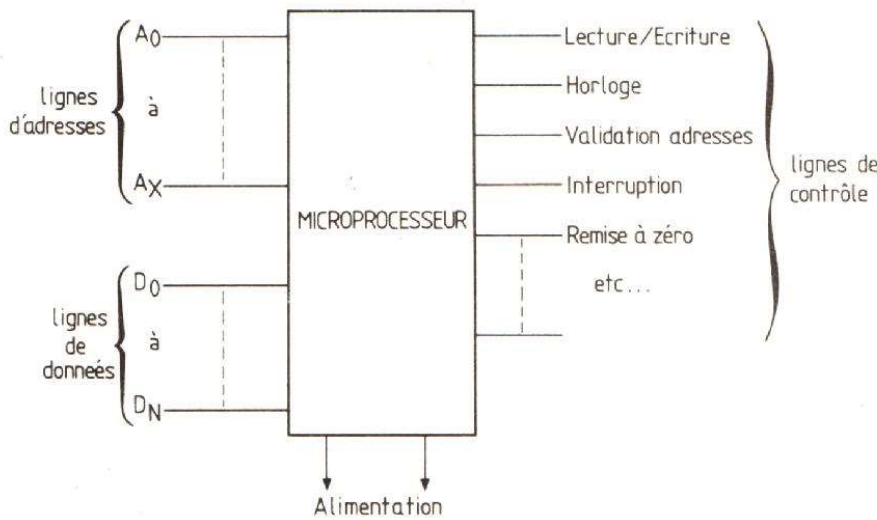


Fig. 1.

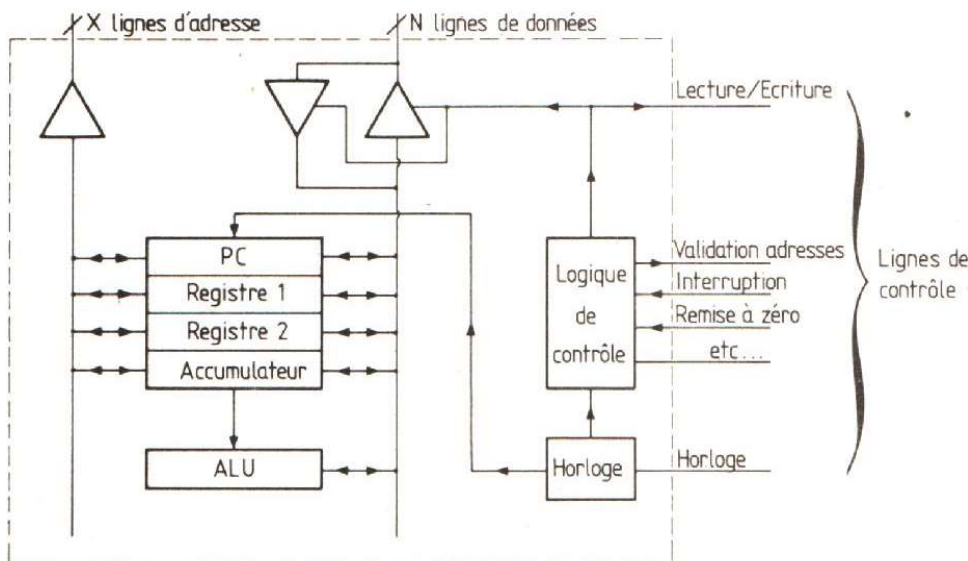


Fig. 2.



(M)  
68008L8  
KC68243  
SAMPLE

Un des plus puissants microprocesseurs 8 bits actuels : le 68008 de Motorola ou Thomson-Efcis.

binaires, bien sûr) telles que addition, soustraction, parfois multiplication et division. Cette ALU peut aussi faire des opérations logiques telles que décalages à droite ou à gauche, ET logique de deux mots binaires, OU logique, etc.

Dans ce capharnaüm, un registre a un rôle prépondérant ; c'est le CO (Compteur Ordinal) plus souvent appelé PC (Program Counter). Ce registre est en effet relié directement aux lignes d'adresses et son contenu définit la valeur disponible sur ces lignes d'adresses.

Complétant le tout, une logique adéquate, sur laquelle nous reviendrons, gère les signaux de contrôle. Il faut cependant noter, d'ores et déjà, qu'il existe une horloge à fréquence déterminée, horloge qui agit sur le PC à la manière de l'entrée horloge d'un compteur ; à savoir, que celui-ci est incrémenté à chaque coup de cette dernière.

Cette organisation interne étant abordée, voyons maintenant ce que doit faire un microprocesseur pour comprendre comment agissent tous ces sous-ensembles.

## Notions de programme

Toute la puissance d'un système à base de microprocesseur est localisée dans le programme qu'exécute ce dernier ; en effet, ce programme n'est autre que ce que de mauvais vul-

garisateurs appellent « l'intelligence » de la machine, alors qu'il s'agit tout simplement de l'intelligence du programmeur. Mais qu'est-ce qu'un programme ? Tout simplement une suite d'instructions qu'exécutera le microprocesseur, dans un ordre déterminé à l'avance ou en fonction de circonstances extérieures.

Nous avons vu, dans le paragraphe précédent, que les registres internes du microprocesseur pouvaient être reliés à une ALU (unité arithmétique et logique), c'est donc cette ALU qui va déterminer, pour un microprocesseur donné, le jeu d'instruction dont disposera le programmeur. Ainsi, par exemple, pour un microprocesseur X, le programmeur aura à sa disposition telles instructions et tel jeu de registres internes avec lesquels il devra se débrouiller pour exécuter la fonction dévolue au microprocesseur. Tout cela peut paraître un peu nébuleux, aussi allons-nous prendre un exemple concret. Soit un microprocesseur utilisé dans un calculateur et supposons que nous souhaitons calculer le sinus d'un angle. Lorsque nous allons actionner la touche sinus, nous allons déclencher l'exécution d'un programme adéquat qui, au moyen des quatre opérations élémentaires (addition, soustraction, multiplication, division), va réussir à calculer le sinus demandé. On voit dans cet exemple que le travail de la

personne qui a programmé la machine initialement n'est pas négligeable. Si vous en doutez, essayez de calculer un sinus avec seulement ces quatre opérations !

Nous voyons donc qu'un microprocesseur seul n'est rien et qu'il prend toute sa signification seulement lorsqu'il est associé à un programme. En schématisant un peu, on peut affirmer que c'est le programme qui fixe la fonction de la machine équipée d'un microprocesseur et qui décide si elle va piloter une machine à laver ou servir de calculatrice de poche.

Ces considérations étant vues, plusieurs questions doivent vous brûler les lèvres ; nous allons essayer d'y répondre.

Ce programme qui est donc une suite d'instructions que va exécuter le microprocesseur, est évidemment codé en binaire puisque c'est le seul type d'informations que peuvent véhiculer les circuits logiques ; cela signifie que chaque instruction du microprocesseur correspond à un code particulier. Ce code s'appelle le « code opération » ou le « code machine » ou encore le « code objet ». Pour pouvoir s'exécuter, ce programme, c'est-à-dire cette suite de codes binaires, doit être rangé en un endroit auquel le microprocesseur peut avoir accès. Le programme réside donc dans une mémoire de type adéquat (RAM ou ROM selon le cas) puisque nous avons vu que le boîtier du micro disposait de lignes d'adresses et de données, ce qui laissait présager une liaison facile avec des boîtiers mémoires.

Restent plusieurs problèmes à résoudre : comment

fait le microprocesseur pour lire successivement les codes correspondants aux instructions à exécuter et où se trouvent les données manipulées par ces instructions ? Nous avons vu plus haut qu'il existait dans le micro un registre particulier appelé le PC ou CO qui pouvait se comporter comme un compteur. Dès lors, imaginons que ce registre soit initialisé de façon telle qu'il produise, sur les lignes d'adresses, l'adresse de la première instruction du programme à exécuter et qu'ensuite, à chaque coup d'horloge, son contenu (et donc l'adresse présentée sur les lignes du même nom) augmente de un ; si nos instructions sont rangées en mémoire les unes à la suite des autres, nous allons balayer le programme à exécuter, et donc réaliser toutes les instructions qu'il comporte.

Les données manipulées par ces instructions sont, elles aussi, rangées en mémoire et peuvent être « mélangées » au programme dans la même mémoire ou être complètement isolées dans une autre mémoire à une autre adresse. Pour y avoir accès, le microprocesseur fournit, sur ses lignes d'adresses, l'adresse de la donnée à manipuler, conformément aux directives qui lui ont été données par l'instruction en cours d'exécution.

Maintenant que vous avez une vue générale de l'organisation de l'ensemble, et avant de voir de façon un peu plus rigoureuse comment tout cela s'enchaîne, nous vous conseillons, si vous êtes un peu embrouillé, de relire ce paragraphe qui contient « la substantifique mœlle » (comme aurait dit Rabelais) du fonctionnement d'un microprocesseur.

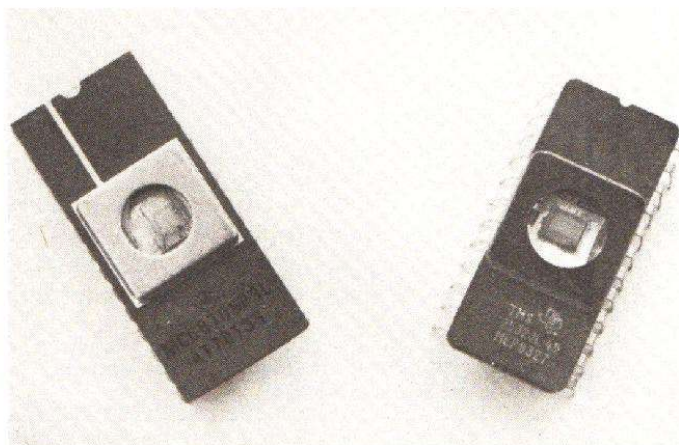
Nous avons donc notre système à base de microprocesseur, constitué par le micro lui-même de la mémoire contenant un programme et des données et des circuits, sur le rôle desquels nous aurons l'occasion de revenir. Par un moyen, que nous verrons ultérieurement, on charge le PC avec l'adresse correspondant au mot de la mémoire correspondant au premier code opératoire du programme et on laisse fonctionner le microprocesseur. La mémoire ainsi adressée fournit au micro, par ses lignes de données, le code de l'opération à exécuter ; le micro décode cette opération, va chercher la ou les données à manipuler comme spécifié par le code opératoire et exécute l'opération ; exécution qui a lieu dans l'ALU. Lorsque c'est terminé, le PC est incrémenté et pointe sur le code opératoire suivant du programme en cours d'exécution et ainsi de suite.

### Registres internes instructions adressage

Les codes opératoires qu'exécute le micro à chaque pas de programme correspondent aux fonctions élémentaires que peut accomplir l'ALU ; fonctions élémentaires qui constituent le jeu d'instruction dont dispose le micro. Les données manipulées par ces instructions peuvent être de deux types selon qu'elles sont contenues dans le micro ou dans la mémoire externe. En effet, pour l'instant nous n'avons parlé, en tant que registre, que du PC, mais d'autres registres existent dans le micro et sont en étroite relation avec l'ALU. Cette re-

lation étroite conduit même, dans beaucoup de micros, à appeler certains de ces registres des accumulateurs car ils « accumulent » les résultats des calculs de l'ALU. La plupart des instructions dont dispose un microprocesseur classique et qui utilisent deux opérands font référence à un registre interne et à de la mémoire. Ainsi, une addition pourra ajouter le contenu d'une adresse mémoire spécifiée au contenu d'un registre et placer le résultat dans ce même registre ; en revanche, très peu de microprocesseurs savent manipuler simultanément deux données résidant en mémoire (ajouter le contenu d'une mémoire au contenu d'une autre sans faire appel à un registre interne est très peu répandu et ne se trouve, dans certaines conditions, que sur les micros de la toute dernière génération).

Nous avons dit qu'un microprocesseur, lorsqu'il exécutait une instruction, faisait référence à des données contenues en mémoire, cette instruction pouvant se trouver à n'importe quelle adresse. Il faut donc que, avec chaque instruction qui le nécessite, se trouve l'adresse de la ou des données qu'elle doit utiliser. Cette indication d'adresse d'une donnée au sein d'une instruction s'appelle tout simplement « l'adressage » (pour une fois, un terme simple et français). Cet adressage peut se faire et se coder de différentes façons ; ces différents modes étant les « modes d'adressage » dont dispose le micro. Plus un microprocesseur est puissant, plus il a de modes d'adressage, et plus ceux-ci sont performants. Il est en effet primordial de pouvoir manipuler avec le plus



A droite c'est un UVPROM et à gauche c'est un microprocesseur avec UVPROM incorporée : le 68705 de Motorola.

de souplesse possible les adresses des données en mémoire pour accéder facilement et rapidement à celles-ci. Nous allons voir ci-après comment s'utilisent ces modes d'adressage, mais tant que nous sommes dans ce paragraphe, évoquons un registre particulier dont nous allons très vite avoir besoin et qui, de ce fait, existe dans tous les micros : le registre d'état ou « status register » en bon américain ! (SR en abrégé). Ce registre d'état, comme son nom l'indique, reflète l'état du micro à l'instant où on lit son contenu. Par état du micro, il faut entendre : des informations sur la dernière instruction exécutée (résultat nul, négatif, débordement de capacité...) mais aussi des informations relatives aux interruptions qui peuvent être acceptées ou non par le micro. Ce registre est donc un mot de N bits où chaque bit à une signification particulière. Ces bits peuvent être lus par certaines instructions appropriées et causer ainsi des prises de décision au sein d'un programme selon l'état de la machine, et donc selon ce qui s'est passé dans le programme. Ainsi, pour prendre un exemple simple, lors d'un calcul mathématique une instruction va tester le bit de débordement de capacité et, s'il est positionné,

le programme va indiquer que le résultat obtenu est faux.

### Exemple d'instruction

Pour concrétiser un peu ce que nous venons de dire, nous allons étudier l'exécution d'une instruction élémentaire, étape par étape, et voir où et comment intervient le mode d'adressage employé. Pour cela nous supposons que notre microprocesseur est un huit-bits, c'est-à-dire que les données qu'il manipule sont des mots de huit bits tandis que les lignes d'adresses sont au nombre de 16 (c'est le cas de tous les micros huit bits actuels). Nous supposons aussi que celui-ci contient un registre interne appelé A. L'instruction que nous allons exécuter va consister à charger ce registre A par un mot contenu quelque part en mémoire. Tous les microprocesseurs de la création étant, à l'heure actuelle, d'origine US, le chargement de A va se dire LOAD A (cela n'a pas d'importance pour l'instant mais cela en aura sous peu, alors autant commencer à s'habituer).

L'instruction à exécuter sera donc de la forme LOAD A-ADRESSE où ADRESSE représente la mémoire où est placée la

donnée à mettre dans A. Si l'on examine la mémoire contenant le programme au niveau de cette instruction, elle aura l'allure indiquée figure 3. Un premier mot de huit bits représente le code de l'instruction LOAD A, ensuite, et immédiatement derrière, deux mots de huit bits successifs représentent l'adresse précitée. Il faut, en effet, deux mots puisque les adresses sont sur 16 bits. Un des mots contient les poids forts de l'adresse, l'autre les poids faibles (l'ordre dans lequel ces deux mots sont placés l'un par rapport à l'autre dépend du type de microprocesseur). Si l'on examinait la suite de la mémoire de programme, on trouverait après ces deux mots d'adresse, l'instruction suivante du programme avec une disposition analogue jusqu'à la fin du programme. Cette sorte de mélange d'instructions et d'adresses déroute bien des gens qui ont l'impression que c'est la pagaille dans la mémoire alors qu'en fait, comme nous venons de le voir, elle est très logique.

Comment va s'exécuter une telle instruction ? Supposons que le PC pointe sur l'emplacement de cette dernière ; le code du LOAD A va être chargé dans le micro ; ce code va être décodé et, compte tenu du type d'opération ainsi de-

mandé, le micro va savoir (parce que sa logique a été conçue pour) que les deux mots de huit bits qui suivent cette instruction représentent l'adresse mise en jeu. Le PC sera donc incrémenté successivement de un puis encore de un afin que le micro puisse lire l'adresse et la placer dans un de ses registres internes. Lorsque c'est fait, le contenu de ce registre est placé sur les lignes d'adresses. La donnée concernée peut être lue par le micro sur les lignes de données et être placée dans A, ouf ! Comme si ce n'était pas suffisant, le contenu du PC est encore augmenté de un afin que celui-ci pointe sur l'instruction suivante, et ainsi de suite.

Une fois que vous avez assimilé cette succession d'opérations qui se reproduit identiquement à elle-même pour quasiment toutes les instructions, vous avez vu le principe général de déroulement d'un programme.

### Les branchements et les sauts

Dans tout ce que nous venons d'expliquer, nous avons supposé que le PC était chargé avec une valeur initiale correspondant à l'adresse de la première instruction d'un programme et qu'il s'incrémentait en-

suite de un à chaque coup d'une horloge, explorant ainsi séquentiellement le programme à exécuter. Cette disposition est vraie dans bien des cas, mais, pour faciliter la réalisation des programmes, des possibilités autres sont offertes quant à l'évolution du contenu du PC et, donc, quant à l'évolution du déroulement du programme. En effet, il est fréquent que, lors d'un programme, une valeur ait à être testée et, selon le résultat du test, la suite des opérations à effectuer doit être différente. Si nous reprenons notre exemple précédent d'un calcul mathématique, le bit du registre d'état du micro indiquant un débordement, doit être testé pendant le calcul ; s'il n'est pas positionné le calcul doit se dérouler normalement, tandis que, s'il est positionné, l'opérateur doit être averti que son calcul sera faux. Nous voyons donc apparaître dans un programme la notion de branchement ; en effet, un programme ne se déroule pas en permanence en séquence mais, selon le résultat de certains tests, il peut être amené à « se brancher » ou à « sauter » en des endroits particuliers.

Considérons la figure 4 qui nous montre de façon schématique un programme pourvu d'un test et suivi d'une instruction de branchement. Initialement le PC est chargé avec la valeur 1000 (adresse de début de notre programme exemple) et son contenu s'incrémente, au fur et à mesure de l'exécution des instructions jusqu'à atteindre 1020, adresse où se trouve le test. Si le test est positif, le programme continuera à se dérouler en séquence c'est-à-dire que le contenu du PC continuera à être incrémenté de un en

un pour explorer la suite du programme. En revanche, si le test est négatif, le contenu du PC sera brutalement changé de 1020 qu'il était en 1500 qui, dans notre exemple, représente l'adresse où l'on doit brancher le programme. Le fait de changer ainsi brutalement le contenu du PC aura pour effet de dérouter le programme de son déroulement normal puisqu'au lieu de passer de 1020 à 1021, le contenu du PC sera passé de 1020 à 1500 et, donc, aura ainsi fait sauter toute une partie de programme. Nous aurons ainsi réalisé ce que l'on appelle un saut, ou branchement conditionnel (car ce saut avait lieu suite à un test et, donc, pour une condition particulière quant au résultat de ce test).

Ces instructions de branchement sont très importantes dans un programme puisqu'elles équivalent à une prise de décision d'un programme en fonction de conditions extérieures. Ainsi, par exemple, soit un mini-ordinateur muni d'un clavier sur lequel frappe un opérateur, il existe dans cette machine un programme d'analyse de ce qui est frappé au clavier et une multitude de tests et de branchements conditionnels activent telle ou telle partie de programme principal, selon les touches actionnées et, donc, selon la fonction qu'a ainsi voulu déclencher l'opérateur.

Comment fonctionnent ces branchements conditionnels ? C'est très simple lorsque l'on se remémore la présence, dans le microprocesseur, d'un registre d'état dont nous avons parlé plus haut. Ce registre, ainsi que nous l'avons expliqué, indique l'état du micro après la dernière opération réalisée. Les

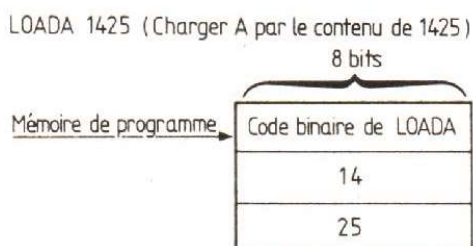


Fig. 3.

branchements conditionnels vont donc tester certains bits de ce registre d'état pour déterminer si la condition de branchement est réalisée ou non. Ainsi trouverons-nous, par exemple, des branchements « si zéro » où le saut aura lieu, si le résultat de la dernière opération réalisée est nul, des branchements « si négatif » où la condition sera que le résultat de la dernière opération effectuée soit négatif pour que le saut ait lieu, etc. Plus le registre d'état du micro sera riche de significations, plus les possibilités de branchements conditionnels seront nombreuses, et plus la programmation du micro sera souple et puissante.

Une fois introduite dans le micro la possibilité de faire des sauts, il aurait été ridicule de la limiter à des sauts conditionnels, c'est-à-dire à des branchements qui ne sont liés à aucune condition. La figure 5 schématise un exemple d'em-

ploi de tels sauts. Soit, en effet, un programme qui demande un certain nombre de constantes pour pouvoir travailler. Si le programmeur a choisi de disposer ces constantes juste après la partie du programme qui les utilise, comme montré figure 5, il va bien falloir que notre micro puisse sauter pardessus cette zone puisqu'elle ne contient pas d'instructions à exécuter ; cela se fera donc au moyen d'un saut, ou branchement, dit « inconditionnel. »

En résumé, nous voyons donc qu'il existe deux possibilités de déroulement du déroulement normal d'un programme : les sauts ou les branchements conditionnels. Ce n'est, heureusement, pas tout puisque nous allons aborder les...

### Notions de sous-programmes

Jusqu'à présent, nous avons parlé de programme au sens large, afin de vous

permettre d'assimiler les notions de base. Nous allons voir qu'un programme bien fait est, en réalité, composé de plusieurs sous-ensembles appelés « sous-programmes ». Pour comprendre ce qu'est un sous-programme, et surtout quel en est l'intérêt, nous allons reprendre l'exemple de notre mini-ordinateur avec un clavier et un opérateur qui frappe des commandes. Dans un tel système, va exister un programme dit « principal » qui va régir l'ordonnancement de toutes les tâches à accomplir ; tâches qui seront accomplies bien souvent au moyen de sous-programmes. En effet, lors du déroulement de ce programme principal, il va falloir très souvent aller voir quelle touche aura été frappée au clavier par l'opérateur. Il est bien évident que l'on ne va pas réécrire N fois dans le programme principal la séquence d'instructions capable d'analyser la touche frappée, cela

l'alourdirait et l'allongerait de façon prohibitive. La méthode employée va consister à écrire, une fois pour toutes, les quelques instructions nécessaires à la lecture du clavier ; ces quelques instructions seront placées « dans un coin » de la mémoire et constitueront ce qu'on appelle un « sous-programme. »

Dès lors, toutes les fois que le programme principal aura besoin de savoir ce qui a été frappé au clavier, il ira exécuter ce sous-programme au moyen d'une instruction de saut particulière qui s'appelle un « branchement à un sous-programme » ou un « appel de sous-programme ». Ce saut ne doit pas être confondu avec ceux que nous avons vus précédemment, en effet, si son rôle initial est identique, puisqu'il change brutalement le contenu du PC pour le faire pointer sur l'adresse du sous-programme concerné, il existe une très impor-

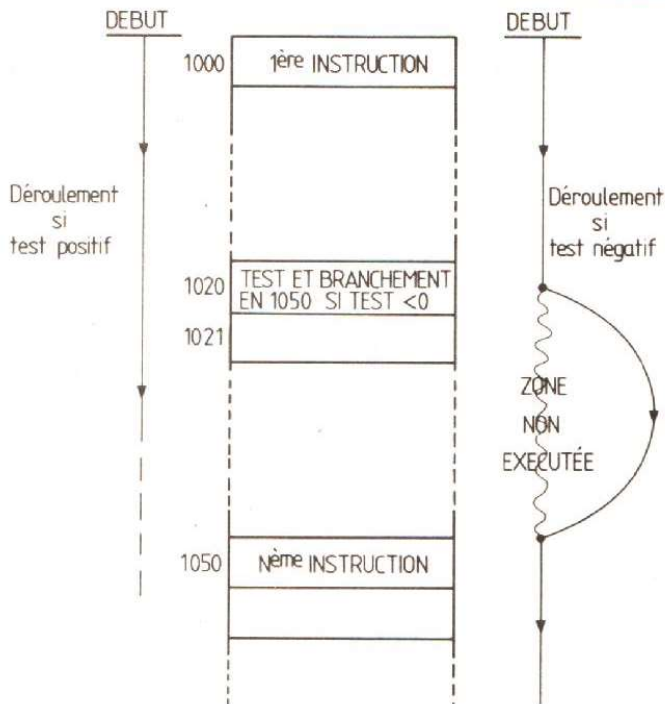


Fig. 4.

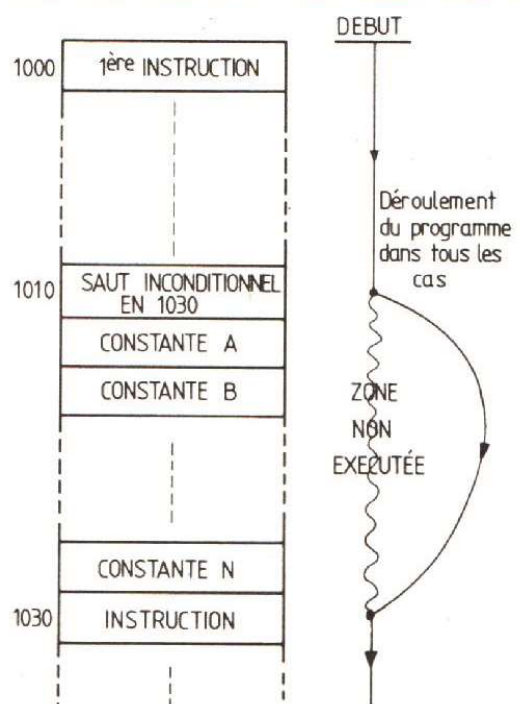


Fig. 5.

tante différence avec les sauts conditionnels et inconditionnels ; la fin de l'exécution du sous-programme se traduit par un retour automatique au programme principal, à l'instruction qui suit immédiatement l'appel du sous-programme. La figure 6 montre le déroulement de l'ensemble programme/sous-programme comparé à celui d'un programme comportant une instruction de branchement classique.

Cette possibilité d'écrire des sous-programmes et de les appeler quand on le désire, et aux endroits voulus d'un programme principal, est fondamentale car elle permet de réaliser des programmes modulaires et structurés en affectant, par exemple, à chaque fonction à accomplir, un sous-programme. Le programme principal est ensuite réduit à une succession d'appels à ces sous-programmes. Cette façon de faire permet des évolutions ultérieures du programme principal sans que tout soit à réécrire ; il

suffit, en effet, de modifier ou d'ajouter de nouveaux sous-programmes pour augmenter les possibilités de la machine.

Nous voyons donc que, partis de nos explications initiales montrant un déroulement uniquement séquentiel pour un programme, nous sommes arrivés, petit à petit, à imaginer d'autres possibilités d'enchaînement d'instructions. Avant d'étudier de façon plus détaillée tout ce que nous venons de présenter, nous allons parler maintenant de la dernière cause possible de déroulement d'un programme, et ce ne sera pas la moindre puisque nous allons évoquer...

## Les interruptions

Imaginons un microprocesseur placé au centre d'un système de contrôle d'automatismes dans une raffinerie par exemple. En fonctionnement normal, le programme principal se déroule pour piloter les diverses tâches à accomplir ; en revanche, si un événement

extérieur important se produit, un incendie par exemple, le comportement du système va devoir être tout autre. Cette possibilité pourrait être prévue, avec des tests et des branchements conditionnels, mais un incendie étant un événement par nature imprévisible, il faudrait truffier le programme de tests pour être sûr de réagir à temps. Cela allongerait par trop le programme et réduirait fortement ses performances puisqu'il passerait le plus clair de son temps à réaliser des tests. Dans ce cas on préfère utiliser une possibilité offerte par tous les microprocesseurs : celle de l'interruption.

Une interruption est matérialisée par l'application, sur une des lignes de contrôle évoquée plus haut, en début d'article, d'un niveau déterminé par le type de micro employé ; l'application de ce signal ayant plusieurs conséquences quasi immédiates (à quelques  $\mu$ s près selon la rapidité du microprocesseur employé) :

– Le programme principal en cours d'exécution s'arrête.

– Le contenu des registres internes du micro est sauvegardé en mémoire pour permettre une reprise ultérieure du programme à l'endroit où il vient d'être interrompu.

– Le micro se met alors à exécuter un programme (qui peut être totalement différent de celui qui était en cours) propre à l'interruption reçue. Nous voyons donc que, dans le cas de notre exemple précédent, l'interruption est parfaitement adaptée, un début d'incendie ayant pour effet de déclencher une interruption qui à son tour fera exécuter un programme alertant les pompiers, sans pour cela que le cours normal des opérations soit perturbé puisque, lorsque le programme propre à l'interruption est terminé, le programme principal reprend automatiquement où il avait été interrompu.

La figure 7 essaye de schématiser le déroulement d'un programme avec une possibilité d'interruption, encore que cette représentation ne soit pas facile puisque, nous insistons bien sur ce fait, l'interruption peut se produire à n'importe quel moment pendant le déroulement d'un programme.

Cette possibilité d'interruption présente plusieurs avantages dont le plus important est certainement de permettre la surveillance d'un paramètre extérieur au programme en cours sans que celui-ci n'ait à faire un quelconque test sur ce paramètre. Un autre avantage, non négligeable, est la prise en compte très rapide de l'interruption par le microprocesseur puisque, selon le circuit, il peut réa-

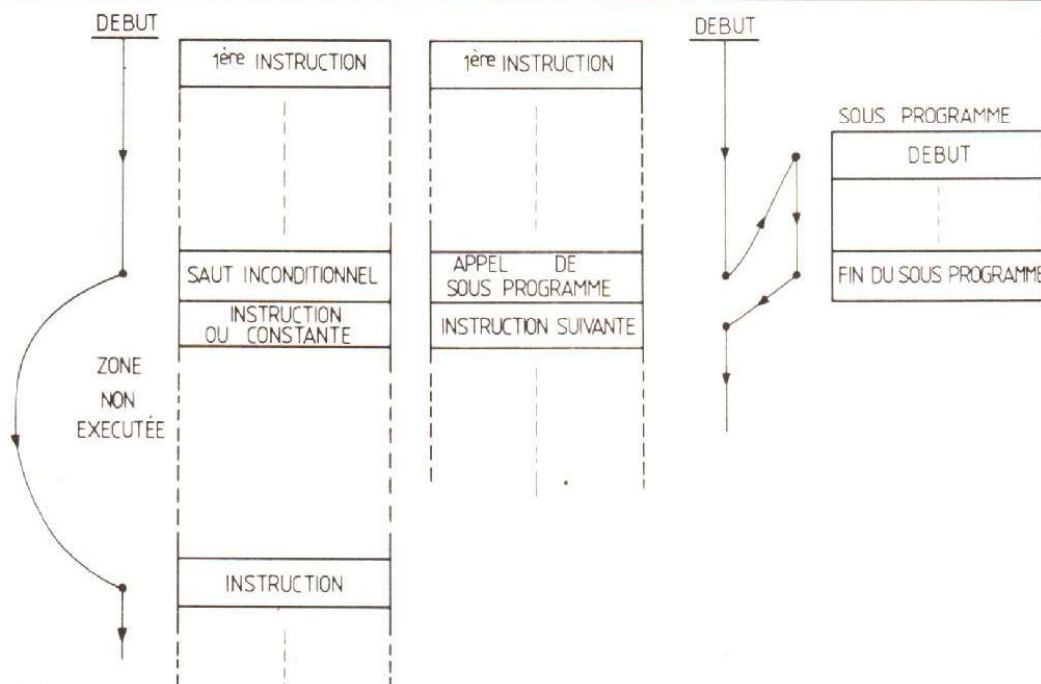
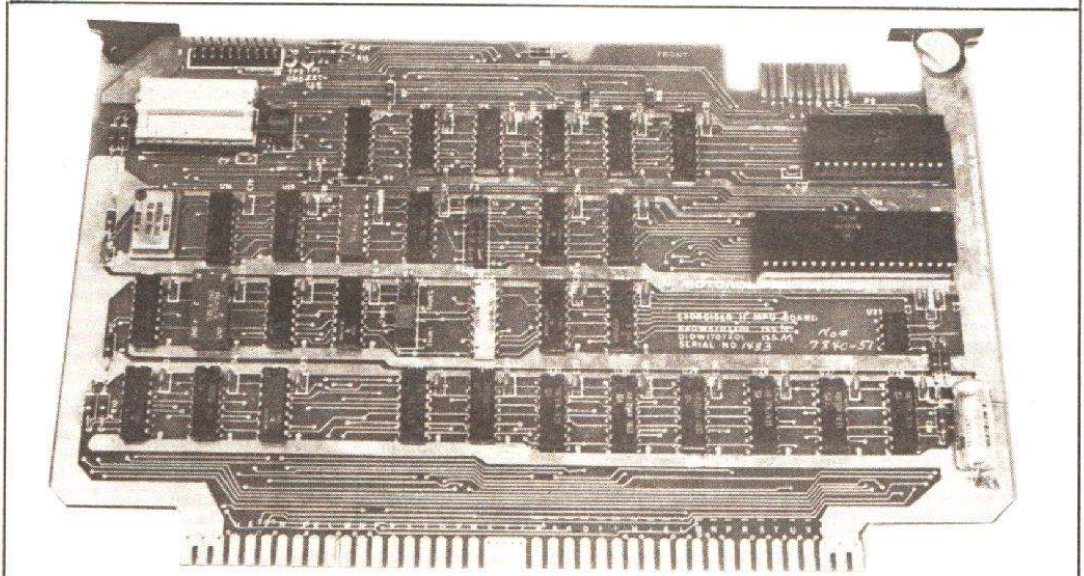


Fig. 6.



gir en une dizaine de  $\mu s$  à moins d'une  $\mu s$ .

Enfin, pour clore cette initiation aux interruptions, sachez encore que plus le micro est performant, plus il a de sources possibles d'interruptions (à titre indicatif tout « petit » micro-processeur huit bits dispose d'au moins deux sources d'interruptions différentes) et que, d'autre part, certaines interruptions peuvent être ignorées (on dit « masquées ») pendant tout ou partie d'un programme au moyen d'instructions adéquates ; n'est-ce pas merveilleux ?



Carte unité centrale d'un système de développement pour microprocesseur : Motorola.

### Récapitulons un peu

Comme nous vous l'annoncions en début d'article, nous avons essayé de présenter de façon aussi générale que possible un micro-processeur et son fonctionnement. Nous avons donc vu que c'était un circuit capable d'adresser de la mémoire, principa-

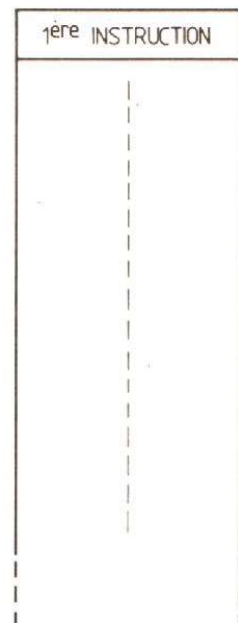
lement au moyen d'un registre appelé le PC ou CO, que celui-ci pointait sur des codes binaires représentant des instructions exécutables par le micro. Le contenu de ce PC est incrémenté de un en un pour balayer le programme à exécuter, sauf dans certains cas particuliers où l'on change brutalement son contenu pour accéder à

d'autres parties d'un programme ; ce sont les sauts qui peuvent être conditionnels — donc dépendre d'un test —, inconditionnels ou à un sous-programme. Enfin, nous avons vu que ce bel agencement pouvait être interrompu momentanément afin que le micro accomplisse une tâche annexe plus urgente que le programme en cours.

Nous pensons avoir débroussaillé la question et, même si certains points restent encore obscurs, rassurez-vous, cela va aller en s'éclaircissant au fur et à mesure de cette présentation puisque, comme nous le disions en avertissement, il faut connaître certaines notions de détail pour pouvoir bien comprendre certaines notions de base. La deuxième lecture de cet article doit d'ailleurs vous sembler beaucoup plus claire que la première.

**C. TAVERNIER**  
(A suivre)

#### PROGRAMME PRINCIPAL



#### DÉBUT



#### PROGRAMME D'INTERRUPTION

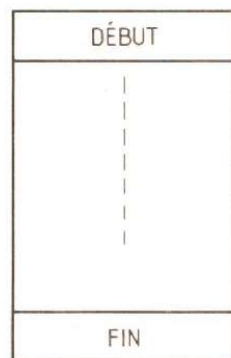


Fig. 7.

#### ERRATUM

Un courant d'air malicieux a semé un léger désordre dans les photos de notre ABC d'octobre : en effet, la photo B appartient à notre article « Réalisez votre ordinateur individuel » et n'est pas une carte mémoire. En revanche, la légende de cette photo B s'applique à la photo A. La vraie photo A, quant à elle, a tout simplement disparu. Tout cela n'est pas bien grave mais méritait tout de même d'être corrigé par souci d'exactitude.

(Suite voir N° 1710)



# TRANSCEIVER SYNTHÉTISÉ PILOTÉ PAR MICROPROCESSEUR

## La carte d'interface

Trois buffers 74LS374 jouent le rôle principal dans la conservation des données fournies de façon « fugitive » par le microprocesseur. Un autre 74LS145 ouvrira alternativement chaque afficheur aux données qui le concernent exclusivement : les lignes A, B, C et D sont, en effet, en parallèle, ce qui économise beaucoup de fils. Nous avons choisi un affichage de type non-multiplexé pour la conception d'un transceiver. Ce choix a été déterminé pour des considérations de « bruit » ; le multiplexage nous avait posé quelques problèmes sur un montage précédent, avec de violents pics sur la ligne d'alimentation qui n'ont pu être éliminés que par un filtrage sévère (self + capacités). Ici le silence est total de ce côté puisque les impulsions d'affichage n'ont lieu que lors d'une manipulation du clavier et sont latched ensuite par les TIL308.

Si l'on voulait attaquer un synthétiseur en niveau TTL, 5 V, les circuits 74LS374 seraient suffisants. Seulement, nous opérons sur un synthétiseur C.MOS avec des niveaux à 12 V,

il faut accomplir une conversion par des buffers à collecteurs ouverts, c'est le rôle des 7407 (U9, U10, U11) (fig. V-24).

Nous nous trouvons avec 16 bits de commande sur les sorties, ce qui nous laisse énormément de choix pour les synthétiseurs présents... et à venir. On pourrait d'ailleurs passer sans difficultés à 24 ou 32 bits !

Nous les partagerons en deux par le S187 : compteur A et compteur B (fig. V-25).

Il existe des boîtiers pouvant intégrer, dans un seul circuit les 74LS374 et 7407, ce sont les DS8859/69 : il ne semble pas que l'on puisse les trouver facilement, ce qui nous a conduits à opter pour une solution un peu plus encombrante, mais avec des éléments faciles à se procurer comme nous le préconisons habituellement.

## Le clavier (fig. V-26)

Ultrasimple, il se compose de 4 lignes et de 4 colonnes. Sa gestion au niveau software nous a posé quelques petits problèmes « hexadéci-

maux », avec dispositif d'anti-rebonds logiciel tout à fait personnel !

Il peut être constitué par tout système de boutons poussoirs de bonne qualité et comportera une vingtaine de touches si l'on veut pouvoir utiliser toutes les possibilités dont nous avons parlé.

Nous aurons huit fils au total à brancher directement sur le Port B, en respectant évidemment l'ordre des connexions ! Chaque emplacement correspondant à un endroit du plan mémoire (utilisation de l'adressage indexé avec consultation de tableau).

La correspondance hexadécimale des touches est la suivante :

0	D7	Montée	
1	EB	pas à pas	E7
2	DB	Descente	
3	BB	pas à pas	B7
4	ED	Mise en	
5	DD	mémoire	77
6	BD	Rappel	
7	EE	des mémoires	7B
8	DE	Scanning	7D
9	BE	Validation	

Les quatre touches supplémentaires de droite sont validées et mises en parallèles par la commande IRQ.

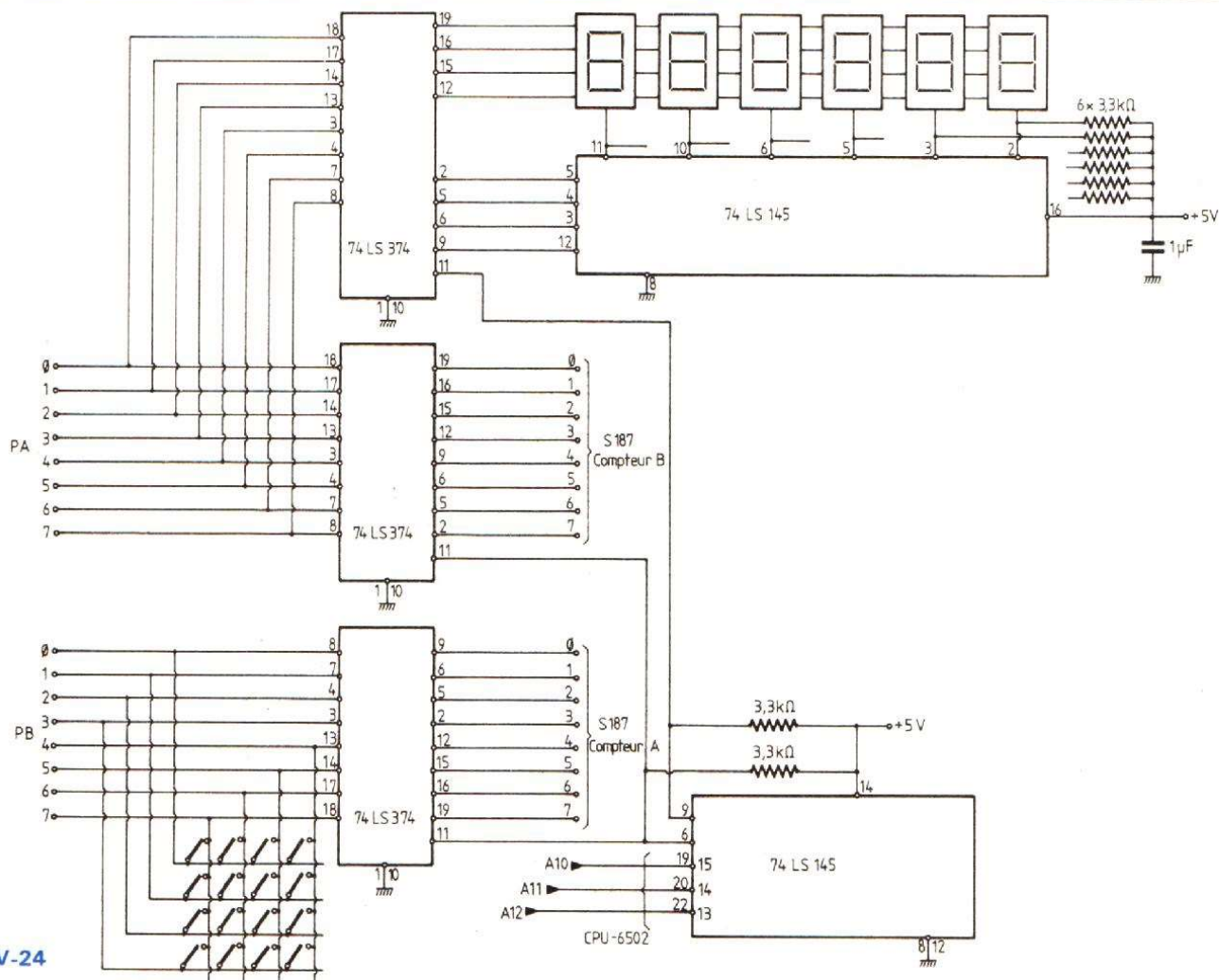


Fig. V-24

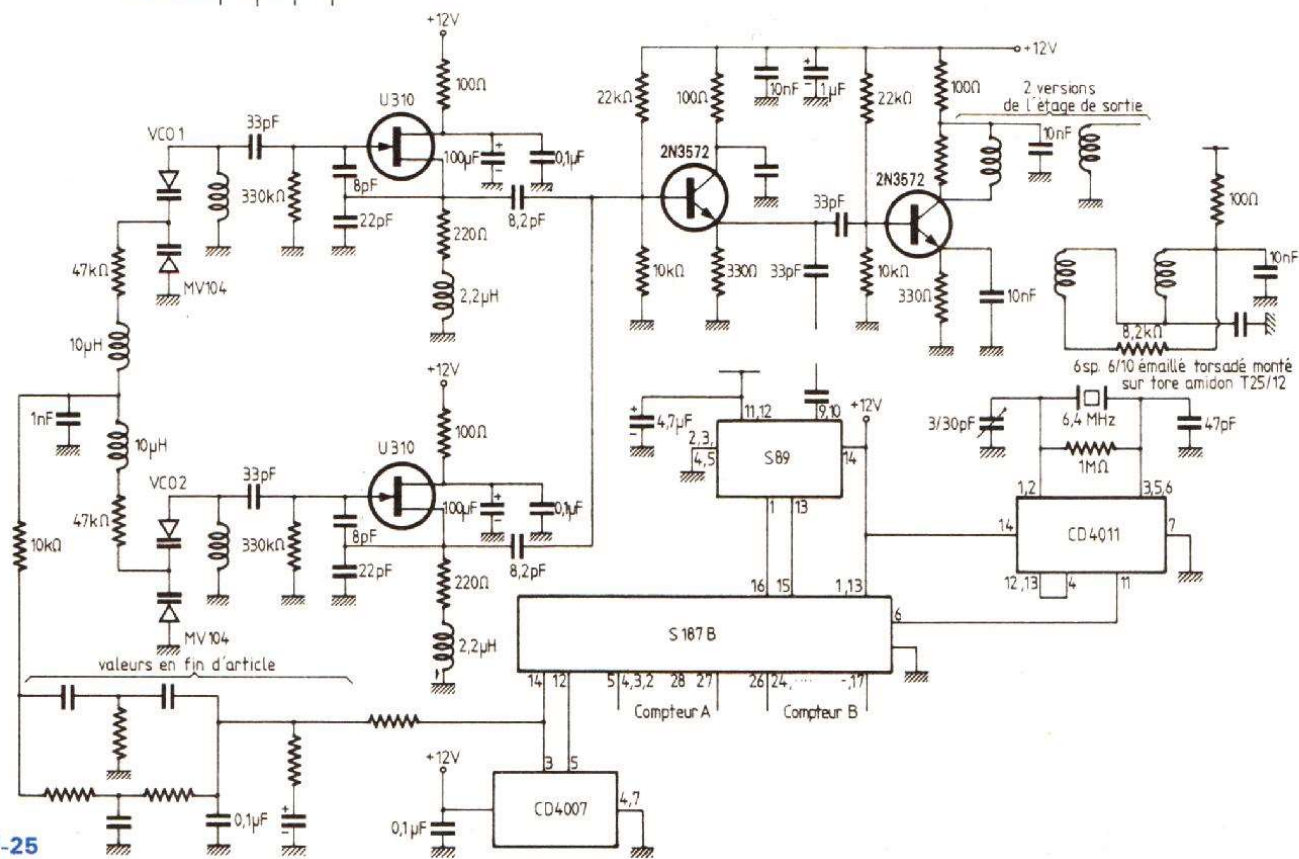


Fig. V-25

**L'affichage digital**

Il est constitué par 6 afficheurs sur le montage initial mais, comme nous l'avons signalé précédemment, on pourra n'en utiliser que 4 sans modification en quoi que ce soit, le programme du microprocesseur restant identique mais sans effet pour les digits de poids fort qu'il va ignorer. A l'inverse, on pourra ajouter d'autres digits, jusqu'à 9 au total, mais avec de légères retouches au listing de base.

Nous avons utilisé des TIL308 pour des raisons de facilité de mise en place, d'encombrement (relatif) et de câblage, mais ce n'est pas, hélas ! la solution la plus économique, puisque le prix des 6 afficheurs est supérieur à

celui des deux cartes microprocesseur complètes (fig. V-28).

Il existe heureusement une solution utilisant un circuit intégré par afficheur, le CD 4543, disponible pour environ 15 F, pour une légère complication du point de vue connexion. Avantage supplémentaire : on pourra utiliser indifféremment des afficheurs à cathode commune ou à anode commune selon l'état haut ou bas de la broche 6 du boîtier.

Pour des raisons de compatibilité logicielle, les latch enable des 4543 seront précédés d'un inverseur 7404 (actif au niveau 1) (fig. V-27).

n'y a que très peu de composants, quelques liaisons à effectuer (aux bons endroits) pour que l'ensemble soit rapidement opérationnel.

Nous attirons cependant l'attention sur des détails qui nous apparaissent comme de première importance. Ils garantissent une grande part du succès de l'entreprise et préviennent des dépannages toujours très aléatoires lorsque lesdits conseils ne sont pas appliqués.

– Le circuit imprimé est réalisé en technique double face avec passage de pistes entre les pattes des circuits : on veillera pour cela scrupuleusement à la continuité des liaisons à l'ohmmètre ou tout autre procédé de test et à l'absence totale de court-circuit intempestif. Un strap existe

**Réalisation pratique**

Après s'être familiarisé avec le schéma théorique, on s'aperçoit qu'il

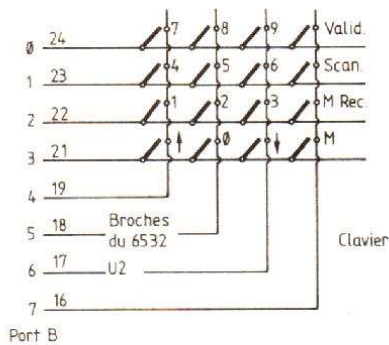


Fig. V-26

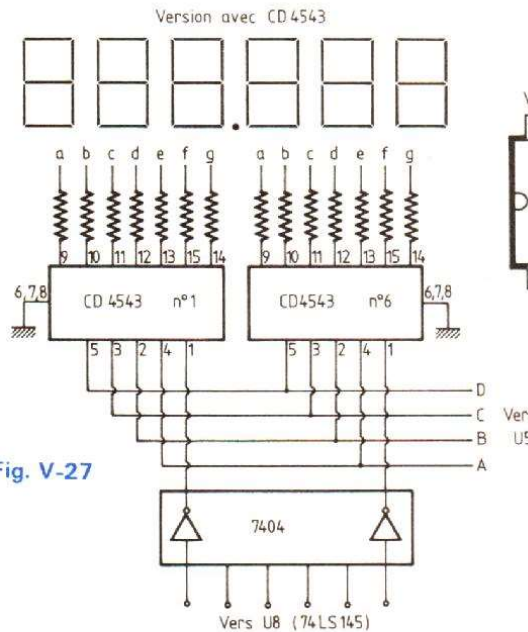
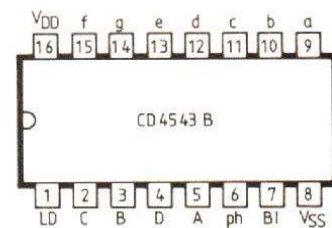


Fig. V-27



	Broche 6
Cathode C	φ
Anode C	+5V

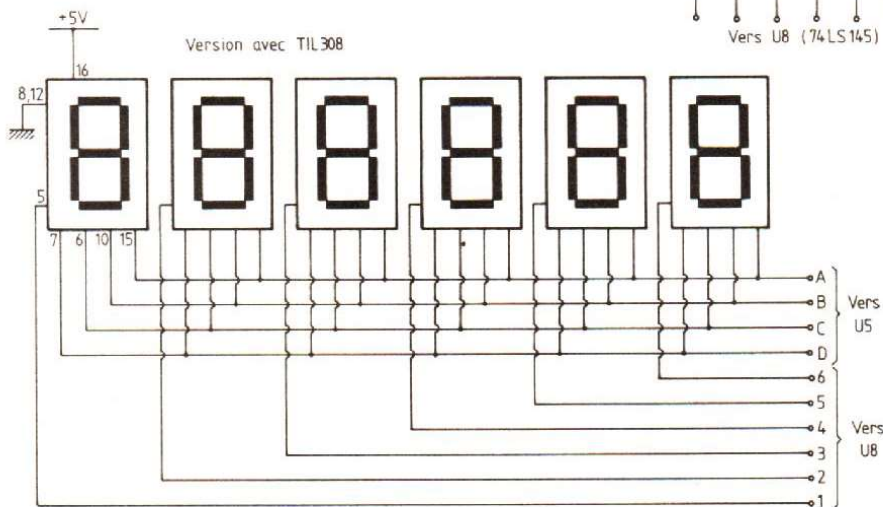


Fig. V-28 a

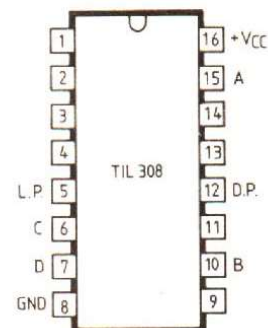


Fig. V-28 b

dans l'épaisseur de la carte interface pour la masse de U9, 7407, un autre sur le microprocesseur entre broche 38 du PIA 6532 et broche 20 de la 2716. Nous n'avons pu l'éviter sans métallisation des trous, à notre grand désespoir.

— Les supports : **très importants**. A notre avis, ils ne sont pas nécessaires sur la carte d'interface. Souder les pistes des deux côtés du circuit (fig. V-29). Ils sont conseillés sur la carte microprocesseur, en particulier

pour l'EPROM 2716. Ils sont, par ailleurs, un peu spéciaux puisque beaucoup de pistes, là encore, faute de trous métallisés, sont à souder dessus/dessous. Ce sont des « bas-profil » avec embase tulipe. Série 8000 et 18000 de Jermyn par exemple.

Les trous des circuits imprimés seront impérativement percés avec un foret de 0,8 mm **neuf**, un trou de diamètre supérieur avec un foret mal affûté risquant fortement d'interrom-

pre les pistes sous le support par coupure de la piste en cuivre.

— Les liaisons entre cartes et avec le synthétiseur seront faites de préférence avec du fil en nappe multicolore. Le repérage est ainsi facilité et l'esthétique y trouve également son compte. Cela paraît important pour un transceiver « hors du commun » !

— Attention à ceux qui désireraient s'aventurer à modifier tel ou tel élément : type d'affichage, de clavier, d'interfaçage. Dans un microprocesseur le hardware est fortement tributaire du soft sous-jacent et réciproquement.

Les figures V-30 A, B reproduisent les dessins du circuit imprimé double face du module récepteur.

Fig. V-29

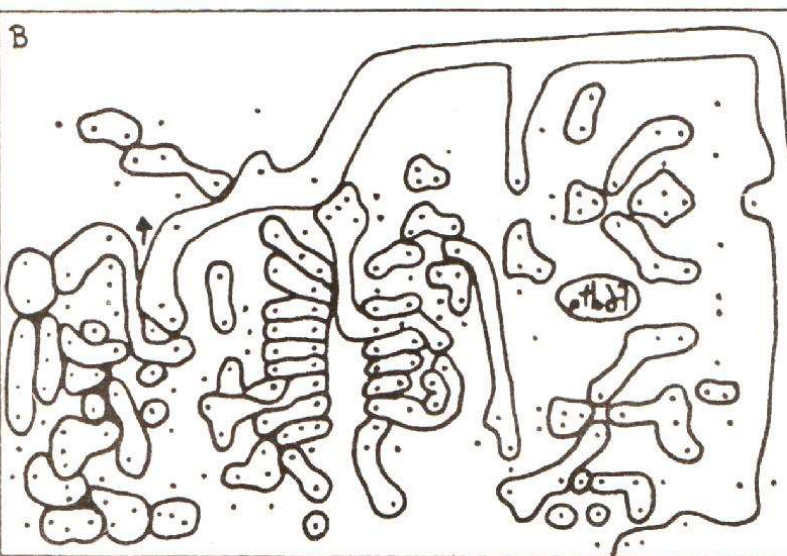
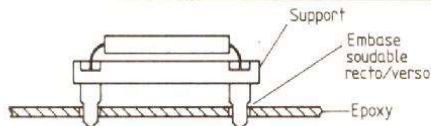


Fig. V-30 A

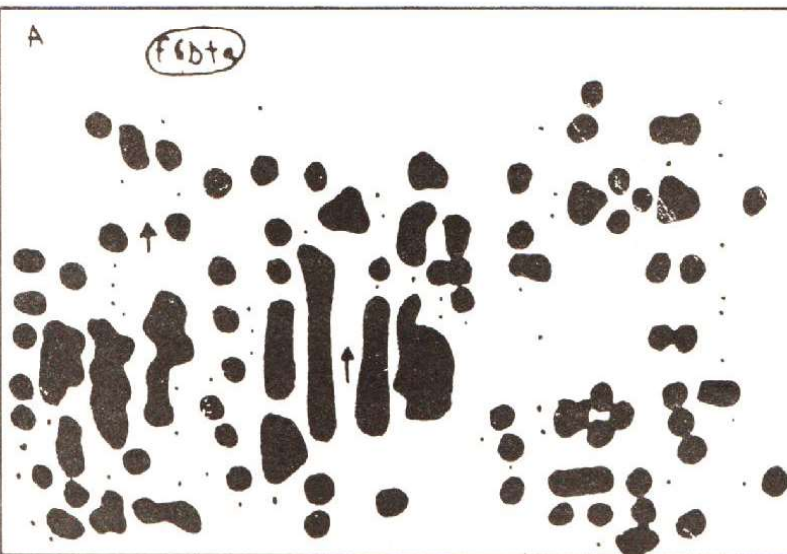


Fig. V-30 B

Fig. V-30 A-B. — L'implantation des éléments se déduit d'elle-même de la disposition du circuit que nous n'avons pas voulu surcharger à l'excès.

### Organisation logicielle du microprocesseur

La figure V-31 donne un aperçu global du fonctionnement de l'ensemble.

Le microprocesseur effectue une boucle de scrutation continue du clavier, d'abord les chiffres de 0 à 9 puis les fonctions. Si aucune touche n'est enfoncée, il y a retour du début du programme.

Dès qu'un chiffre est sollicité, il y a affichage sur le digit de poids faible avec décalage des chiffres sur la gauche. La fréquence affichée n'est prise en compte par le microprocesseur que par appui de la touche de validation ou par manipulation d'une touche de fonction.

Une fréquence interdite produit l'apparition de FFFFFF sur les afficheurs.

— l'incrémenta-tion augmente de 25 kHz la fréquence affichée, la touche de décrémenta-tion opère la fonction opposée : - 25 kHz ;

— la mise en mémoire prend en compte l'état des afficheurs et le stocke successivement. « Recall » rappelle les mémoires enregistrées ;

— le scanning, ou balayage automatique, permet l'exploration continue d'une portion de bande déterminée. Le pallier de balayage supérieur est celui enregistré dans la mémoire 1, le pallier inférieur est celui à partir duquel on appuie sur la touche « SCAN ».

Ainsi, si nous avons enregistré la fréquence 145275 dans M1, nous nous positionnons sur 144325 par exemple : il suffit d'appuyer sur la touche SCAN pour que le balayage s'effectue entre ces deux limites, - la touche validation met sur le transceiver la valeur présente sur les tampons d'affichage, sans qu'il se passe d'autre opération particulière.

Une longue pratique des transceivers, nous a appris à nous méfier énormément de tout ce qui est technique de multiplexage à courants forts, en particulier pour ce qui concerne le système d'affichage. Le bruit interne

général est très nuisible tant en ce qui regarde le synthétiseur (organe très sensible), que pour la partie réception (F.I principalement).

S'il arrive que la fréquence inscrite soit hors bande ou différente des « pas » de 25 kHz, c'est-à-dire autre que se terminant par 00,25,50 ou 75, le microprocesseur va « reformer » la fréquence et la ramener à la centaine de kHz inférieure afin qu'il n'y ait aucun risque d'erreur de calcul par la suite sur les compteurs (voir organigramme fig. V-32).

Nous avons figuré l'organigramme du réformatage avec les instructions

hexadécimales correspondantes : A5, 0A, C9, 00...

Après chargement (instruction A5 = LDA) de la case mémoire 0A, dans l'accumulateur, le microprocesseur effectue une comparaison avec les valeurs successives autorisées (C9 = CMP), s'il y a égalité (F0 = BEQ) le branchement conditionnel se réalise avec signification de la valeur du saut en caractère hexadécimal (10, 0C, 08 ou 04).

Au cas où il n'y a pas eu d'identification de valeur, le tampon d'affichage est mis à 00 avec retour au sous-programme suivant. Ces opéra-

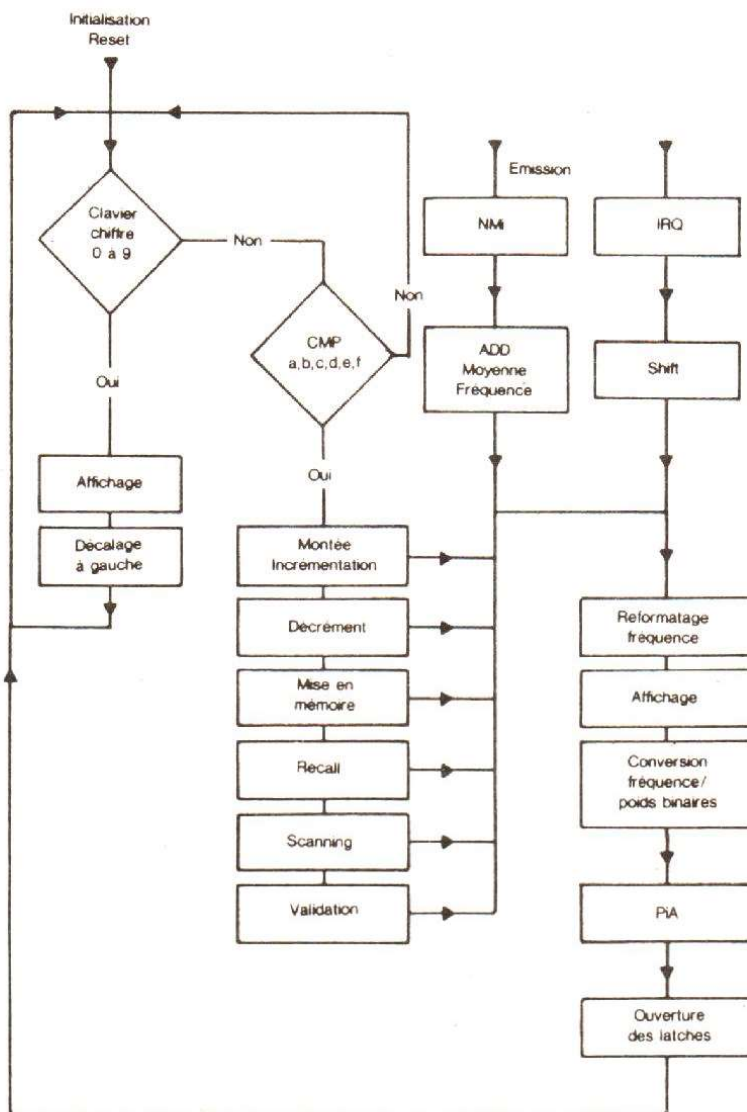
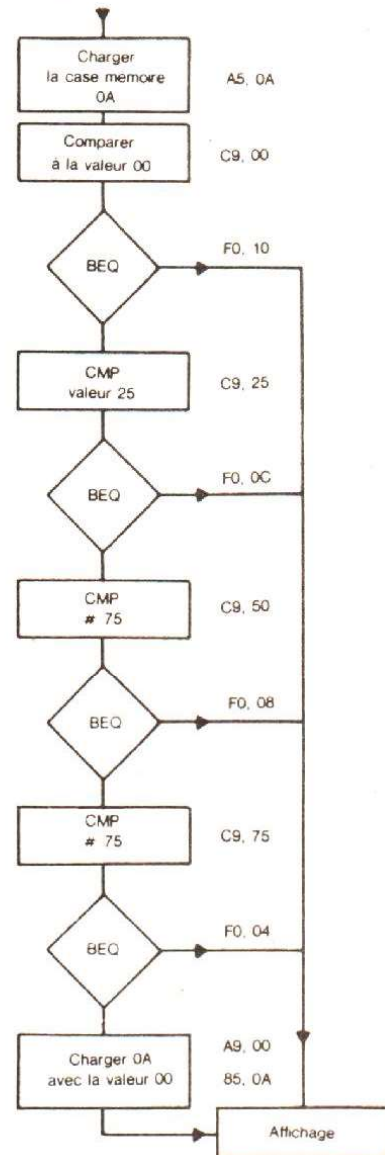


Fig. V-31



ORGANIGRAMME SIMPLE  
LE REFORMATAGE DE LA FREQUENCE AFFICHEE

Fig. V-32

tions qui peuvent paraître longues dans le détail s'effectuent en quelques microsecondes en réalité, l'unité de fonctionnement étant le cycle. Dans notre cas du 6502 avec un quartz d'horloge à 1 MHz, 1 cycle = 1 microseconde.

L'opération de chargement LDA en page zéro exige 3 cycles, soit « 3 microsecondes ». La comparaison immédiate : C9 : 2 cycles. Nous pouvons, de la sorte calculer le temps global des sous-programmes lorsqu'il s'agit d'optimiser le fonctionnement. Pour ce qui nous concerne, la rapidité est telle que toutes les opérations donneront l'illusion de « l'immédiat ». Il n'en est plus de même lorsque le microprocesseur intervient dans des calculs en temps réel pour système radar. Afin de gagner en vitesse on utilise une technologie dite par « tranches ».

**Conversion fréquence/compteurs**

Nous donnons en figure V.34, l'organigramme des opérations effectuées pour la conversion fréquences/compteurs. En réception, après chargement des valeurs contenues dans les tampons d'affichage, le microprocesseur retranche la valeur de la M.F., ici 10,7 MHz, puis divise par 1250.

Nous savons en effet que pour un synthétiseur à P + 1 la fréquence finale est régie par la relation suivante :

- Pour M = 50
- F réf. = 25 kHz
- Fvco = (compteur A + 50 × compteur B) × 25
- Pour A = 0
- Fvco = 1 250 × Compteur B

En régime émission, les données sont prises sur les afficheurs et la porteuse est émise directement.

Le résultat de la division est mis en mémoire 07. Si le reste de la division est nul, après test, le compteur B est chargé, sinon le reste est divisé par 25, mis en mémoire 0E et chargé dans le compteur A du S187.

Les tampons d'affichage sont bien sûr en page zéro, avec la répartition suivante :

1 4 5 8 5 0  
OC OB OA

Les six chiffres des afficheurs sont répartis sur trois octets : OA pour les moins significatifs, OB pour les deux du centre, et OC pour les poids les plus forts.

Comme nous l'avons vu plus haut, 07 est la localisation mémoire du compteur B du synthétiseur. 0E correspond au compteur A.

Le PIA organe d'interface entre le microprocesseur et l'extérieur (6532) peut tour à tour jouer le rôle d'entrée ou de sortie selon l'ordre qui lui est fourni : comme indiqué lors de la description hardware, il comporte deux ports d'entrée/sortie qui forment 16 lignes, avec quatre registres dont les localisations sont les suivantes :

- PAD en 80 : registre de données port A
- PADD en 81 : registre de sens de transfert port A
- PBD en 82 : registre de données port B
- PBDD en 83 : registre de sens de transfert port B

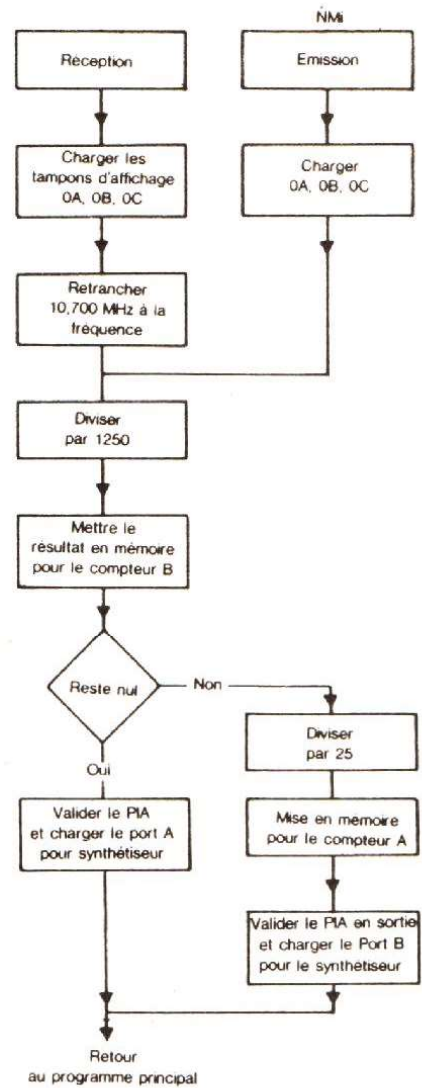
Mettre tous les bits à 0 en 81 ou 83 transforme les 16 lignes du PIA en entrées.

Mettre tous les bits à 1(FF) en fera des « sorties ». Nous voyons ainsi que pour lire les données du clavier (sur le port B), PBDD sera à 00, tandis que

pour programmer le synthétiseur S187, les 16 lignes seront des sorties avec PADD et PBDD à 1, c'est-à-dire FF.

**Cheminement des données du microprocesseur au synthétiseur**

- A9 LDA charger la valeur FF
- FF toutes les lignes sont des sorties
- 85 STA charger
- 81 PADD registre port A
- 85 STA charger



CONVERSION FREQUENCE/COMPTEURS

Fig. V-34

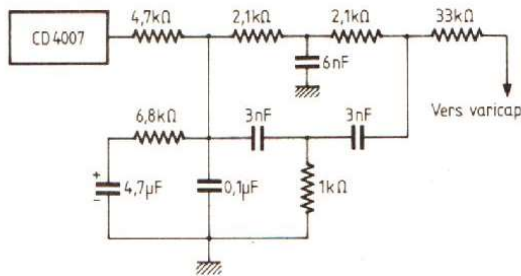


Fig. V-33

83	PBDD	registre port B
A5	LDA	prendre la valeur binaire de la case
07		07 (compteur B du S187)
85	STA	la recopier
80	PAD	en sortie du PIA
A5	LDA	prendre la valeur binaire de la case
0E		0E (compteur A du S187)
85	STA	la recopier
82	PBD	en sortie du PIA
8D	STA	ouverture du latch
00		enable des 74LS374
14		
60	RTS	retour de sous-programme

Après calcul du microprocesseur des valeurs binaires à distribuer au synthétiseur, les résultats sont dans les cases mémoires 07 et 0E.

Le PIA est alors initialisé en sortie et il recopie sur les 16 lignes les données qui lui ont été fournies. Elles ne sont pas pour autant disponibles au synthétiseur car nous avons pourvu un aiguillage qui permet de diriger les informations sur les afficheurs, le synthé, ou tout autre organe. Il faut déverrouiller le circuit écran 74LS374 ce qui est produit par une instruction sur une adresse haute (8D, 00, 14).

Les données sont alors mémorisées et le PIA peut prendre d'autres tâches par sélections successives.

Ce mode de conception procure un instrument très puissant - tout en restant simple sur le plan matériel, ce qui était notre but par la possibilité de latching qui nous autorisent des programmations de synthétiseurs à 32 bits et toutes manipulations annexes

de circuits auxiliaires : relais, thyristors, convertisseurs digitaux/analogiques pour correction de réglages de têtes HF, commutation de diodes PIN.

Ceci nous a permis de réaliser un Scanner étalant sans trous et sans spurious sur 200 MHz de couverture de bande au pas de 25 kHz, ce qui représente quelque 8 000 canaux.

Nous ne nous étendrons pas plus sur les nombreuses opérations de détail, quelquefois un peu complexes, que nous avons eu à résoudre pour la mise au point du programme.

### Pour aller sur d'autres pistes

Il est évident que beaucoup, devant la simplicité hardware du système et la puissance de calcul, voudront modifier tel ou tel point pour faire autrement à partir du même circuit. C'est évidemment possible et même fait pour cela !

L'un désire un transceiver décimétrique au pas de 100 Hz ou même de 10 Hz, un autre un transceiver VHF au pas de 5 kHz ou bien piloter un synthétiseur de tout autre configuration : le microprocesseur et la carte d'interface sont suffisamment étoffés pour produire tout cela sans grand changement de câblage externe. La majorité du programme de base reste d'ailleurs toujours valable : scrutation du clavier, affichage jusqu'à 9 digits, scanning incrémentation. Le codage de la

fréquence par système optoélectronique est simplissime (permet l'utilisation d'une commande du style VFO). Mais il est également évident que des modifications - même mineures - nécessitent une qualification certaine dans la programmation et que quelques octets mal placés suffisent à bloquer cette merveilleuse machine qu'est le microprocesseur. Un détour par une sérieuse étude de la question est indispensable.

Pour d'autres transceivers (et même pour tout autre chose), le seul changement à effectuer sera donc habituellement un listing différent en mémoire 2716 et le tour sera joué.

Virtuellement tous les appareils synthétisés du commerce peuvent donc passer rapidement en version microprocesseurisée et il suffira d'enfermer dans une boîte de faible dimension les deux cartes, l'affichage ainsi que le clavier donnant accès à la programmation de la fréquence. Une télécommande aisée à distance est ainsi rendue possible éventuellement.

### Localisation « mémoire »

0800	division par 1250
	chargement compteur B
	compteur A
088D	chargement ports de sortie
08A0	réformatage fréquence
08BE	chargement synth.
0900	initialisation de la pile
920	routine scanning
0992	
0953	temporisation scanning
0A00	gestion du clavier
0AA7	
0AA8	
0AF1	sous-programme affichage
0B00	routine affichage
	et décalage à gauche
0B40	
0B4E	
0B50	avancement +
0B66	avancement -
0BDA	routine soustraction MF
0BFA	
0BFB	NMI
0BFC	
0BFD	RST
0BFE	
0BFF	IRQ

Les 128 octets de mémoire vive intégrés dans le PIA 6532 ont été mis en bas de pagination : 00, 01, 02 et 03 afin d'effectuer des manipulations rapides sur 2 octets et servir de pile.

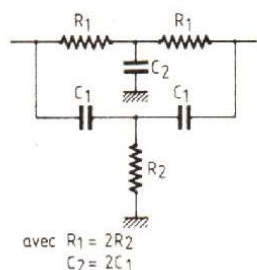


Fig. V-35

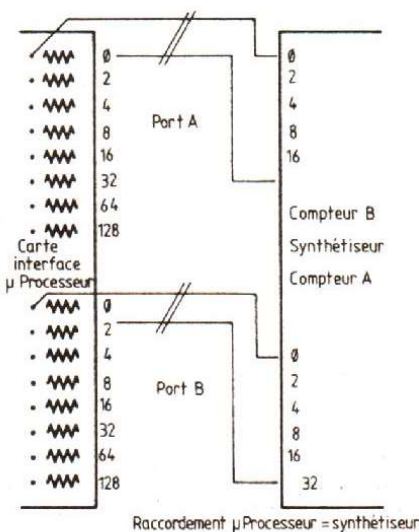


Fig. V-36



### Le synthétiseur

Il est constitué par le couple bien connu S187B/S89 qui permet un fonctionnement direct jusqu'à

500 MHz et par multiplication, jusqu'au gigahertz sans problèmes particuliers (mais avec quelques astuces) car certains fronts d'impulsions deviennent critiques en sortie du S89 :

décalage d'un pas en bas et haut de gamme, etc.

Deux oscillateurs à U310 ont été prévus : ils permettent un bon compromis de bruit et la pente MHz/volt est excellente n'ayant pas à tenir compte dans cette application des quelques millisecondes de verrouillage lors de la commutation de VC01 et VC02. Si ce dernier facteur avait une importance : sélection de VCO en cours de bande décimétrique, par exemple, il vaudrait mieux commuter une section de self par diode PIN.

Les deux VCO sont identiques, un réglage de l'ajustable 3/30 pF permettra de se situer dans la gamme de capture : une pente du VCO, Kv, de 500 kHz/volt sera excellente.

Les varicaps MV104 sont des double diodes montées dans un seul boîtier. On pourra éventuellement les remplacer par des BB105. Malgré une simplification certaine du circuit d'oscillation, on évitera d'employer des circuits intégrés tels le MC1648 en oscillateur de VCO préjudiciables du point de vue bruit de phase particulièrement pour des générateurs à grande pureté, BLU par exemple.

La bobine du VCO sera maintenue à l'araldite.

Les étages buffer et amplis sont réalisés avec des 2N3572. La liaison au S89 est faite par du petit câble coaxial directement sous le circuit imprimé. C'est important !

L'alimentation des VCO se fera par un régulateur intégré genre 7810

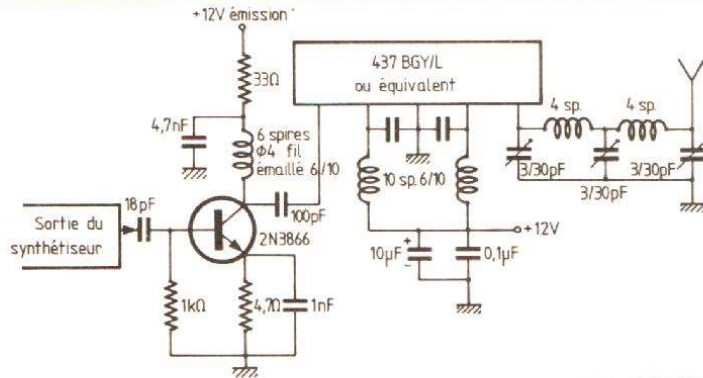


Fig. V-37

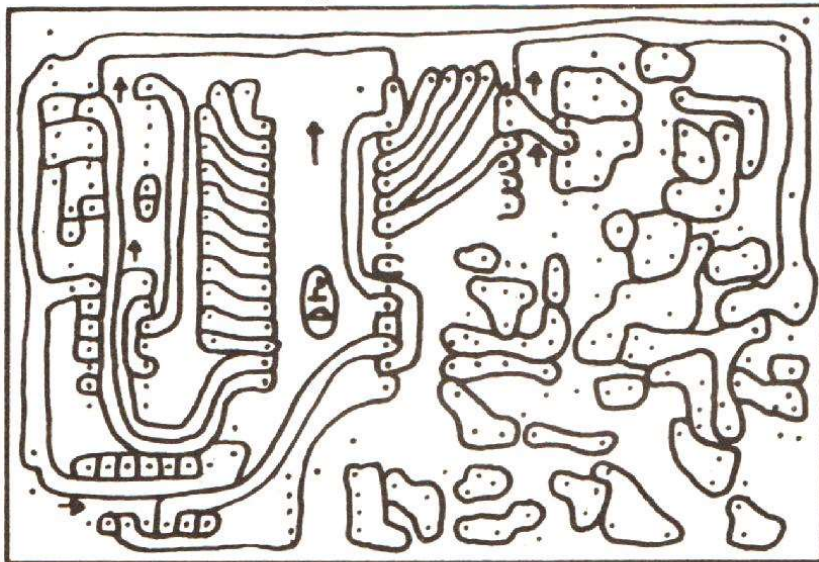


Fig. V-38 A. - Circuit imprimé du synthétiseur, vue de dessous.

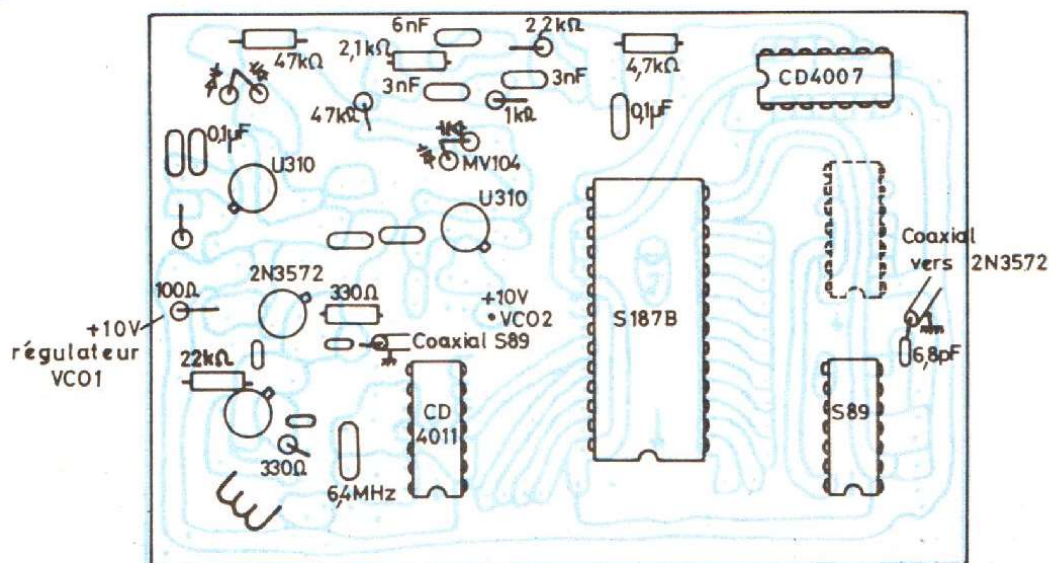


Fig. V-38 B. - Le plan d'implantation.

(10 V) ou à la rigueur 7808 (8 V). C'est indispensable pour une excellente pureté du signal, il est facile de s'en rendre compte par hétérodynage du signal sur un récepteur BLU.

Pour la référence à 6,4 MHz, nous avons opté définitivement pour un oscillateur à 4011, séparé du 4007 pour des raisons de facilité d'oscilla-

tion du cristal. C'est maintenant sans problème, quel que soit le quartz.

Une place libre, pour un circuit supplémentaire, se situe entre le S89 et le S187B : on n'en tiendra pas compte, ici, c'est l'une des modifications dont nous parlions plus haut pour le 400 MHz et au-delà.

Le pas employé ici est celui de

25 kHz : obligatoire avec le plan de mémoire du microprocesseur tel qu'il est présenté dans l'application actuelle.

Les broches du synthétiseur sont donc dans les états suivants :

broche 8 = 1 : 256  
 9 = 1 du 6,4 MHz  
 10 = 0

Le filtre en sortie du comparateur ne devra pas être modifié. Il offre un bon compromis amortissement/ vitesse de capture. Des variations dans la calibration du filtre peuvent apporter en effet une fonction de transfert de boucle instable : phénomènes de suroscillations parasites, « pompage » lors d'un changement de fréquence (fig. V-33).

Le filtre en T ponté qui suit est destiné à éliminer la résiduelle à 25 kHz et provoque une profonde atténuation à cette fréquence.

On peut la calculer de la façon suivante (fig. V-35).

$$F_x = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$

avec :

$$R_1 = 2 R_2$$

$$C_2 = 2 C_1$$

(F en MHz, R en k $\Omega$ , C en nF).

Pour 25 kHz, il vient finalement :

$$C_1 = 3 \text{ nF}$$

$$R_1 = 2,1 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = 6 \text{ nF}$$

$$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

En ce qui concerne la modulation de fréquence, elle sera appliquée aux varicaps du VC01, utilisé en émission.

Veiller au filtrage très sévère de la tension d'alimentation du préamplificateur microphonique (régulateur 10 V).

Les états des compteurs A et B sont pris en charge par le microprocesseur. Il n'est pas nécessaire cependant de sortir toutes les broches puisque certaines gardent dans tous les cas le même état (fig. V-36).

Au compteur A : poids binaire 64 = 0  
 Au compteur B : poids binaire 32 = 1, 64 = 1, 128 = 0, 256 = 0.

Tous les circuits intégrés sont obligatoirement soudés **directement** sans utilisation de supports, le synthétiseur est enfermé dans un coffret blindé avec by-pass.

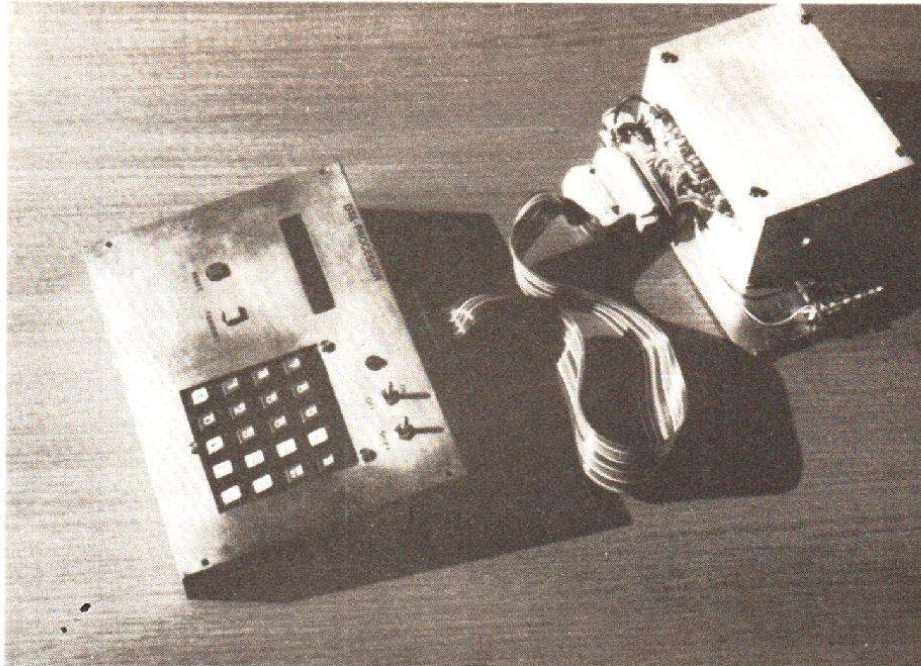


Fig. V-39 A. – Commande par le système à microprocesseur séparé du transceiver.

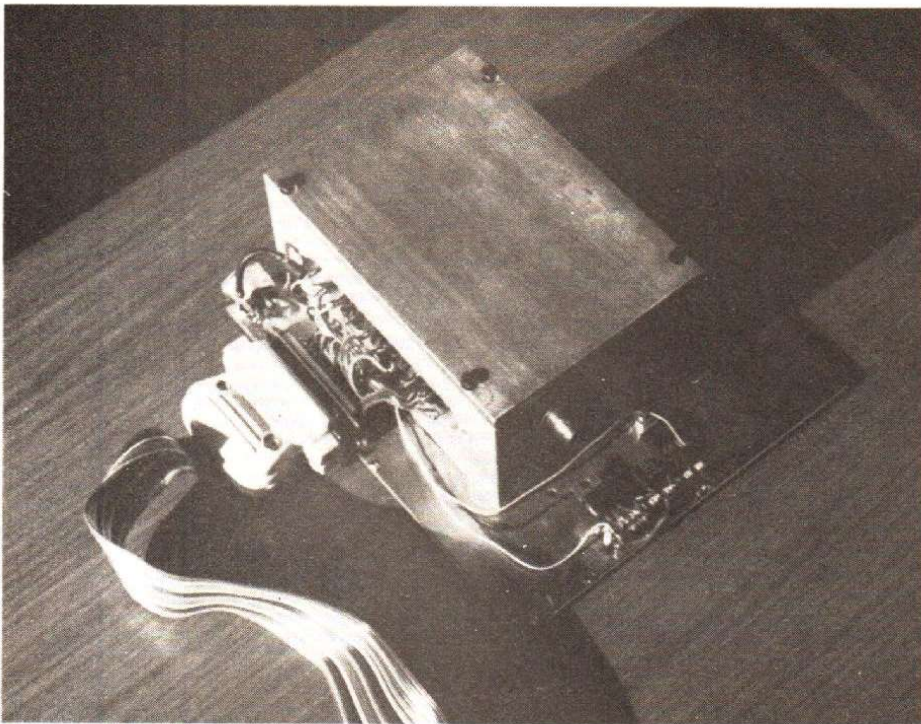


Fig. V-39 B. – Synthétiseur dans son boîtier blindé.

## L'ampli de puissance

La fréquence de sortie étant émise directement, nous bénéficierons d'une pureté spectrale harmonique maximale.

Un transistor du type 2N 3866 et l'ampli hybride sont suffisants pour produire aisément une quinzaine de watts H.F. (fig. V-37).

## Documentation pratique

Il est évident que ceux qui sont relativement à l'aise dans les circuits analogiques, réalisateurs de circuits HF et bobinages divers, ne sont pas pour autant de plain-pied avec les systèmes digitaux et encore moins « processorisés ».

Un détour par certaines lectures paraît indispensable :

— « Les microprocesseurs », de Zaks et Pierre Le Beux. Sybex, est une excellente introduction générale, très documentée, à relire plusieurs fois ! Pour une parfaite compréhension.

Pour ce qui concerne le microprocesseur 6502 :

— « La programmation du 6502 ». Sybex, Zaks.

— « Les applications du 6502 », du même auteur : depuis le programme d'une horloge 24 heures au composeur de téléphone ou à la génération de caractères Morse par microprocesseur.

— « Initiation à la programmation : le Junior Computer »,... Publitronec contient une mine de renseignements exprimés de façon claire et pédagogique.

L'apprentissage de la programmation passe obligatoirement par la manipulation d'un microprocesseur : le choix est vaste avec des cartes du type KIM, SYM, Junior computer, AIM 65.

Ajoutons pour terminer que le synthétiseur est réalisé sur un circuit imprimé simple face dont les figures V-38A et B, représentent la vue côté cuivre et le plan d'implantation.

Enfin on trouvera, pour terminer, des clichés (fig. V-39) de l'appareil terminé qui n'a rien à envier aux transceivers les plus sophistiqués. Une version a également été réalisée

avec commande à microprocesseur par clavier séparé. Les clichés permettront d'apprécier successivement en A, la commande externe, en B, le synthétiseur dans son boîtier blindé, en C et D, la vue interne de la commande du microprocesseur ainsi que du clavier et de l'affichage.

La carte microprocesseur est disponible chez :

AGEPITE  
55, rue Sermonoise  
77380 Combs-la-Ville

Robert PIAT (F3XY)  
Michel LEVREL (FGDTA)

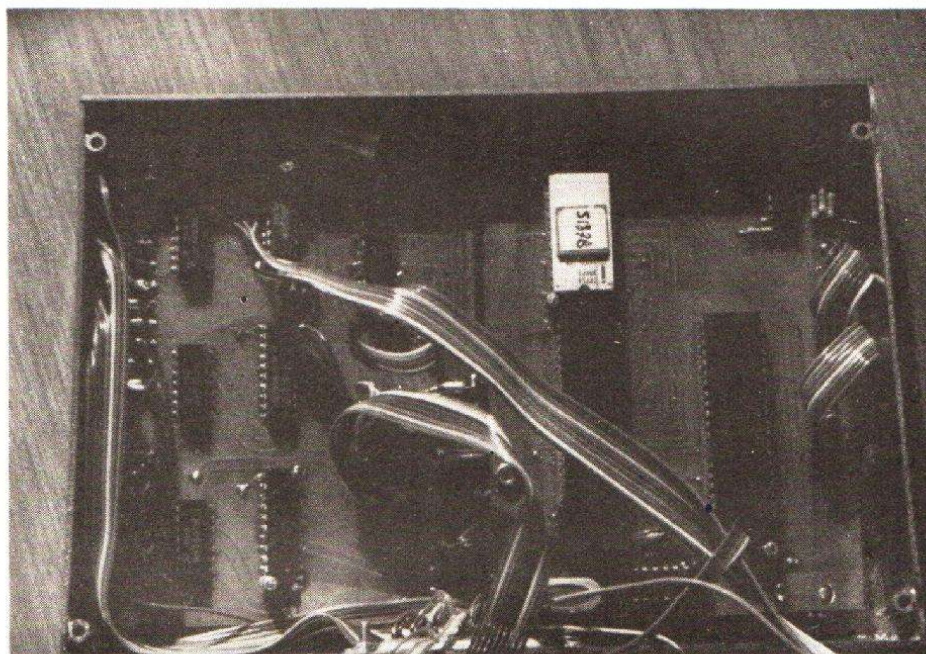


Fig. V-39 C. – Commande microprocesseur, vue interne.

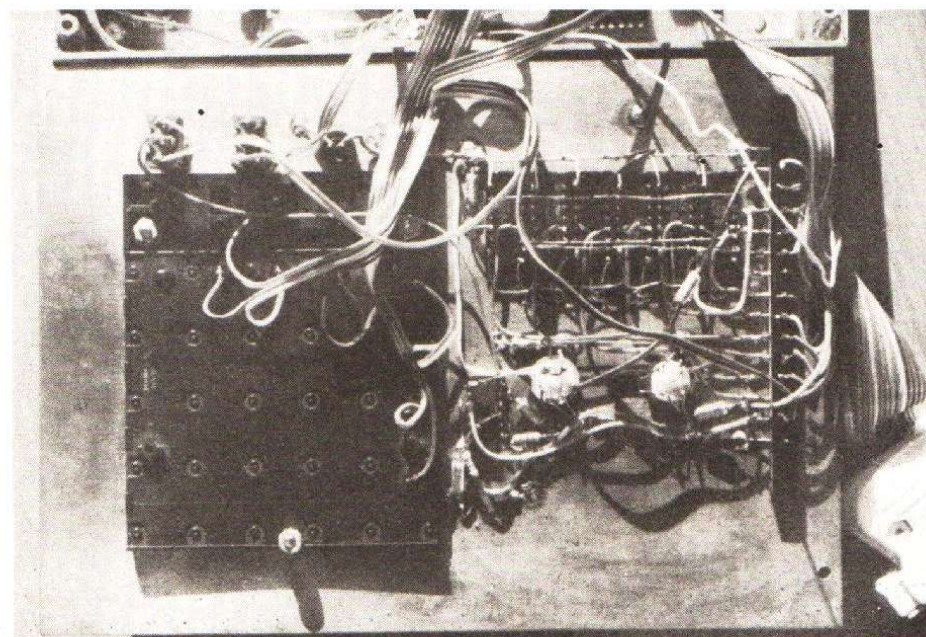


Fig. V-39 D. – Commande microprocesseur, partie clavier et affichage.

# JUSQU'À 160 W GRACE AUX MOSFET « SIPMOS »

La firme Siemens publie un recueil, rédigé en anglais, contenant plus de 20 schémas d'application pour les transistors MOS de puissance de la série SIPMOS. Tous ces schémas sont accompagnés d'une description détaillée, d'une liste des composants, et souvent d'un tableau de performances.

Parmi ces montages, un amplificateur audio-fréquence, capable de puissances de sortie entre 60 et 160 W, suivant les composants prévus. En omettant le condensateur d'entrée, on peut utiliser le montage comme amplifica-

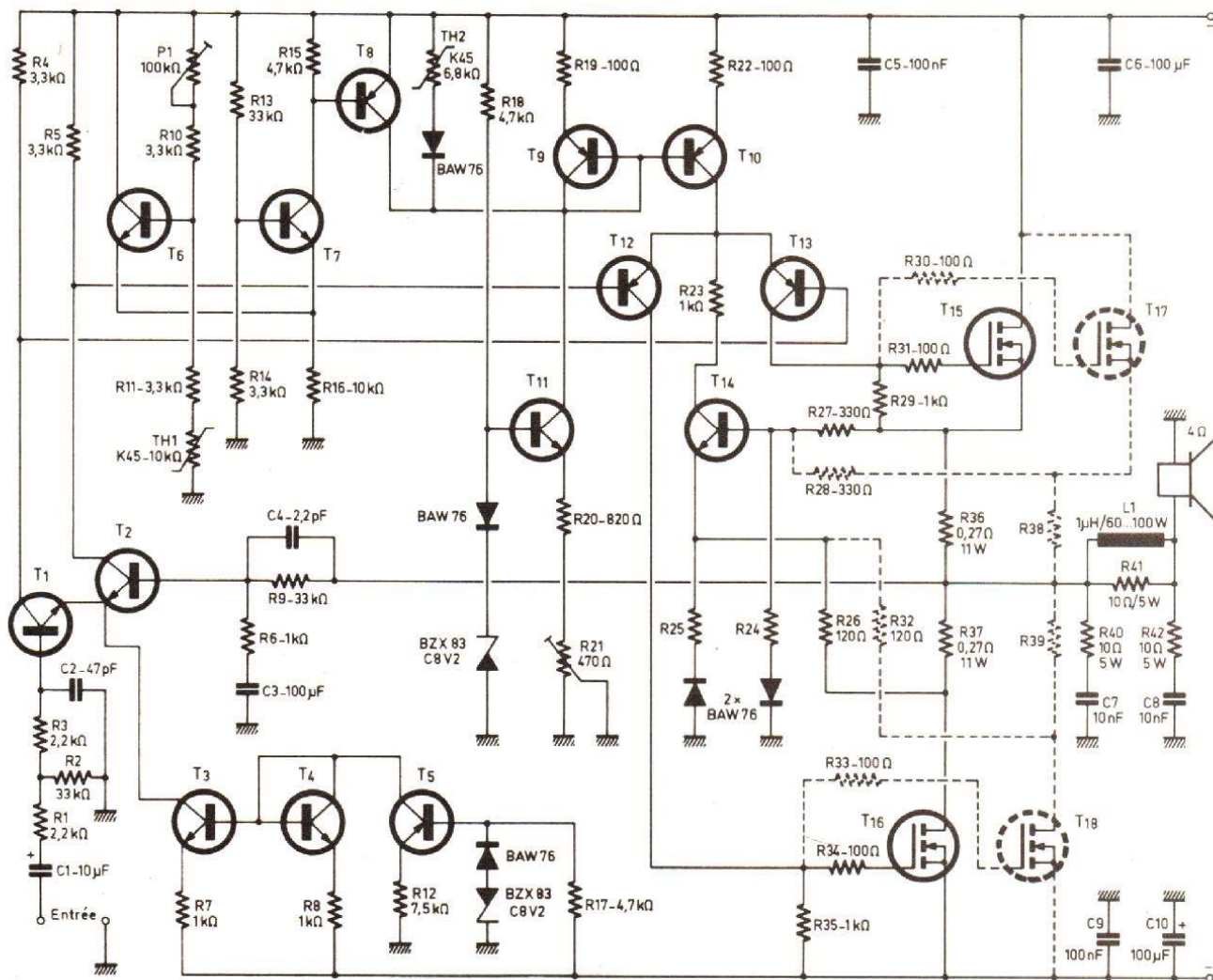
teur opérationnel de puissance.

L'étage de sortie fonctionne avec deux (ou avec deux paires) MOSFET, connectés en série. Ils se trouvent attaqués par un amplificateur différentiel ( $T_{12}$ ,  $T_{13}$ ) dont la source de courant d'émetteur est constitué par un « miroir de courant » PNP ( $T_9$ ,  $T_{10}$ ) lequel est commandé, à son tour, par une source de courant constituée par  $T_{11}$ . L'intensité de cette source est ajustable par  $R_{21}$  et elle détermine l'intensité de repos de l'amplificateur.

L'amplificateur différentiel d'entrée,  $T_1$  à  $T_5$ , mon-

tre une structure complémentaire à celui de sortie ( $T_9$ ,  $T_{10}$ ). Dans les deux cas, l'intensité de la source de courant ( $T_5$  ou  $T_{11}$ ) se trouve stabilisée par une diode Zener de 8,2 V, compensée en température par une BAW 76, utilisée dans le sens conducteur. Ces deux références de tension font que l'amplificateur n'a pas besoin d'alimentation régulée. Si vous désirez ajouter une note personnelle, vous pouvez remplacer  $T_3$ ,  $T_4$ , ainsi que leurs résistances d'émetteur, par un miroir de courant intégré, tel que TL 011 de Texas Instruments.

En dérivation sur le collecteur de  $T_9$ , on trouve une thermistance qui corrige l'effet de température des transistors de sortie. Ainsi, l'intensité de collecteur de  $T_{10}$  diminue légèrement quand la température augmente. Cette compensation thermique se trouve complétée par un circuit qui provoque la disjonction de l'amplificateur en cas d'échauffement exagéré. Il est basé sur la thermistance ( $TH_1$ ) qui se trouve dans le circuit de base de  $T_6$  et dont l'effet se trouve amplifié par  $T_7$  et  $T_8$ . Le seuil de disjonction s'ajuste par  $P_1$ . On aura soin de



monter les deux thermistances du montage directement sur les radiateurs des transistors de sortie. En cas de court-circuit accidentel de la sortie, la chute de tension sur les résistances dans les circuits de source (R<sub>36</sub> à R<sub>39</sub>) augmente suffisamment pour provoquer la conduction de T<sub>14</sub>. Ce transistor déleste alors l'intensité fournie par T<sub>10</sub> et limite

ainsi l'amplitude du signal à une valeur inoffensive pour l'étage de sortie.

La boucle de contre-réaction englobe l'amplificateur entier, puisqu'elle s'étend du haut-parleur à l'amplificateur différentiel d'entrée (base de T<sub>2</sub>). Les valeurs de ses résistances, 33 kΩ et 1 kΩ, font que le gain en alternatif est très voisin de 34. Le décou-

plage par C<sub>3</sub> fait, cependant, que le gain en continu est égal à l'unité, ce qui assure au montage une excellente stabilité du point de repos.

**Composants**

- R<sub>1</sub>, R<sub>3</sub> : 2,2 kΩ
- R<sub>2</sub> : 33 kΩ
- R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub> : 3,3 kΩ
- R<sub>6</sub>, R<sub>7</sub>, R<sub>8</sub> : 1 kΩ
- R<sub>9</sub> : 33 kΩ
- R<sub>10</sub>, R<sub>11</sub> : 3,3 kΩ
- R<sub>12</sub> : 7,5 kΩ
- R<sub>13</sub> : 33 kΩ
- R<sub>14</sub> : 3,3 kΩ
- R<sub>15</sub>, R<sub>17</sub>, R<sub>18</sub> : 4,7 kΩ
- R<sub>16</sub> : 10 kΩ
- R<sub>19</sub>, R<sub>22</sub> : 100 Ω
- R<sub>20</sub> : 820 Ω
- R<sub>21</sub> : 470 Ω ajustable
- R<sub>23</sub> : 1 kΩ
- R<sub>24</sub> : 4,7 kΩ ou 2,7 kΩ pour ≥ 120 W (\*)
- R<sub>25</sub> : 1,8 kΩ ou 1 kΩ pour ≥ 120 W (\*)

- R<sub>26</sub>, R<sub>32</sub> : 120 Ω
- R<sub>27</sub>, R<sub>28</sub> : 330 Ω
- R<sub>29</sub> : 1 kΩ
- R<sub>30</sub>, R<sub>31</sub>, R<sub>33</sub>, R<sub>34</sub> : 100 Ω
- R<sub>35</sub> : 1 kΩ
- R<sub>36</sub>, R<sub>37</sub>, R<sub>38</sub>, R<sub>39</sub> : 0,27 Ω/11 W
- R<sub>40</sub>, R<sub>41</sub>, R<sub>42</sub> : 10 Ω 5 W
- L<sub>1</sub> : 1 μH, intensité 2 A
- C<sub>1</sub> : 10 μF
- C<sub>2</sub> : 47 pF
- C<sub>3</sub> : 100 μF
- C<sub>4</sub> : 2,2 pF
- C<sub>5</sub>, C<sub>9</sub> : 100 nF
- C<sub>6</sub>, C<sub>10</sub> : 100 μF
- C<sub>7</sub>, C<sub>8</sub> : 10 nF
- TH<sub>1</sub> : thermistance K45, 10 kΩ
- TH<sub>2</sub> : thermistance K45, 6,8 kΩ
- P<sub>1</sub> : 100 kΩ, ajustable.

(\*) Les résistances du circuit de protection peuvent nécessiter une mise au point individuelle.

Transistors	60 W	80 W	120 W	160 W
T <sub>1</sub> , T <sub>2</sub>	BC 414 C	BC 414 C	BC 546 B	BC 546 B
T <sub>3</sub> , T <sub>4</sub>	BC 237 B	BC 237 B	BC 546 B	BC 546 B
T <sub>5</sub>	BC 307 B	BC 307 B	BC 556 B	BC 556 B
T <sub>6</sub> , T <sub>7</sub>	BC 237 B	BC 237 B	BC 546 B	BC 546 B
T <sub>8</sub> , T <sub>9</sub> , T <sub>10</sub>	BC 307 B	BC 307 B	BC 307 B	BC 307 B
T <sub>11</sub>	BC 237 B	BC 237 B	BC 546 B	BC 546 B
T <sub>12</sub> , T <sub>13</sub>	BC 556 B	BC 556 B	BF 870	BF 870
T <sub>14</sub>	BC 546 B	BC 546 B	BF 869	BF 869
T <sub>15</sub> , T <sub>16</sub>	BUZ 20	BUZ 23	BUZ 20	BUZ 23
T <sub>17</sub> , T <sub>18</sub>			BUZ 20	BUZ 23

Transistors de sortie		2 ×	2 ×	4 ×	4 ×	Unité
		BUZ 20	BUZ 23	BUZ 20	BUZ 23	
Tension d'alimentation (à puissance max.)	V <sub>S</sub> ≥	± 33	± 36	± 40	± 46	V
Tension maximale d'alimentation (au repos)	V <sub>Smax</sub> ≤	± 38	± 42	± 50	± 55	V
Intensité d'alimentation						
Au repos	I <sub>S</sub> ≅	0,1	0,1	0,2	0,2	A
A puissance maximale	I <sub>S</sub> =	1,7	2	2,3	3	A
En court-circuit	I <sub>S</sub> ≤	1	1	1,8	1,5	A
Puissance nominale de sortie (à 1 kHz, R <sub>L</sub> = 4 Ω)	P <sub>OR</sub> =	60	80	120	160	W
Puissance musicale (à la tension maximale d'alimentation)	P <sub>O</sub> ≅	100	120	200	240	W
Distorsion harmonique (à la puissance nominale)	k ≅	0,03	0,04	0,05	0,05	%
Taux d'intermodulation (250 Hz et 8 kHz, 4 : 1)	m ≅	0,05	0,05	0,07	0,07	%
Résistance d'entrée	R <sub>1</sub> ≅	33	33	33	33	kΩ
Gain en tension	G <sub>V</sub> =	31	31	31	31	dB
Tolérance sur la réponse en fréquence, 20 Hz à 20 kHz	f ≅	± 0,1	± 0,1	± 0,1	± 0,1	dB
Bande passante à 1/10 de la puissance nominale, R <sub>L</sub> = 4 Ω	f <sub>V</sub> ≅	2	2	2	2	Hz
	f <sub>CB</sub> ≅	450	425	300	250	kHz
Bande passante à distorsion ≤ 05 %, 1/2 puissance nominale	f <sub>V</sub> ≅	5	5	5	5	Hz
	f <sub>CB</sub> ≅	120	85	80	70	kHz
Rapport signal/bruit (CCIR) A 50 mW de sortie	S/N ≅	73	73	73	73	dB
A puissance nominale	S/N ≅	104	105	107	108	dB
Résistance de charge	R <sub>L</sub> =	4	4	4	4	Ω

**Caractéristiques de l'amplificateur à transistors SIPMOS**

## Notre courrier

## TECHNIQUE

Par R.A. RAFFIN

## MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

● Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.

● Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.

● Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.

● Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).

● Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR - 09.09 : M. Jean-Paul BEAL, 61 FLERS :

1° nous demande comment calculer une antenne d'émission dite « long fil » ;

2° désire le schéma d'un variateur pour l'alimentation (et le réglage) d'un chargeur d'accumulateur.

1° Dans le cas d'une antenne « long fil », il n'y a précisément aucun calcul à faire en ce qui concerne la dimension à donner à un tel aérien ! Le fil utilisé doit être aussi long que possible par rapport à la longueur d'onde d'émission ; il doit être parfaitement isolé, notamment à son extrémité. En outre, il ne faut pas oublier qu'une telle antenne, rectiligne ou pliée, ne comporte pas de feeder et que le fil proprement dit rayonne dès sa sortie de la boîte de couplage jusqu'à son extrémité.

Un tel aérien peut parfaitement fonctionner en harmonique sur toutes les bandes décimétriques « radio-amateurs ». Naturellement, l'emploi d'une boîte de couplage entre la sortie de l'émetteur et le départ de l'antenne « long fil » est absolument indispensable. C'est cette boîte de couplage qui permettra l'accord de l'aérien, ainsi que son adaptation d'impédance à la sortie de l'émetteur.

2° Nous avons déjà publié des dizaines de montages de variateurs (ou gradateurs) auxquels vous pourriez utilement vous reporter puisque votre collection remonte à 1960.

La dernière description en date a été publiée dans le n° 1659, page 57. Le montage est prévu pour un moteur, mais il est parfaitement évident que celui-ci peut être remplacé par le primaire du transformateur du chargeur.

RR - 09.10 : M. Claude ARNAUD, 03 MONTLUÇON :

1° nous demande divers renseignements sur les possibilités de réception de TV en DX ;

2° nous entretient d'un « phénomène » observé au sujet du T.O.S. d'une antenne.

1° Il est bien évident qu'il ne nous est pas possible de présumer quelles sont les stations de télévision DX susceptibles d'être reçues chez vous. Cela dépend de votre dégagement topographique d'une part, et surtout des conditions de propagation d'autre part.

Il ne nous est pas possible non plus, dans le cadre de cette rubrique, de vous indiquer tous les canaux de télévision utilisés par tous les pays cités dans votre demande. Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à un ouvrage tel que « World Radio TV Handbook » dans lequel vous trouverez tous les renseignements souhaités (canaux, puissances, standards).

Du point de vue antenne, il vous faut utiliser une ou plusieurs antennes à très large

bande, avec préamplificateurs, et bien entendu orientables.

2° Le « phénomène » que vous nous exposez concernant le T.O.S. de votre antenne qui varie selon le canal utilisé est tout à fait normal. Une antenne ne peut pas résonner convenablement à la fois en

haut et en bas de gamme ; c'est la raison pour laquelle on fait en général sa mise au point vers le milieu de gamme, et aux extrémités... elle fait ce qu'elle peut ! Autre solution : utilisation d'une boîte de couplage et d'adaptation (matcher) que l'on règle selon le

**ELECTRONIQUE/ ANALOGIQUE RADIO-TV etc.**

**MICRO-ELECTRONIQUE MICRO-INFORMATIQUE LOGIQUE**

**ELECTRICITE ELECTROTECHNIQUE**

**AERONAUTIQUE NAVIGANTS PN NON NAVIGANTS PNN**

**PILOTAGE : STAGES FRANCE ou CANADA (QUEBEC AVIATION)**

**TECHNIQUES DIGITALES MICROPROCESSEURS**

**INDUSTRIE AUTOMOBILE**

**DESSIN INDUSTRIEL**

*activités de pointe, études à distance et stages ponctuels de groupes (jour ou soir) à différents niveaux avec supports pédagogiques exclusifs*

**infra**

**TECHNIQUES AVANCEES**

**DOCUMENTATION GRATUITE HP 3000 SUR DEMANDE**  
 PRECISEZ LA SECTION CHOISIE, VOTRE NIVEAU D'ETUDES ACTUEL, LE MODE D'ENSEIGNEMENT ENVISAGE (COURS PAR CORRESPONDANCE, STAGES DE JOUR OU DU SOIR) JOINDRE 8 TIMBRES POUR FRAIS D'ENVOI

**infra** ECOLE TECHNIQUE PRIVEE SPECIALISEE  
 24, rue Jean-Mermoz - 75008 PARIS - Mo Champs Elysées  
 Tél. 225.74.65 • 359.55.65

canal utilisé pour l'obtention du fonctionnement optimal de l'antenne, tout au moins en ce qui concerne le T.O.S., car ces dispositifs n'agissent évidemment pas sur la fréquence de résonance de l'aérien.

RR - 09.12 : M. Robert DURIX, 41 BLOIS, nous demande :

- 1° le schéma d'un fréquencesmètre digital ;
- 2° les caractéristiques de divers transistors.

1° Concernant le montage de fréquencesmètre digital que vous nous demandez, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à nos numéros 1688 (p. 131) et 1689 (p. 71) dans lesquels vous trouverez la description d'un tel appareil permettant les mesures jusqu'à 500 MHz.

2° Caractéristiques maximales des transistors :

**GES 97** : silicium NPN ;  $P_c = 360$  mW ;  $F_t = 100$  MHz ;  $V_{cb} = 60$  V ;  $V_{ce} = 40$  V ;  $V_{eb} = 6$  V ;  $I_c = 100$  mA ;  $h_{fe} = 250$  pour  $I_c = 100$   $\mu$ A et  $V_{cb} = 5$  V.

Pas de correspondance indiquée.

**TIS 93** : silicium PNP ;  $P_c = 625$  mW ;  $V_{cb} = 40$  V ;  $V_{ce} = 40$  V ;  $V_{eb} = 5$  V ;  $I_c = 400$  mA ;  $h_{fe} = 160$  pour  $I_c = 50$  mA et  $V_{cb} = 2$  V.

Correspondances : BC 327, BC 297, BC 727, BC 827.

**TIS 97** : silicium NPN ;  $P_c = 360$  mW ;  $F_t = 200$  MHz ;  $V_{cb} = 60$  V ;  $V_{ce} = 40$  V ;  $V_{eb} = 6$  V ;  $I_c = 200$  mA ;  $h_{fe} = 440$  pour  $I_c = 100$   $\mu$ A et  $V_{cb} = 5$  V.

Correspondances : BC 174, BC 182, BC 190, BC 546.

RR - 10.01 : M. Damien PROST, 63 ROYAT, nous entretient de notre réponse RR - 06.18 concernant la foudre et les divers dispositifs de protection (parafoudres, varistors, etc.) qui l'a extrêmement intéressé. Mais il estime que cette réponse arrive un peu tard puisque publiée dans notre n° 1709, c'est-à-dire en octobre...

Certes, vous avez en partie raison, mais la question nous avait été posée en juin et il faut compter avec les délais de publication, l'abondance du courrier, les vacances, etc.

Rassurez-vous cependant, le lecteur intéressé a obtenu réponse en son temps directement par courrier P.T.T., ladite réponse ayant été sélectionnée et publiée dans la présente rubrique simplement parce qu'elle était d'un intérêt général.

D'autre part, nous pouvons ajouter qu'il n'est jamais trop tard pour bien faire et qu'il ne faut pas attendre les dégâts pour se décider à prendre des précautions ! En d'autres termes, vous pouvez dès à présent mettre en œuvre toutes les recommandations indiquées et ainsi vous serez paré pour l'été prochain...

RR - 10.02-F : M. Laurent LESAGE, 02 CHAUNY :

1° se plaint de parasites durant les réceptions avec un auto-radio ;

2° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TDB 0157 DP.

(suite page 134)

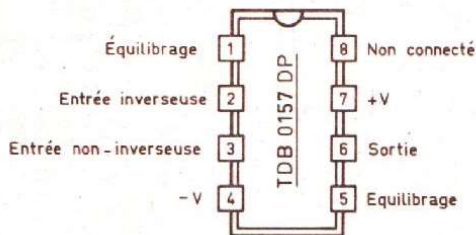


Fig. RR - 10.02

# LE DEFI BLOUDEX

**CENTRALE D'ALARME**  
**4 ZONES** — 1 zone temporisée N/F  
 — 1 zone immédiate N/O  
 — 1 zone immédiate N/F  
 — 1 zone autoprotection permanente (chargeur incorporé), etc.  
 — 1 RADAR hyperfréquence, portée réglable 3 à 15 m + réglage d'intégration  
 — 2 SIRENES électronique modulée, autoprotégée  
 — 1 BATTERIE 12 V, 6,5 A, étanche, rechargeable  
 — 20 mètres de câble 3 paires 6/10  
 — 4 détecteurs d'ouverture ILS

**2690 F**  
 (envoi en port du SNCF)

**+ 20 mètres de fil**

## EQUIPEMENT TRANSMISSION D'URGENCE ET 1



Le compagnon fidèle des personnes seules, âgées, ou nécessitant une aide médicale d'urgence.

- 1) TRANSMISSION au voisinage ou au gardien par EMETTEUR RADIO jusqu'à 3 km.
- 2) TRANSMETTEUR DE MESSAGE personnalisé à 4 numéros de téléphone différents ou à une centrale de Télésurveillance.

Documentation complète contre 16 F en timbres

## ALARME SANS FIL (portée 6 km)



Alerte par un signal radio. Silencieux (seulement perçu par le porteur du récepteur). Nombreuses applications : **HABITATION** : pour prévenir discrètement le voisin. **PERSONNES AGEES** en complément avec notre récepteur D 67 et EMETTEUR D22 A ou ET1 (en option). **ALARME VEHICULE ou MOTO**

**PRIX 1250 F**  
port 45 F

Documentation complète contre 10 F en timbres

## POCKET CASSETTE VOICE CONTROL

**MAGNETOPHONE** à système de déclenchement par la voix. **LECTEUR ENREGISTREUR** 3 heures par face d'une excellente qualité de reproduction - 2 vitesses de défilement - Réglage de sensibilité du contrôle vocal - Complète-tours - Touche pause - Micro incorporé - Sélecteur de vitesse - Alimentation par 4 piles 1,5 V soit 6 V - Prise commande parmicro extérieure.

**1150 F** port 30 F

Photo non contractuelle

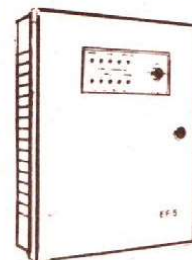
## DETECTION EXTERIEURE BARRIERE INFRAROUGE MODULEE

Portée de 10 à 60 mètres. Boîtier étanche. Monté sur 2 porte-cellule en métal. Fixation sur sol plat. Alimentation 12 V.

**PRIX 1820 F** port 45 F

Documentation complète c/16 F en timbres

## CENTRALE D'ALARME SANS FIL



Commande marche/arrêt par émetteur radio codé avec accusé de réception du signal émis (audible 2 tons), chargeur 1,5 V incorporé.

**LA CENTRALE + L'EMETTEUR radio codé : 2900 F**

- EN OPTIONS :
- Détecteur infrarouge radio codé.
  - Détecteur d'ouverture pour portes et fenêtres.
- DOSSIER COMPLET contre 16 F en timbres.

**BLOUDEX** 141, rue de Charonne, 75011 PARIS (1) 371.22.46 - Métro : CHARONNE

(suite de la page 132)

1° D'après vos explications, les parasites que vous observez sur votre récepteur auto-radio semblent être dus à l'allumage. Nous ne pouvons pas vous indiquer dans le cadre de cette rubrique tous les points à examiner et, le cas échéant, ce qu'il convient de faire. Nous avons rédigé un article très général traitant du déparasitage des véhicules ; cet article a été publié dans le numéro 1698, page 215, de notre revue et vous donnera tous les renseignements utiles sur ce sujet. Nous vous demandons donc de bien vouloir vous y reporter.

2° Circuit intégré TDB 0157 DP (et 0155, 0156 également) : Amplificateur opérationnel avec étages d'entrée à FET ; V alim. = ± 18 V max. ; I max. = 5 mA ; tension de décalage à l'entrée = 3 mV ; courant de décalage = 20 nA ; courant de polarisation moyen = 30 pA ; impédance différentielle d'entrée = 10<sup>12</sup> Ω ; amplification en tension = 200 V/mV ; tension d'entrée max. = ± 15 V ; Pd = 500 mW.  
Brochage : voir figure RR - 10.02.

RR - 10.03 : M. Benoît GRANGE, 75012 PARIS, souhaite prendre connaissance de différents schémas pour le montage d'un « fondu enchaîné ».

Nous avons déjà publié de très nombreux montages de fondus enchaînés auxquels nous vous prions de bien vouloir vous reporter :

- 1° Haut-Parleur nos 1473 (p. 288) et 1478 (p. 216).
- 2° Haut-Parleur nos 1503 (p. 247), 1507 (p. 275) et 1575 (p. 211).
- 3° Haut-Parleur nos 1608 (p. 40), 1610 (p. 100), 1614 (p. 172) et 1628 (p. 169).
- 4° Electronique Pratique n° 14 (p. 111).
- 5° Electronique Pratique n° 23 (p. 169).
- 6° Electronique Pratique n° 50 (p. 82).

(suite page 140)

# COMPTOIR OUTILLAGE-JARDINAGE

94, quai de la Loire - Face au 41 bis - 75019 PARIS

Méto Crimée - Tél. 205.03.81 205.05.95 - Parking dans la cour

OUVERT TOUS LES JOURS de 9 h à 12 h 30 et de 14 à 19 h (sauf dimanche et jours fériés).

EXPOSITION PERMANENTE DE MATÉRIELS GRANDES MARQUES

## LES POMPES

**POMPE «VIDE CAVE»**  
Type Baby 2000  
Pompe submersible. 220 V, 200 W. Débit 4800 l/h. Hauteur de refoulement 7 m maximum. Poids 3 kg. Livré avec raccord.  
Prix ..... **540 F**

**POMPE ASPIRANTE «UR-35»**  
220 V - 0,45 cv V  
Débit 2200 l/h. Hauteur d'aspiration 7 m.  
Livré avec raccords et crépine à clapet.  
Prix ..... **640 F**

**POMPE ASPIRANTE**  
220 V - 0,37 CV - 4800 l/h  
Aspiration 5 à 8 m. Poids 6 kg env.  
Prix incroyable ..... **380 F**

**POMPE IMMERGEE ELECTROMAGNETIQUE**  
Type 44 inox  
220 V/100 W  
Ht. de refoulement jusqu'à 40 m  
Poids 8 kg.  
Prix ..... **850 F**

**TYPE 60 inox**  
220 V/300 W  
Ht. de refoulement 500 m. Ø 96 mm. Haut. 330 mm.  
Débit maxi 1800 l/h. Poids 7 kg.  
Prix ..... **980 F**

**TYPE 80**  
220 V/150 W  
Ht. de refoulement 40 m. Ø 160 mm. Haut. 330 mm.  
Débit maxi 2500 l/h. Poids 6 kg.  
Prix ..... **1190 F**

**POMPE UNIVERSELLE ETANCHE**  
2400 l/h - 220 V : 100 W  
Ht de refoulement 5 m.  
Poids : 1,6 kg.  
Prix : **280 F**

**POMPE JET 80**  
Avec réservoir 25 litres. Auto-amorçante jusqu'à 9 m. Corps en fonte. Système venturi incorporé. Impulseur en bronze. Diffuseur en fonte. Système venturi en noryl. Garniture mécanique. Axe en acier. Pression d'utilisation max. 8 bars. 220 V. 600 W.  
Prix ..... **1800 F**

**MOTO-POMPE PORTATIVE**  
Pompe auto-amorçante portable 2 temps, refroidissement par air 27,2 cm<sup>3</sup>, 5500 tr/min. Pompe - débit 7 m<sup>3</sup>/h. Hauteur d'aspiration : 6 m, hauteur de refoulement : 30 m. Poids : 6,6 kg. Livrée avec tuyau d'aspiration et crépine.  
Prix ..... **1080 F**

**POMPES ASPIRANTES TYPE VIDA**  
• VIDA-2 2 l/s 220 V. Poids 19 kg ..... **630 F**  
• VIDA-4 3,5 l/s 220 V. Poids 27 kg ..... **780 F**

**HYDROSTAT Précablé**  
Adaptable sur toutes les pompes centrifuges. Permet un débit à pression constante (max 65 l/min). S'installe directement à la sortie de la pompe. Permet automatiquement la mise en service ou l'arrêt de la pompe dès l'ouverture ou la fermeture du circuit d'eau. Pression réglable, mini : 1 bar, maxi : 4,5 bars  
Prix ..... **500 F**

**CONTACTEUR A FLOTTEUR**  
Adaptable sur ces 3 types de pompes, pour mise en route et arrêt automatique. **190 F**

## ELECTRO-POMPE POUR FUEL

Type GR22. Monophasé 220 V. Débit maximum 2200 l/h. Livrée avec 3 cm de tuyauterie spéciale, pistolet verseur et crépine à clapet.  
Prix ..... **940 F**

Type PP 12-24. Tension 12 ou 24 V. Débit maximum 2000 l/h. Livrée avec 3 m de tuyauterie spéciale et pistolet verseur.  
Prix ..... **1380 F**

**COMPRESSEUR D'AIR**  
Moteur électrique monophasé 220 V/0,65 CV à protection thermique 1450 tr/min. Réservoir 10 l. Air aspiré 95 l/min. Pression maximum 8 bars. Livré avec 4 accessoires : 1 pistolet à peinture, 1 pistolet de soufflage, 1 pistolet de gonflage avec manomètre et 1 prolongateur.  
Prix ..... **1580 F**

**LAMPE PORTATIVE RECHARGEABLE**  
Autonomie 3 h 30. Accumulateurs 5 éléments. Poids 2 kg. Livrée dans une mallette avec 1 chargeur pouvant se raccorder au secteur 220 V.  
Prix ..... **490 F**

## PROMOTION NOUVEAUTE

- Moteurs-pompe pour machines à laver à partir de ..... **100 F**
- Plaques de cuisson. Ø 145 - Ø 180 - Ø 220 ..... **430 F**
- Poste de soudure avec Kit chalumeau réglable + 4 buses + allumeur + lunette + clé. L'ensemble ..... **480 F**
- Scie sauteuse. 230 W ..... **320 F**
- Ponceuse vibrante. 180 W ..... **290 F**
- Perceuses Professionnels 2 vitesses 500 W à partir de ..... **390 F**
- Poisseuses d'étatib. Professionnels. 200 mm. 220 V. 1 CV ..... **940 F**
- Poisseuses d'étatib. Professionnels. 200 mm. 380 V. 3 CV ..... **860 F**
- Meuleuse droite. Professionnels. Ø 127. 220 V ..... **1200 F**
- Meuleuse d'angle Ø 230 ..... **690 F**
- Meuleuse d'angle Ø 115 ..... **460 F**
- Bricole béton pneumatique ..... **2240 F**
- Tour de d'étatib. Ø 125 ..... **320 F**
- Scie sauteuse. Professionnel. 2 vit ..... **840 F**
- Tondeuse à gazon à main ..... **140 F**
- Scie circulaire. Ø 160. 1200 W ..... **830 F**
- Etau d'étatib. 100 mm ..... **200 F**
- Etau d'étatib. 125 mm ..... **280 F**
- Moteurs Electriques mono 220 V  
1 CV. 1500 Tr/min ..... **520 F**  
1 CV. 3000 Tr/min ..... **480 F**  
1,5 CV. 3000 Tr/min ..... **560 F**  
2 CV. 3000 Tr/min ..... **780 F**  
3 CV. 1500 Tr/min ..... **420 F**  
3 CV. 3000 Tr/min ..... **600 F**  
4 CV. 1500 Tr/min ..... **700 F**

• Chargeur démarreur 12 V, 20 à 150 Amp. Poids 14 kg Livré complet ..... **580 F**

• Poste de soudure 220 V, 140 Amp. Poids 18 kg Electrodes de 1,5 à 3,25 Complet avec équipement ..... **580 F**

• Poste de soudure 220 V/380 V, 150 Amp., Ventilé. Poids 21 kg. Electrodes de 1,5 à 3,25. Complet ..... **740 F**

• Fer à souder à gaz se branche sur bouteille normale ..... **110 F**

**MARTEAU ELECTRO-MECANIQUE**  
Type IE-30 - 220 V/450 W. Adaptateur rotation/percussion. Poids 5 kg. Livré avec 1 pointetole et 1 burin en mallette métallique. Prix ..... **980 F**

**MARTEAU PERFORATEUR ELECTRO-PNEUMATIQUE «RYOBI»**  
220 V/550 W. Double isolation. Variateur électronique de 0 à 600 tr/min. Poids 7 kg. **1780 F**

**PINCE à RIVETER PROFESSIONNELLE**  
Livrée avec 4 buses Ø 2,4 - 3,2 - 4 et 4,8 mm. 1 clef 10 rivets «POP» 2,4 et 10 rivets «POP» de 3,2 mm ..... **95,00 F**

## POUR LE JARDIN

**TRONÇONNEUSES ELECTRIQUES**  
Prix ..... **780 F**

**Ryobi Type CS-360**  
1250 W - 220 V. Double isolation. Longueur de coupe 360 mm. Poids 3,9 kg.  
**DEBROUSSAILLEUSE**

Nouveau modèle avec allumage électronique Moteur «KAWASAKI» - 2 temps 24 cm<sup>3</sup>. Carburateur à diaphragme, fonctionnement en toutes positions (locale pour l'élagage), taille de haies, etc. Poids 0,5 kg.  
Prix ..... **1590 F**

**TAILLE HAIES**  
Longueur de coupe 270 mm. Double tranchant. Auto-affûtage. 220 V. Double isolation. Poids 2,350 kg.  
Prix de lancement ..... **320 F**

**COUPE BORDURE ELECTRIQUE**  
220 V. 175 W. Double isolation. Rotation : 10.000 tr/min. Ø de coupe 23 cm. Système automatique de sortie du fil nylon.  
Prix ..... **275 F**

**SECATEUR HYDRAULIQUE**  
Pour petits élagages  
• Vignes  
• Fruitiers

Comprenant 1 moteur 2 temps, refroid. par air 22,6 cm<sup>3</sup>, 1 pompe hydraulique entraînant par raccord flexible 1 sécateur court pour vigne et petits arbres fruitiers, ou 1 sécateur télescopique de 1,5 à 3 m maxi de coupe 45 mm. Très belle présentation. Avec harnais de portage à dos. Poids à vide 5 kg.  
Prix (valeur 4000 F) ..... **1480 F**

**MOTOBINETTE DE JARDIN**  
220 V 715 W Poids : 16 kg.  
• BINE  
• BUTTE  
• BECHE  
• MALAXE  
etc.  
Prix ..... **590 F**

**CHARGEUR DE BATTERIES**  
Très grande marque. Type ACS-7. 5 et 12 V, 2 allures (7 A auto-régulé) contrôle par ampèremètre. Protection totale et automatique. Equipé de pièces.  
**240 F**

**CHARGEUR DE BATTERIES**  
20 V Double isolation 12 V - 5 A. Ampèremètre. Disjoncteur automatique. Equipé de pièces de sécurité.  
Prix ..... **98 F**

**LES COMMANDES SONT ENREGISTREES EN FONCTION DE LA DISPONIBILITE DE NOS STOCKS**  
EXPEDITIONS. Règlement total à la commande. Port PTT, jusqu'à 5 kg : 35 F. Au-dessus de 5 kg, port payable à la livraison.  
Règlements : comptant à la commande

Pour toutes demandes de renseignements, joindre 1 enveloppe timbrée portant nom et adresse.  
Nos prix TTC s'entendent marchandises prises au magasin.

Règlements au nom de :  
**COMPTOIR OUTILLAGE-JARDINAGE**  
CCP 11591-40R Paris

Prix établis au 1/10/84



(suite de la page 134)

7° *Electronique Pratique* n° 56 (p. 75/110).

Vous pourrez ainsi faire votre choix vous-même en ce qui concerne le montage qui vous convient le mieux.

Si vous ne possédez pas ces numéros, veuillez les demander en écrivant aux Publications Radioélectriques & Scientifiques - Service Vente - 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19.

Si certains numéros sont épuisés, on pourra vous proposer des photocopies des pages concernées.

Dans les deux cas, ce Service vous fera connaître le montant de la somme à lui adresser compte tenu des numéros demandés ou du nombre de pages à photocopier.

**RR - 09.04-F : M. Alain ROUCHET, 32 AUCH, désire obtenir les caractéristiques et brochages des circuits intégrés TDA 2542, TDA 2006 et TEA 1020.**

Concernant les circuits intégrés cités dans votre lettre, voici les renseignements que nous pouvons vous fournir (doc. EFCIS - Thomson) :

**TDA 2542** : amplificateur FI pour téléviseur et démodulateur AM (pour tuner PNP aux normes françaises à modulation positive). Tension d'alimentation = 12 V (50 mA) ; tension d'entrée FI à 38,9 MHz = 100 µV eff. ; tension de sortie vidéo = 3 V crête-à-crête ; plage de contrôle du gain en tension FI = 64 dB ; rapport « signal/bruit » pour 10 mV d'entrée = 58 dB ; excursion de la tension C.A.F. en sortie pour ΔF 100 kHz = 10 V min.

Boîtier CB 79 - DIL 16 pattes.

Brochage et utilisation : voir figure RR-09.04 en A.

**TDA 2006** : amplificateur BF classe B. Alimenté sous ± 12 V et chargé par une impédance de 4 Ω, il peut délivrer une puissance de sortie typique de 12 W avec une distorsion de 10 % (ou 8 W sur 8 Ω). Il délivre un courant de sortie élevé (jusqu'à 2,5 A) avec une distorsion harmoni-

que et une distorsion de recouvrement très faible.

Ce circuit intégré comprend un dispositif de protection contre les courts-circuits, ainsi qu'une protection thermique.

Brochage et utilisation : voir figure RR-09.04 en B.

**TEA 1020** : Circuit intégré comportant le système complet de balayage vertical pour téléviseur ; il contient un générateur fly-back, un générateur de rampe synchronisable, un amplificateur de puissance, un générateur d'effacement et divers dispositifs de sécurité.

Ses transistors de puissance intégrés largement dimensionnés le rendent apte à fonctionner directement sans étage de puissance extérieur.

Vcc = 35 V ; Vfb = 65 V ; I<sub>o</sub> (répétitif) = 2,5 A ; I<sub>o</sub> (non répétitif) = 3,5 A ; I<sub>fb</sub> (répétitif) = ± 2 A ; I<sub>fb</sub> (non répétitif) = ± 3 A.

Brochage : voir figure RR-09.04 en C.

connaître le brochage et les conditions d'utilisation (composants externes) du circuit intégré NE 545 B.

Il s'agit d'un circuit intégré pour la réduction du bruit de fond (en BF) selon le système Dolby B.

Sa tension normale d'alimentation est de 12 V ; consommation = 16 mA ; distorsion = 0,05 % ; gamme de fréquences = 20 Hz à 20 kHz ; boîtier DIL 16 pattes.

Le brochage et les conditions d'emploi de ce circuit

**RR - 09.11F : M. Guy DAL-LIERE, 28 DREUX, désire**

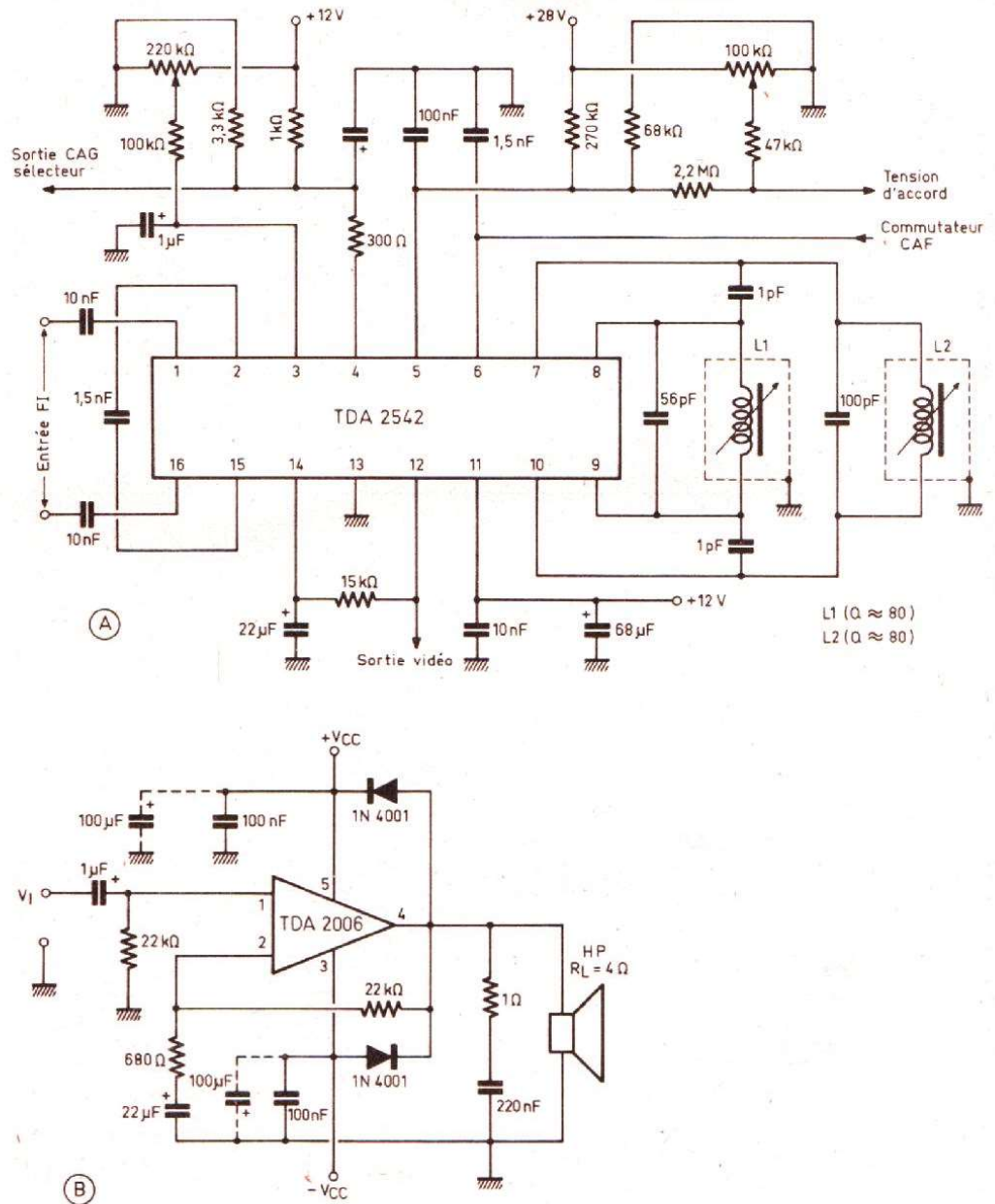


Fig. RR - 09.04

sont représentés sur la figure RR-09.11 (document R.T.C.-Signetics).

Notez que ce circuit est maintenant remplacé par les types NE 645 B ou 646 B.

**RR - 10-05 : M. Christian REGEFFE, 45 ORLEANS, nous demande des schémas lui permettant de construire lui-même différents appareils de mesure.**

Nous vous indiquons ci-dessous les numéros les plus récents des revues dans lesquelles vous pourriez trouver des montages pour les appareils de mesure qui vous intéressent.

**Capacimètre**

Capacimètre pour électrochimiques : *Radio-plans* n° 413, page 35.

Capacimètre numérique 100 pF/1 000 µF : *Radio-Plans* n° 404, page 35.

Capacimètre 1 pF/1 µF : *Haut-Parleur* n° 1668, page 80.

Mesure digitale des capacités : *Haut-Parleur* n° 1608, pages 49 et 147.

Capacimètre pour condensateurs électrochimiques : *Radios-plans* n° 413, page 35.

Capacimètre digital : *Haut-Parleur* n° 1691 (p. 135) et n° 1692 (p. 141).

**Multimètres**

Multimètres numériques (divers modèles) : *Haut-Parleur* nos 1637 (p. 237), 1640 (p. 174), 1641 (p. 158), 1642 (p. 186), 1643 (p. 157) et 1644 (p. 213).

Multimètres numériques 20 000 points : *Haut-Parleur* n° 1679, page 83.

**Inductancemètres**

Inductancemètre-capacimètre : *Haut-Parleur* n° 1579, page 211.

Fréquence-mètre - Capacimètre - Inductancemètre -

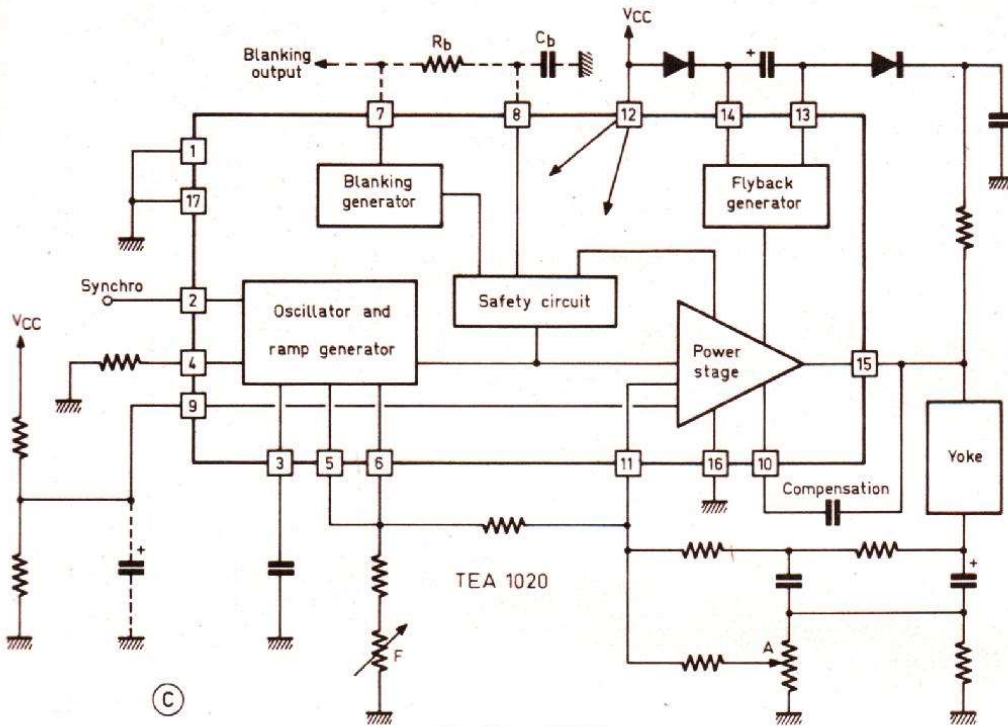


Fig. RR - 09.04

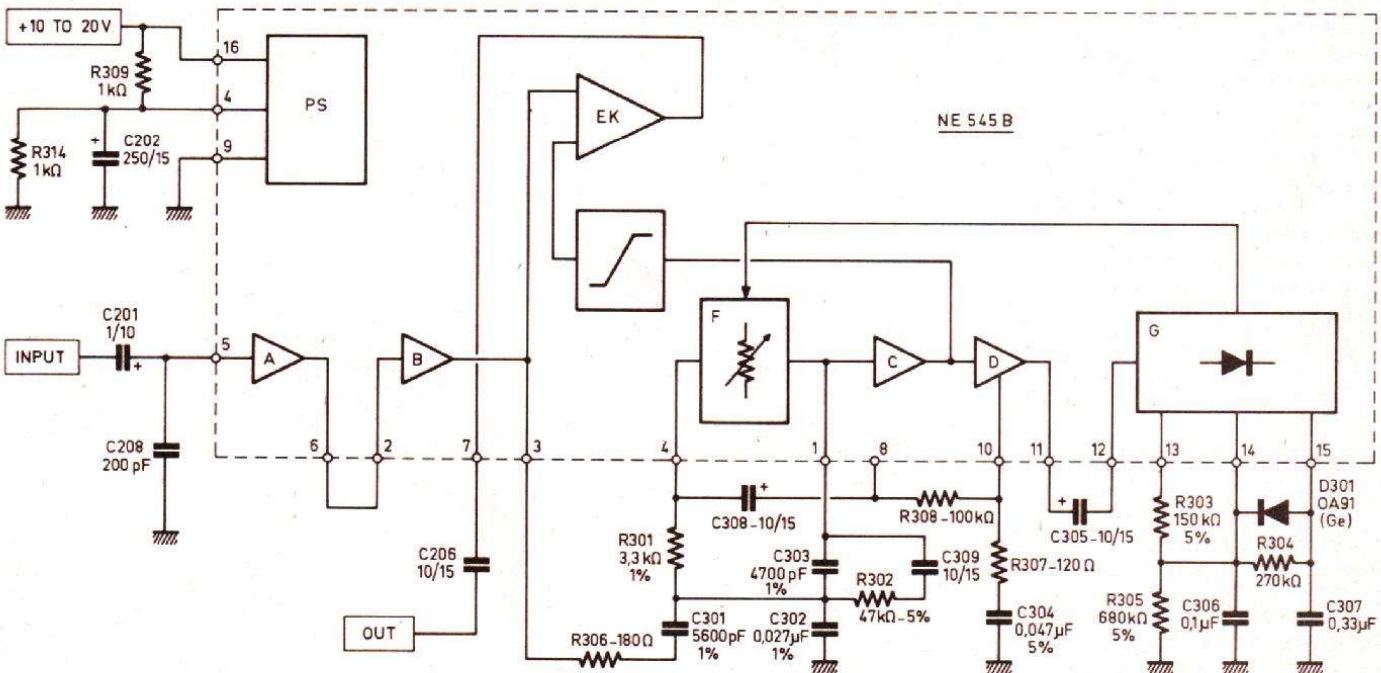


Fig. RR - 09.11

Multimètre : *Haut-Parleur* n<sup>os</sup> 1661 (p. 163), 1663 (p. 179), 1664 (p. 189), 1665 (p. 99), 1666 (p. 74), 1667 (p. 93), 1670 (p. 51), 1673 (p. 227), 1707 (p. 41) et 1708 (p. 99).

**Oscilloscope**

Oscilloscope TFOX 1 : *Haut-Parleur* n<sup>os</sup> 1614 (p. 155), 1618 (p. 211), 1623 (p. 159), 1627 (p. 254), 1628 (p. 152) et 1629 (p. 163).

**RR - 10.04-F : M. Hervé CHAVAGNEUX, 02 CHAUNY :**

1° nous demande conseil pour l'emploi d'un microphone avec un préamplificateur-compresseur installé à l'entrée d'un émetteur ;

2° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré type NE 567.

1° Ce qu'il importe de connaître, ce n'est pas l'impédance du microphone utilisé avec le préamplificateur-compresseur, mais bien l'impédance de sortie de ce préampli-compresseur. Celle-ci doit être égale ou inférieure (mais pas supérieure) à l'impédance d'entrée du TX (donc ici, 600 Ω).

L'emploi d'un microphone à correcteur de tonalité pourrait être intéressant dans votre cas.

Autre solution : si vous avez la voix grave et sourde, il suffit de réduire la valeur des capacités des condensateurs de liaison entre les étages du préamplificateur et de l'amplificateur microphonique.

2° NE 567 : il s'agit d'un circuit PLL bipolaire très stable équipé d'un démodulateur AM et d'un étage de sortie. Il est prévu pour commander une charge lorsqu'une fréquence faisant partie de sa bande de détection est présente sur son entrée. La largeur de bande, la fréquence centrale et la temporisation de reconnaissance sont ajustables séparément au moyen de 4 composants externes. Il se caractérise par les points suivants (doc. R.T.C. - Signetics) :

- large domaine de fonctionnement (0,01 Hz à 500 kHz) ;
- Fréquence centrale très stable ;
- largeur de bande ajustable séparément (0 à 14 %) ;
- forte réjection des signaux indésirables et du bruit ;
- sortie compatible avec les circuits logiques (100 mA) ;
- protection contre les signaux erronés ;
- fréquence ajustable dans un rapport de 20 par une seule résistance.

Deux brochages sont possibles : voir figure RR - 10.04 où nous avons :

- 1 = condensateur de filtrage en sortie
- 2 = filtre passe-bas (condensateur)
- 3 = entrée
- 4 = alimentation positive
- 5 et 6 = composants R C d'accord
- 7 = masse
- 8 = sortie.

**RR - 10.06-F : M. Jean-Marc CHOMARAT, 93 ST-OUEN, nous demande :**

1° les caractéristiques et le brochage du tube KT 88 ;

2° où se procurer les commutateurs à poussoirs COMEPA utilisés dans la table de mixage décrite dans les n<sup>os</sup> 1635 à 1638.

1° Caractéristiques du tube KT 88 :

Tétrade BF. Chauffage = 6,3 V 1,8 A ; S = 11 mA/V ;  $\rho = 12 \text{ k}\Omega$  ;  $W_a = 35 \text{ W}$  ;  $V_a = 475 \text{ V}$  ;  $V_{g2} = 425 \text{ V}$  ;  $I_a = 160 \text{ mA}$ , 180 mA max. ;  $I_{g2} = 12 \text{ mA}$  ; 38 mA max ;  $Z_{aa} = 6 \text{ k}\Omega$  ;  $R_k$

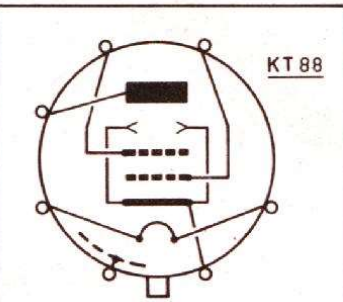


Fig. RR - 10.06

= 140 Ω ; (les intensités sont indiquées pour deux tubes en push-pull).

Brochage : voir figure RR - 10.06.

2° Voici l'adresse des établissements fabriquant les commutateurs à poussoirs que vous recherchez :

COMEPA  
34, rue Jacquart  
93500 PANTIN

Le cas échéant, cette société pourra vous indiquer l'adresse du revendeur le plus proche de votre région.

**RR - 10.07 : M. René BRUNEL, 26 VALENCE, nous demande des renseignements pour le réaligement d'un récepteur de trafic OC à lampes.**

La dernière édition de *l'Emission et la Réception d'Amateur* ne comporte plus rien concernant les récepteurs de trafic à lampes, ces appareils étant maintenant complètement dépassés et périmés.

Tous les récepteurs, qu'ils soient à lampes ou à transistors, s'alignent de la même façon :

a) réglage du canal MF d'abord ;

b) ensuite, réglage de la gamme considérée par l'oscillateur (pour le calage en fréquence), puis par les étages CF et HF pour l'obtention du signal maximal de sortie sur les fréquences maximales de la gamme considérée ; ceci doit être fait pour chaque gamme que le récepteur comporte, cela se conçoit.

Il faut donc un générateur HF modulé en amplitude à 30 % (profondeur de modulation) par un signal BF de l'ordre de 400 Hz (non critique). Naturellement, le générateur HF doit être accordé sur la fréquence à régler et son signal modulé est appliqué à l'entrée du canal MF pour le réglage (a) ou à l'entrée « antenne » du récepteur pour les réglages (b). Les indications des réglages (obtention du signal maximal) sont fournies par un outputmètre connecté à la sortie BF (HP) du récepteur ; on peut aussi utiliser le « S-mètre » si l'appareil en comporte un.

**RR - 10.08.-F : M. Guy ARQUILLERE, 10 TROYES :**

1° nous fait part de ses projets de modifications concernant des appareils de mesure du commerce ;

2° nous demande le schéma d'un transformateur ou d'un auto-transformateur BF adaptateur d'impédances de sortie pour une puissance maximale de 200 W.

1° Nous sommes désolés de vous décevoir, mais tout ce que vous envisagez de faire, aussi bien sur un appareil que sur l'autre, est pratiquement impossible.

Nous l'avons d'ailleurs répété maintes fois dans notre rubrique « Courrier Technique », les appareils modernes (quels qu'ils soient) conçus avec des circuits intégrés et sur circuits imprimés ne sont pratiquement pas modifiables. Tous travaux de transformation entraînent à un véritable « charcutage » des plaquettes de circuits imprimés... suivi 99 fois sur 100 de leur destruc-

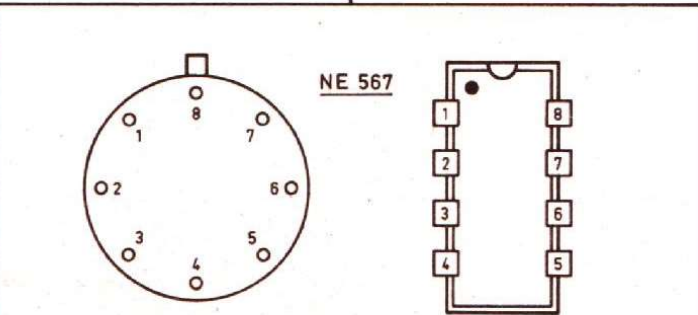


Fig. RR - 10.04

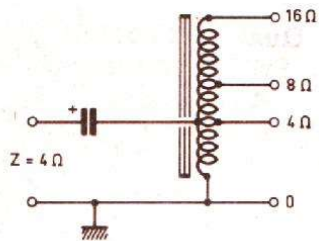


Fig. RR - 10.08

tion. De nombreux lecteurs ayant passé outre à nos conseils en ont fait la regrettable expérience.

2° Nous vous indiquons ci-dessous les caractéristiques essentielles d'un auto-transformateur BF adaptateur d'impédance 4 - 8 et 16 Ω pour une puissance de 200 W, comme indiqué dans votre lettre :

En utilisant des tôles ordinaires en E et I, l'empilage doit présenter une section de 20 cm<sup>2</sup> pour le noyau central ; si vous utilisez des tôles à cristaux orientés, cette section peut être réduite de moitié, soit 10 cm<sup>2</sup>.

Pour l'impédance 0 - 4 Ω, prévoir 28 tours. Pour 8 Ω, il faut 40 tours ; soit 12 tours de plus à ajouter à la suite des 28 tours précédents. Pour 16 Ω, il faut 56 tours ; soit 16 tours de plus à ajouter à la suite des 40 tours précédents (voir figure RR-10.08).

Ces enroulements peuvent être exécutés en fil de cuivre émaillé de 2 mm de diamètre.

RR - 10.09 : M. Bernard COMBES, 73 CHAMBERY, nous entretient :

- 1° d'un récepteur auto-radio à mémoires ;
- 2° du dépannage des téléviseurs.

1° Lorsque vous sortez votre auto-radio à mémoires de son tiroir, il n'est plus alimenté et les mémoires s'effacent ? s'il s'agit bien de cela, il faut installer en permanence une petite batterie cadmium-nickel (12 V - 500 mA/h) rechargeable sur l'auto-radio

lui-même. Ce type de batterie est utilisé sur les « modèles réduits » et présente donc de faibles dimensions (cylindre de 35 mm de diamètre et 105 mm de long) ; bien entendu, une telle batterie de sauvegarde ne doit alimenter, et ne peut alimenter, que les mémoires.

Si vous envisagez une alimentation séparée par le secteur, le temps d'ôter l'auto-radio de son tiroir et de le connecter à ladite alimentation, les mémoires seraient néanmoins effacées.

2° Vous nous parlez de l'ouvrage *Dépannage - Mise au Point - Amélioration des Téléviseurs*, 2<sup>e</sup> édition de 1964... Il est bien évident que, depuis cette date, il y a eu du nouveau puisque nous en sommes à la 9<sup>e</sup> édition revue et corrigée, publiée en 1981, et traitant des appareils noir et blanc, couleur, lampes, transistors et circuits intégrés.

RR - 10.10-F : M. Alain VEYRAC, 57 SARREBOURG :

1° désire connaître les caractéristiques et le brochage des tubes 814 et FP 265 ;

2° nous demande un schéma assez simple qui lui permettrait de construire lui-même un générateur HF/VHF pour le réaliment des récepteurs.

1° Pour le tube 814, veuillez

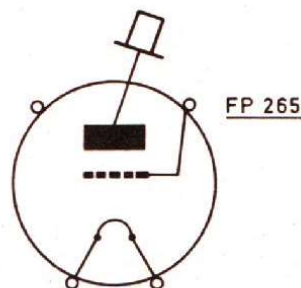


Fig. RR - 10.10

lez vous reporter à notre numéro 1692, page 116.

Quant au tube FP 265, il s'agit d'une triode d'émission présentant les caractéristiques suivantes :

Chauffage = 10 V 5,25 A ;  
 Va = 1 800 V ; Vg1 = -100 V ; Ia = 200 mA ;  
 k = 75 ; Wa - 160 W ; Ig = 30 mA ; F max = 15 MHz ;  
 Wo = 200 W - HF.

Brochage : voir figure RR-10.10.

2° Nous sommes désolés, mais nous devons à la vérité de dire que, présentement, on ne trouve plus dans le commerce aucun matériel ou composant (tels que bloc de bobinages, démultiplicateur, cadran, condensateur variable, etc.) permettant à l'amateur-bricoleur de construire lui-même son générateur HF (ou HF/VHF).

Il faut en passer par les générateurs commerciaux qui procèdent par synthèse de fréquence... mais qui coûtent très cher !

Quant au réétalonnage des générateurs HF classiques (anciennes constructions)... avec les moyens du bord (c'est-à-dire sans appareils compliqués), nous avons précisément rédigé un article à ce sujet qui a été publié dans notre numéro 1699, page 142.

RR - 10.11 : M. Philippe SOLLE, 28 CHARTRES, nous demande :

1° les caractéristiques et le brochage du tube 6 KD 6 utilisé au PA de nombreux transceivers commerciaux ;

2° des schémas d'alimentations secteur destinées au remplacement des piles prévues dans différents appareils de mesure en sa possession ;

3° des schémas d'éclairage séquentiel pour publicité dans une vitrine.

1° Veuillez vous reporter à notre n° 1701, page 114.

2° Nous ne pouvons pas vous envoyer ainsi des schémas d'alimentations au ha-

sard, alimentations destinées à remplacer les piles dans divers appareils de mesure. Il faudrait nous indiquer la ou les tensions qui vous sont nécessaires et sous quelle intensité maximale.

De toute façon, vous risquez de vous heurter à une difficulté majeure dans ce genre de transformation, à savoir que l'encombrement d'une telle alimentation est toujours supérieur à celui d'une pile. Il faut donc, avant toute chose, s'assurer de la place suffisante disponible.

3° Nous avons déjà décrit dans nos diverses publications, auxquelles nous vous prions de bien vouloir vous reporter, de nombreux montages de dispositifs séquentiels d'éclairage, chenillards et autres. Nous pouvons par exemple vous indiquer les revues suivantes :

Chenillard à trois fonctions : *Electronique Pratique* n° 51, p. 76.

Chenillard programmable : *Radio-Plans* n° 399, p. 84.

Jeu de lumière à animation binaire : *Haut-Parleur* n° 1638, p. 260.

Système séquentiel d'allumage : *Haut-Parleur* n° 1424 (p. 298) et n° 1499 (p. 257 et 291).

Chenillard à LED : *Electronique Pratique* n° 53, p. 113.

Guirlande animée à LED : *Haut-Parleur* n° 1685, p. 179.

Séquenceur électronique : *Electronique Pratique* n° 68, p. 91.



# LA CAMÉRA PANASONIC WVP-A1

*Géniale, cette petite caméra ! C'est ce que nous avons envie d'écrire, après avoir essayé ce petit bijou. Panasonic annonce, pour cet appareil, la possibilité d'enregistrer une image avec un éclairage de seulement 7 lux, ce qui est vraiment très faible. Ce n'est pas tellement cette prouesse qui nous a intéressés, mais plutôt toute l'électronique que l'on a agencée autour du tube de prise de vue, dans le seul but de faciliter la manipulation de cette caméra et de la mettre à la portée de tous les amateurs.*

La caméra Panasonic A1 pèse seulement 1,1 kg, viseur électronique compris. Ce viseur fait d'ailleurs partie intégrante de la caméra, donc, ici, pas de tricherie possible sur le poids de l'appareil. Toute pe-

tite, elle cache son électronique sous un capot en matière plastique, dépourvu d'ouverture à l'arrière. Pas de prise écouteur ni de prise micro ; on utilisera celles du magnétoscope.

Panasonic a opté pour une poignée à sangle de maintien extérieur de la main, pratique et efficace : le bouton rouge de démarrage de l'enregistrement vient immédiatement prendre place sous le pouce, et la double touche de commande du zoom sous l'index et le majeur. L'arrière de la caméra, bien que court, vient se placer sur l'épaule tandis que le côté s'appuie sur la joue. Le viseur télescopique peut se déplacer latéralement de 36 mm ; en faisant un effort, on atteindra l'œil gauche. Bien sûr, le tout petit tube image est équipé d'un oculaire de grossissement amovible. Ce viseur s'oriente de -60 à +90° environ, pour satisfaire à diverses conditions de prises de vue : au ras du sol, caméra en l'air, sur pied ou

sur l'épaule. Pour le rangement, une rotation du viseur autour d'un axe vertical ramène celui-là dans l'axe du boîtier. Un petit microphone, prêt à saisir le moindre bruit, est placé au-dessus de l'objectif. Les commandes sont réparties comme suit :

- Cinq touches miniatures sous le viseur (bien protégées par ce dernier).
- Deux potentiomètres, deux touches, et une diode électroluminescente particulièrement brillante, sur le corps du boîtier, juste derrière l'objectif.

Le câble d'alimentation se branche sur l'arrière de la poignée ; son connecteur se verrouille automatiquement. Au-dessus, un interrup-

teur d'attente commande à la fois la caméra et le magnétoscope. En position « Attente », le moteur du tambour du magnétoscope est arrêté et les circuits électroniques de la caméra ne sont pas alimentés ; on conserve seulement l'alimentation des filaments du tube de prise de vue et du tube du viseur électronique, de façon à être très rapidement prêt à enregistrer.

La caméra est munie d'un générateur de caractères internes qui affichent, dans le viseur, les diverses données nécessaires pour obtenir un enregistrement correct ; celles-ci apparaissent en clair et, de plus, en français !

Un exemple : nous venons de brancher la caméra et nous avons commuté le filtre lumière du jour. Aussitôt apparaît l'inscription « Blanc », qui signifie qu'il faut procéder au



réglage de balance du blanc ; ce dernier s'effectue automatiquement, bien entendu.

Si la lumière devient trop faible, c'est le mot « Lumière » qui s'inscrit dans le viseur. En enregistrement, les trois lettres ENR clignotent. Le viseur signale en permanence la présence ou l'absence du filtre nécessaire pour une prise de vue en extérieur. Un index se déplace verticalement pour donner à chaque instant une idée de l'ouverture du diaphragme.

Diap. Bien sûr, toutes ces indications sont destinées à l'opérateur et ne seront pas enregistrées sur la bande magnétique.

Une pile est livrée avec la caméra ; elle sera utilisée pour alimenter une horloge interne dont le rôle est de dater et de donner l'heure d'une prise de vue. Une pression sur la bonne touche permet d'effacer ces données.

Un calendrier de 60 ans (jusqu'en 2043) est contenu dans la mémoire de la caméra ; il tient compte des années bissextiles. Tant que la pile restera en place et qu'elle contiendra assez d'énergie, le calendrier fonctionnera. Le constructeur donne une autonomie de la pile de un an. Nous avons mesuré la

consommation du circuit électronique et trouvé 60  $\mu$ A ; sachant que la capacité d'une pile atteint environ 1 500 mAh, on en déduit une autonomie d'environ 25 000 heures, soit plusieurs années. Une indication d'usure de cette pile apparaîtra en temps utile dans le viseur. Toutefois, il est conseillé de faire très attention et de n'utiliser que de bonnes piles car certaines, même alcalines, contiennent un électrolyte qui a tendance à prendre quelques libertés avant même que la pile ne soit épuisée, et cela est dangereux pour les contacts.

En plus de l'horloge et du calendrier, on peut démarrer, du bout du doigt, un chronomètre dont les fonctions sont classiques : temps intermédiaires, départ, arrêt et remise au zéro. Il travaille au centième de seconde et arrondit son résultat au cinquième. De toutes façons, il n'y a que 50 trames par seconde et, la précision de commande étant manuelle et l'opérateur déjà suffisamment occupé avec son matériel, une précision supérieure nous paraît superflue.

Une touche du clavier sert à inverser la polarité de l'image, soit pour un trucage, soit pour visualiser ou

enregistrer des négatifs couleur, par le biais d'un adaptateur proposé par la marque. On pourra également utiliser la position macro et un support de négatif improvisé pour cette opération.

Bien entendu, le réglage de luminosité de l'image est automatique ; une telle caméra est censée travailler dans une large plage d'éclairage. Un potentiomètre commande le diaphragme pour compenser l'ouverture dans certaines conditions difficiles (contre-jour ou fond sombre) ; il permet un fondu au noir.

Un autre modifie l'équilibre entre le rouge et le bleu en fonction du résultat désiré ; à contrôler sur le moniteur.

L'objectif équipant la caméra A1 est à focale variable ; le rapport est de 1 à 6 avec une focale variant de 8,5 à 51 mm, soit, compte tenu du tube utilisé, un angle de 51° à 9° environ. En d'autres termes, on va d'un grand angle (pas trop grand tout de même, équivalent à un 45 mm en photo 24 x 36), à un bon télé ayant le même angle de prise de vue qu'un 270 mm. Cet objectif

bénéficie d'une position macro mais, comme elle correspond à un grand angulaire, on devra s'approcher de très près du sujet, ce qui n'aurait pas été le cas avec un véritable objectif macro. Consolons-nous, ça vaut mieux que pas de position macro du tout ! L'ouverture de 1,2 confère une bonne luminosité à l'objectif et contribuera, bien sûr, aux bonnes performances en faible lumière.

## MAGNETO/CAMERA

Un seul câble assure la liaison avec le magnétoscope. Il véhicule la tension d'alimentation, le signal vidéo de retour, transporte l'information audio et vidéo pour l'enregistrement et relie le clavier de la caméra et celui du magnétoscope. Bien sûr, il déclenche aussi l'arrêt et le départ de l'enregistrement. Le magnétoscope NV 100 a son propre clavier, que l'on remplace par celui de la caméra par commutation.

On met la cassette dans le magnétoscope, que l'on a mis sous tension après avoir branché la caméra,

# LA CAMÉRA PANASONIC WVP-A1



che de pause. Le tout s'avère extrêmement pratique à l'usage. Plus besoin de réfléchir, et on ne perd pas une seconde d'un événement imprévu, à part, peut-être, le temps de chauffage des filaments.

## TECHNIQUE

La caméra A1 de Panasonic utilise un tube Newvicon d'un demi-pouce. La technique Newvicon permet de bénéficier d'une sensibilité supérieure à celle d'un tube vidicon.

Panasonic annonce, dans ses notices, la possibilité d'effectuer une prise de vue avec un éclairage de seulement 7 lux mais un éclairage « standard » de 1 400 lux ! On ne devra donc pas s'attendre à avoir de très très belles images à la lueur d'une bougie, moins belles, en tout cas, que la photographie qui illustre la documentation de cet appareil. Nous avouons tout de même que nous avons été très agréablement surpris par les résultats que nous avons obtenus lors de prises de vue à très bas niveau de lumière.

Revenons à notre tube Newvicon. Son filtre à bandes de couleurs est disposé suivant une structure croisée, et non à bandes parallèles.

Le croisement des bandes entraîne la production d'un signal à 4 couleurs : vert, blanc, cyan et jaune, par le biais du croisement des bandes entre elles. Ces deux couches sont : l'une blanche (transparente) et cyan, l'autre transparente et jaune. Ce système permet de doubler le transfert de lumière par rapport à un système classique et de bénéficier, avec un tube d'un demi-pouce seulement, d'une résolution horizontale de 280 lignes (à la place des 240 habituelles).

Ce tube résiste mieux que d'autres aux fortes lumières et présente moins d'effet de mémoire sous faible éclairage.

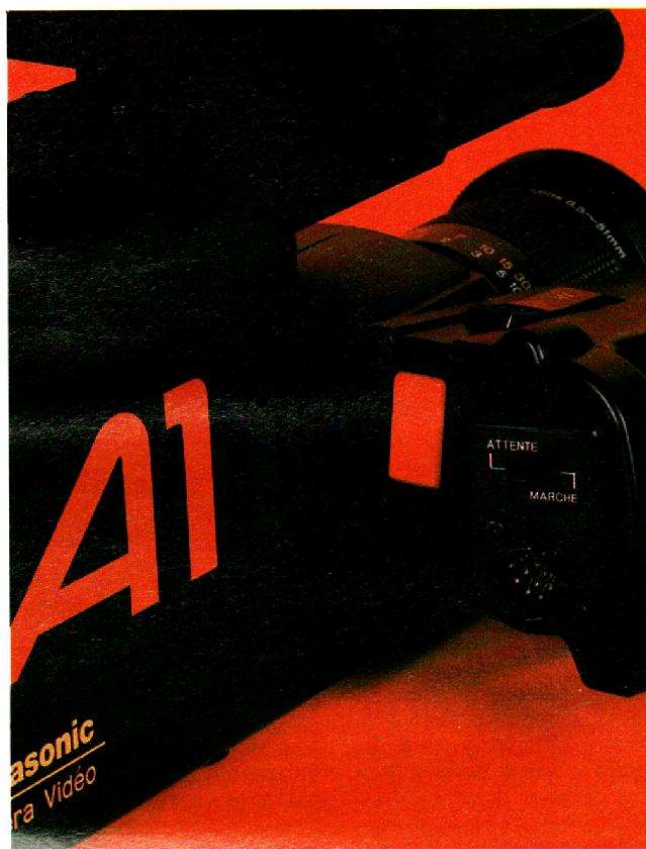
Le constructeur ne nous a pas dévoilé ses secrets de fabrication. On notera tout de même, parmi les circuits intégrés, un énorme circuit : il s'agit d'une ROM enfichée sur support, qui supporte sans doute le programme pour les indications en français des textes du viseur. On utilise probablement pour les autres langues (l'anglais par exemple) une mémoire programmée par masque.

est tout. A la mise en place de la bande, ou à la mise sous tension du magnétoscope, les circuits de gestion font reculer la bande, la lisent et l'arrêtent. Le magnétoscope est ainsi prêt pour l'enregistrement, sans perte de synchro.

Les touches de lecture et d'enregistrement du magnétoscope s'allument pour signaler cet état à l'opérateur ; la touche de pause brille également. Il ne reste plus qu'à régler la caméra en suivant les instructions du viseur ; pas de manipulation complexe à effectuer.

Pour déclencher un enregistrement, on devra d'abord placer le sélecteur d'enregistrement/lecture en position enregistrement ; ensuite, on repassera en position lecture, et on disposera alors du clavier de la caméra qui sera chargé des fonctions suivantes : lecture, recherche arrière, recherche avant et ralenti.

La touche « ralenti » et celles de « recherche » commandent l'arrêt sur image lorsqu'on les relâche ; celle de lecture assure également cette fonction. A l'arrêt, cette touche commande la lecture et, inversement, en lecture, elle sert de tou-



Cette prise permet de relier la caméra au magnétoscope.



Tous les réglages sont regroupés sur la face gauche de la caméra.

## FABRICATION

Non, nous n'avons pas tout démonté. Trois vis à enlever, et le capot arrière glisse pour libérer l'électronique. Toutes ces électroniques se ressemblent aujourd'hui. La très haute densité imposée par la taille du produit implique un montage en surface des composants. Ici, l'opération se traduit par des circuits imprimés à double face et trous métallisés, sur lesquels des composants ont pris place en surface, des deux côtés du circuit. Ce n'est pas nouveau, nous avons déjà rencontré cette technologie dans une autre caméra.

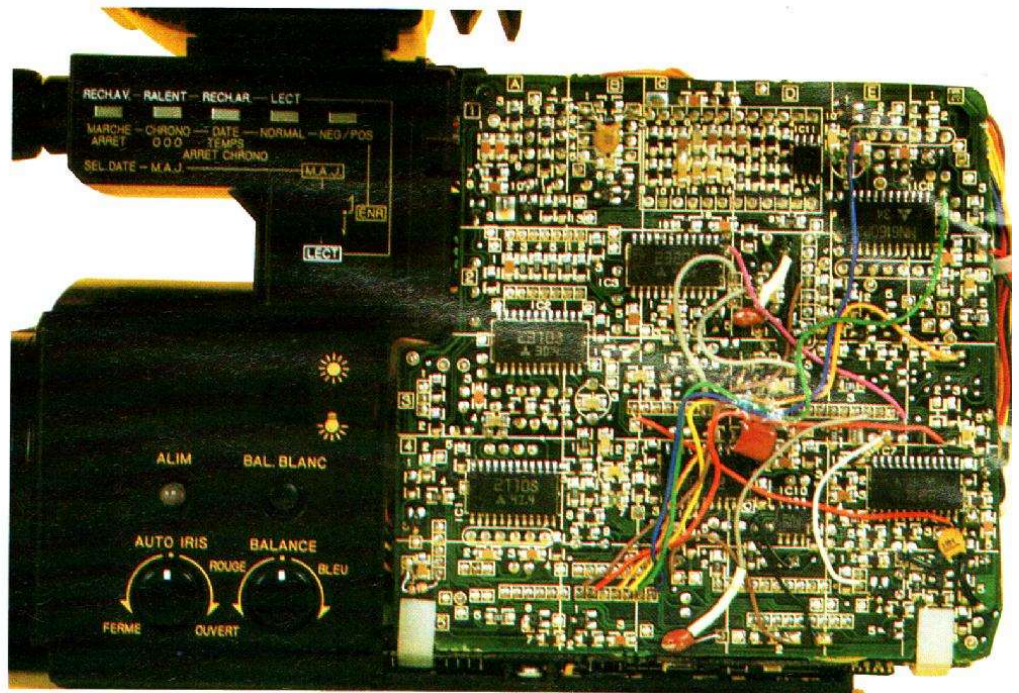
L'électronique bénéficie d'une disposition heureuse ; nous y sommes habitués chez Panasonic. Une fois le capot enlevé, il suffit de défaire deux verrous et les deux circuits imprimés externes s'ouvrent, mettant ainsi les entrailles de l'appareil à la disposition du « chirurgien ». Les interconnexions sont réalisées, pour la plupart d'entre elles, par des câbles terminés par des connecteurs miniatures.

Les circuits intégrés en boîtier « flat pack », intégrés à toutes échelles, sont disposés sur les deux faces du circuit imprimé. Quelques circuits hybrides, quelques réseaux de résistances, des potentiomètres ajustables multiples complètent la liste des composants un peu originaux. Le tube de prise de vue est enfermé dans une gangue de cuivre et de mumétal. Il est fixé sur une partie moulée garantissant la rigidité du système optique.

Encore une belle démonstration de miniaturisation à mettre à l'actif des Japonais.

## ESSAIS

Sur le plan pratique, tenue en main, facilité de manipulation, nous ne pouvons que nous réjouir des dis-



Une face du circuit imprimé. On peut facilement distinguer les composants montés en surface.

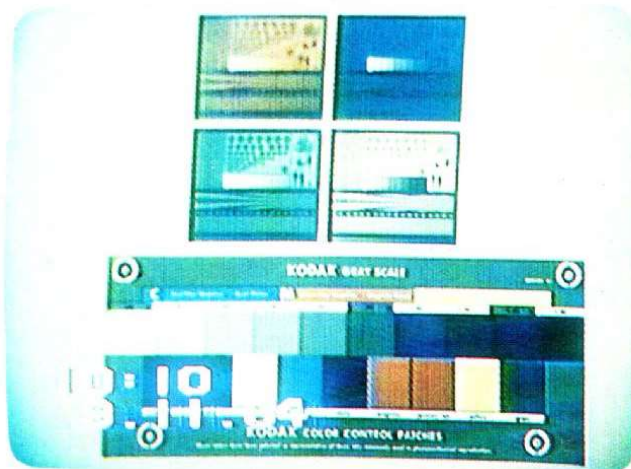
positions prises par le constructeur. Il n'a pas multiplié les fonctions, ce que l'on peut reprocher à d'autres producteurs ; les risques de fausse manipulation sont donc réduits. Appréciations aussi, au passage, les inscriptions en français dans le viseur ; il est rare que les constructeurs aillent aussi loin et ne se contentent pas d'une simple sérigraphie. Il est vrai qu'aujourd'hui, avec des mémoires ROM ou EPROM, on peut tout prévoir, à condition de le vouloir ; et là, beaucoup se font tirer l'oreille. Les

diodes LED ont disparu du viseur ; c'est un bon point pour la compréhension. Regrettons tout de même les difficultés toutes relatives d'emploi par un gaucher ; les précédentes caméras de Panasonic étaient davantage prévues pour eux...

Le calendrier sera utile pour les prises de vues familiales, surtout si vous n'avez pas l'habitude de noter le sommaire de vos cassettes. Panasonic pourrait ici améliorer son produit en affichant automatiquement la date à la mise sous tension. Si on n'en veut pas, on l'efface, et

c'est tout...

Le chronomètre donnera des renseignements utiles aux sportifs et aux professionnels. Incontestablement, le tube Newvicon de cette caméra (le terme de Newvicon s'applique à la couche sensible) permet d'obtenir une définition excellente, même à partir d'un tube d'un demi-pouce. L'examen de la mire de définition montre que l'on commence à distinguer les barres verticales pour la graduation 42 de la mire, alors qu'avec les caméras grand public les plus perfor-



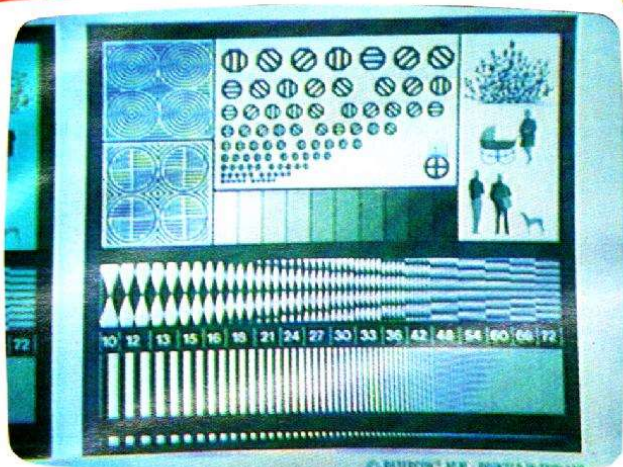
La mire de couleur filmée avec un éclairage de 15 lux.



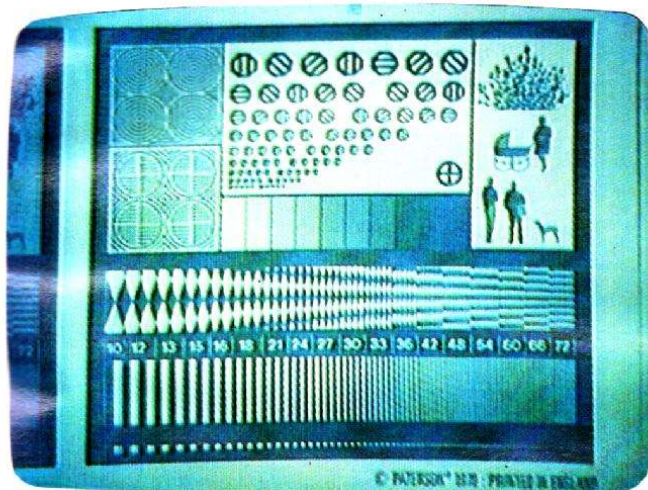
La mire de couleur filmée avec un éclairage de 5 500 lux.



# LA CAMÉRA PANASONIC WVP-A1



La mire de définition filmée avec un éclairage de 5 500 lux.

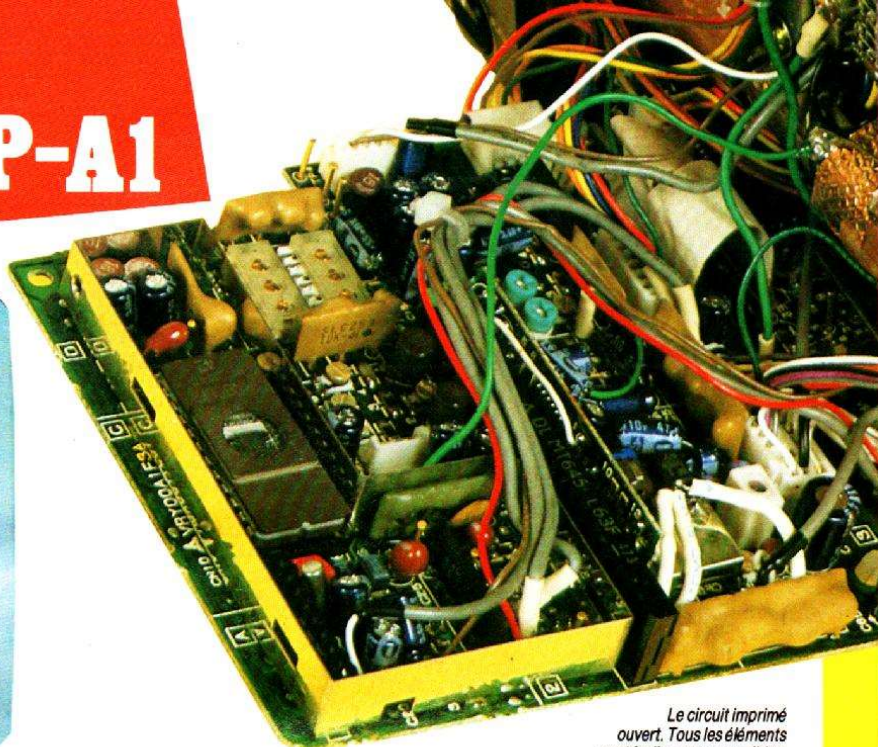


La mire de définition filmée avec un éclairage de seulement 15 lux.

## CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Alimentation : continu 12 V.  
 Consommation : environ 4,3 W  
 Balayage : 625 lignes, 50 trames, 25 images par seconde.  
 Tube : Newvicon 1/2 pouce à filtre croisé, large bande : 3,9 MHz.  
 Signal de sortie vidéo : Secam composite 1 V c/c/75 Ω.  
 Définition horizontale : 280 lignes au centre.  
 Rapport S/B luminance : 45 dB.  
 Eclairage requis : 1 400 lux.  
 Eclairage minimum : 7 lux à f/1/2.  
 Microphone : électrostatique à électret omnidirectionnel.  
 Objectif : zoom × 6, réglage automatique de luminosité et de diaphragme, motorisé, focale de 8,5 à 51 mm, filtre de 49 mm, position

macro.  
 Viseur électronique : monochrome tube 1" avec indications graphiques.  
 Balance du blanc : automatique, correction manuelle.  
 Dimensions : 193 × 160 × 236.  
 Poids : 1 100 g.  
 Particularités :  
 Commutateur d'attente, télécommande de magnétoscope NV 100, inversion de polarité du signal de déclenchement (autres magnétoscopes), compensation d'ouverture de diaphragme, balance du blanc automatique, compensation manuelle, viseur orientable et télescopique, fermeture du diaphragme à la coupure, télécommande du magnétoscope en lecture, horodateur, chronomètre avec pile d'entretien, inversion de polarité d'image, positif/négatif, affichage de données dans le viseur électronique.



Le circuit imprimé ouvert. Tous les éléments sont facilement accessibles.

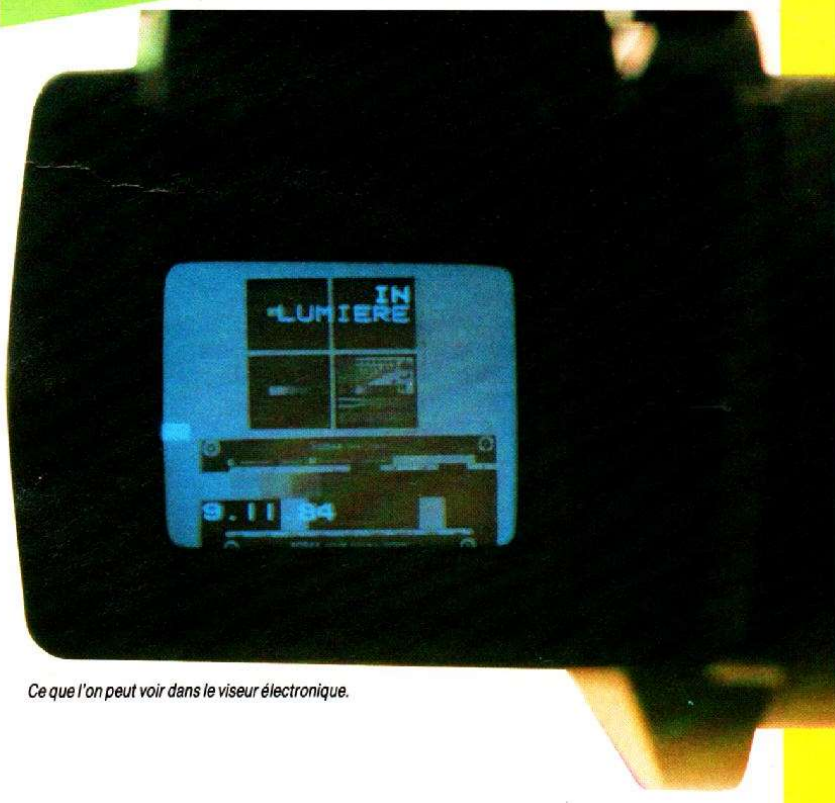
mantes que nous avons testées à ce jour, nous atteignons la graduation 38. Par ailleurs, la répartition des filtres de couleur dans le tube produit moins de moirage que les tubes à barres verticales ; on s'en rend très vite compte ici. A basse lumière, l'image existe encore, la définition diminue et les couleurs perdent de leur densité, ce qui est normal. Nous ne conseillons tout de même pas de descendre au-dessous de la centaine de lux pour les prises de vue, surtout si par la suite vous avez envie de faire une copie de votre cassette.

## CONCLUSION

Décidément les Japonais sont très

forts. Les petites caméras se suivent et sont cependant toutes différentes. La WVP-A1 (l'A1 pour les intimes), si elle n'est pas la plus petite du marché, nous semble bien être le mieux conçue pour une utilisation par un débutant. Sa simplicité d'emploi est due à plusieurs dispositifs électroniques fort utiles. Légère, elle se porte facilement sur l'épaule pour une prise de vue stable. Le tube de prise de vue est protégé par un diaphragme à fermeture automatique. Elle télécommande le magnétoscope et le prépare à l'enregistrement sans intervention de l'opérateur. Une caméra familiale par excellence.

E. LEMERY



Ce que l'on peut voir dans le viseur électronique.



*On doit à Kenwood de nombreuses innovations dans les systèmes de traitement du signal M.F. Une fois de plus, cette société nous étonne avec son tuner Basic-T2, dans lequel nous avons pu découvrir un démodulateur, de conception tout à fait originale, qui permet d'obtenir, en stéréo comme en mono, un taux de distorsion harmonique particulièrement réduit, grâce à un système compensateur de distorsion.*

Le Basic-T2 est tout noir mais une version en aluminium anodisé naturel existe sous la référence KT 1010. Personnellement, nous avons préféré la première version qui fait mieux ressortir les lumières de l'immense panneau d'affichage. Sur ce dernier, ne cherchez pas d'aiguille, ce temps est révolu et les synthétiseurs de fréquence permettent maintenant un affichage numérique des stations, sur tous les tuners de haut de gamme comme celui-ci, avec une précision suffisante pour distinguer deux émetteurs voisins, dans une grille de fré-

quence aussi encombrée que celle qui existe actuellement dans la région parisienne. Huit mémoires permettent la conservation de vos stations préférées, elles sont à double capacité : 8 en modulation d'amplitude et 8 en modulation de fréquence. La MA ne vous intéressera peut-être pas, le Basic-T2 ne reçoit en modulation d'amplitude que les ondes moyennes nous devrions dire en B.hm (bande hectométrique)... Pas d'ondes kilométriques ici, pour RTL, RMC et la BBC ou Europe, tant pis pour vous, et d'ailleurs ce

n'est pas de la HiFi. La MA est reçue grâce à un cadre à air nettement plus haut que le tuner, on l'accrochera, soit à l'arrière du tuner, soit ailleurs, le long d'un mur par exemple, grâce au support de la face arrière que l'on peut démonter et, éventuellement, coller sur une surface lisse.

Le cordon du cadre se termine par deux cosses qui aboutiront aux entrées du tuner MA, ces entrées sont susceptibles de recevoir les signaux provenant d'une antenne externe.

Ce type de cadre remplace aujourd'hui ceux à ferrite, accordés, qui demandent un branchement relativement complexe.

En façade, un potentiomètre modifie la largeur de la bande MA, il ne joue pas sur la sélectivité mais sur le timbre du signal détecté.

La section à modulation de fréquence reste, bien sûr, la partie essentielle de ce tuner. La prise antenne est prévue pour un câble 75 Ω.

Kenwood livre ce tuner avec un

adaptateur à double emploi, il permet de brancher l'extrémité dénudée d'un câble coaxial 75 Ω ou les deux cosses d'une antenne FM 300 Ω.

Un sélecteur modifie la largeur de la bande FI, cette sélection sera très utile dans des zones où les émetteurs se chevauchent d'un peu trop près ou « bavent » les uns sur les autres.

La recherche des stations sera automatique ou manuelle, une échelle de diodes LED indique l'intensité du signal reçu.

Kenwood a doté son tuner d'une fonction spéciale : l'enregistrement par minuterie.

A l'aide d'une minuterie extérieure et d'un magnétophone, vous pourrez enregistrer successivement deux programmes, émis par des stations différentes mais obligatoirement sur la même gamme d'ondes.

— Le premier sera celui du dernier émetteur écouté et sera déclenché par la première mise sous tension du tuner.



# LE TUNER KENWOOD BASIC T2



Le côté affichage, avec l'indicateur de fréquence et celui de niveau RF. Le carré rouge indique une réception en stéréophonie.

L'autre côté de la façade avec le potentiomètre de largeur de bande FI en modulation d'amplitude et le clavier permettant, entre autres fonctions, de sélectionner sa largeur de bande FI en modulation de fréquence.



– Le second proviendra de l'émetteur mémorisé sous le numéro 1 et sera sélectionné automatiquement par la seconde mise sous tension. Attention, il faut ici enfoncer la touche d'enregistrement programmé après avoir sélectionné l'émetteur désiré.

## TECHNIQUE

Avant d'aborder les points spécifiques de cet appareil, évoquons brièvement la technologie utilisée dans les circuits du Basic-T2.

La réception en modulation de fréquence associe deux transistors à effet de champ et double porte, un pour l'étage d'entrée, l'autre pour le changement de fréquence. Nous avons trois circuits accordés pour la sélectivité RF et deux pour l'oscillateur. En effet, l'oscillateur se décompose en trois parties :

- un oscillateur à circuit accordé,
- un étage tampon pour l'attaque d'un prédiviseur (synthèse de fréquence),
- et un autre étage tampon, cette

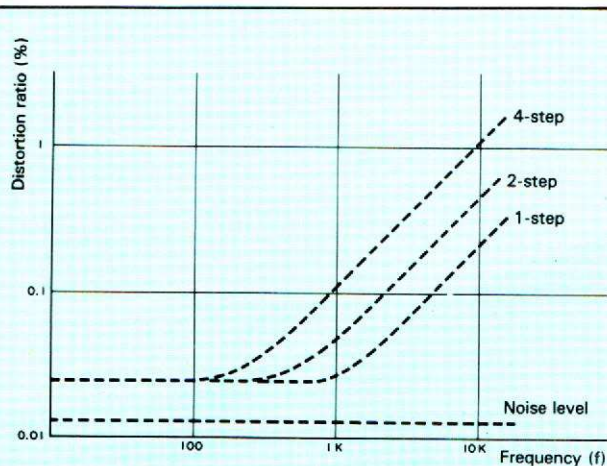


Fig. 1. - Distorsion du signal démodulé.

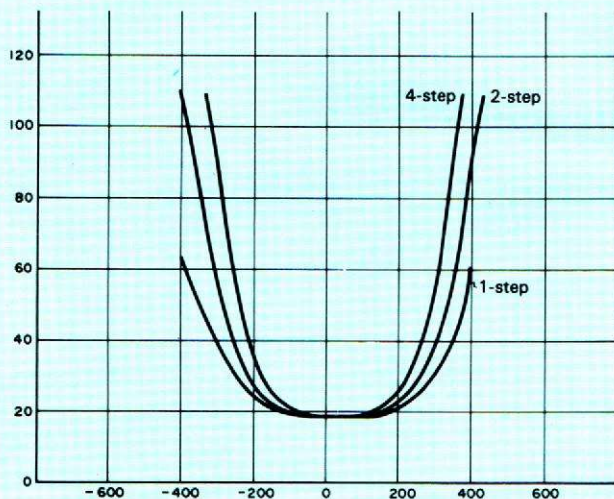
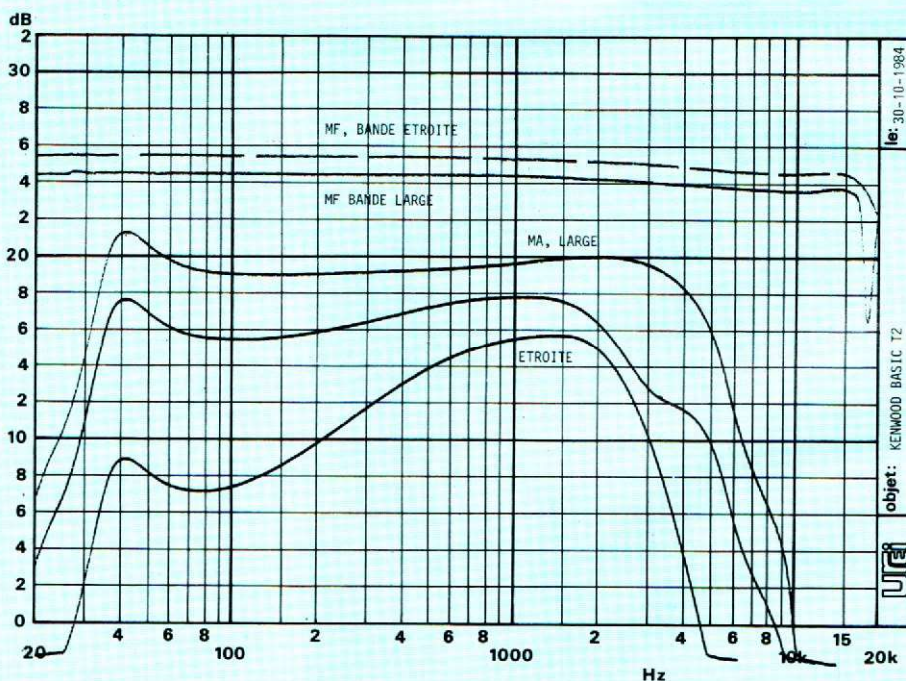


Fig. 2. - Sélectivité en fonction du nombre de films.



Courbes de réponse en fréquence du tuner Basic T2 en MA et en MF. On voit ici l'action des commandes de largeur de bande.

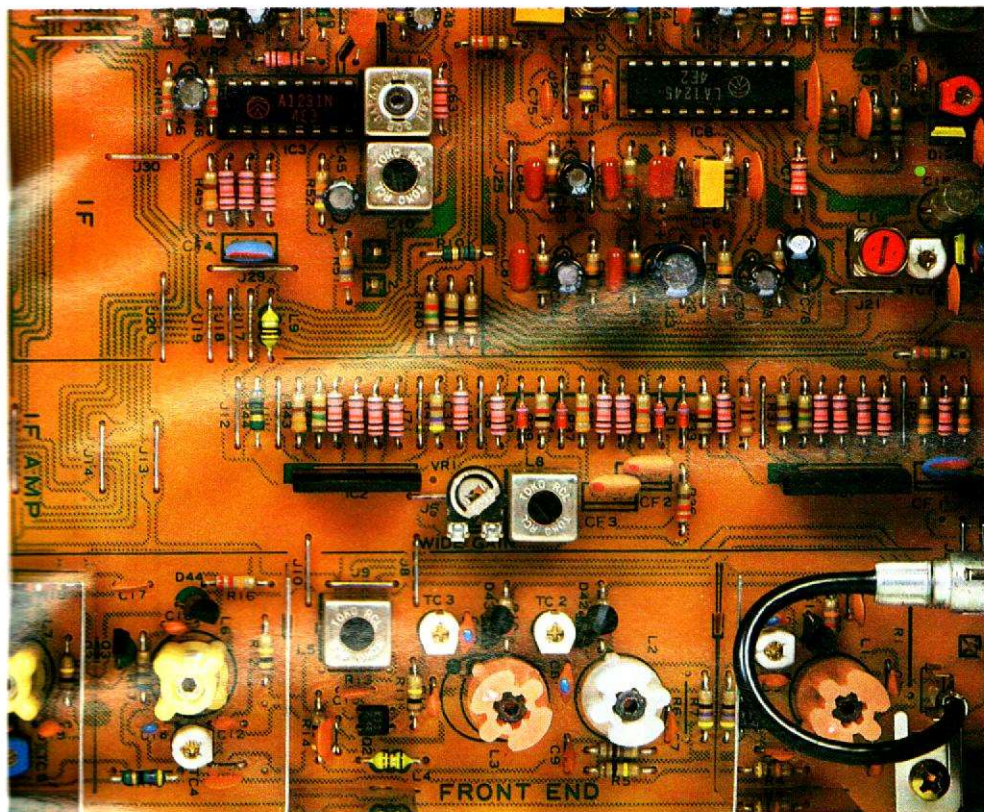
fois accordé pour l'attaque de l'une des grilles du mélangeur. L'amplificateur FI utilise quatre circuits intégrés dont trois amplificateurs et un étage à effet de champ. Parmi ces circuits intégrés, nous en avons un, aux multiples fonctions, qui délivre entre autres choses la tension de commande de l'indicateur de niveau. La variation de sélectivité de l'amplificateur FI s'obtient par une commutation électronique par diodes que l'on polarise, en direct pour laisser passer le signal, ou en inverse, pour le bloquer. De la sorte, on aiguillera le signal FI, soit vers une paire de filtres céramique montés en série, soit vers un filtre accordé LC, de bande passante plus large. Dans un cas, nous aurons quatre filtres céramique en série et, dans l'autre, deux et un filtre LC. Le décodage stéréo est obtenu par un circuit intégré PLL que nous qualifierons de traditionnel. L'élimination du résidu de la fréquence pilote s'effectue par soustraction d'une fraction du signal pilote sélectionné, par un circuit résonnant parallèle. L'accord du circuit résonnant permet de modifier la phase du signal à soustraire, tandis qu'un potentiomètre modifie son ampli-

tude. Deux réglages seront donc nécessaires pour éliminer le 19 kHz. Le procédé n'est pas vraiment nouveau ; il a l'intérêt de simplifier le filtre de sortie. Comme d'habitude, le récepteur de la modulation d'amplitude est simple : un transistor à effet de champ évite de trop amortir le circuit d'accord. Le traitement se fait par un circuit intégré entouré de deux filtres céramique. La modification de « largeur de bande MA » se fait par un circuit de correction dont nous verrons l'efficacité un peu plus loin. L'ensemble est géré par un microprocesseur spécialisé et programmé pour les fonctions de l'appareil : synthèse de fréquence, mise en mémoire des stations, commande de l'afficheur de fréquence et liaison avec le clavier.

## LE DEMODULATEUR DLLD

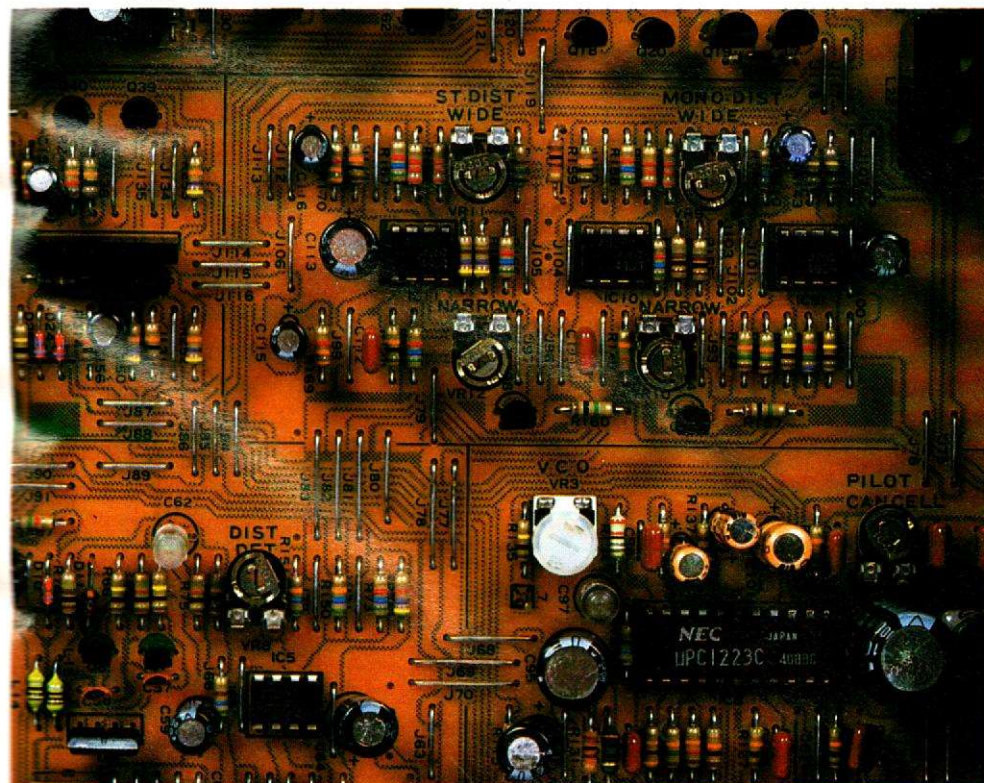
Nous avons, sur ce tuner, un système de démodulation à boucle de phase asservie (fig. 3). L'amplificateur FI attaque un double mélangeur équilibré qui va travailler ici comme un comparateur de phase. La tension démodulée va commander la fréquence de l'oscillateur local de sorte que l'écart de phase soit de 90°. Cette technique de démodulation d'un signal à modulation de fréquence n'est pas nouvelle, mais nous ne l'avons pas encore rencontrée dans un tuner. Les circuits d'amplification FI provoquent une distorsion harmonique de second et troisième ordre, notamment aux fréquences élevées, qui nécessitent une largeur de bande plus importante que les fréquences basses. La figure 1 donne l'évolution du taux de distorsion harmonique en fonction de la fréquence et du nombre d'étages sélectifs. La figure 2 donne l'évolution de la sélectivité en fonction du nombre de ces filtres. On se rend vite compte que plus le circuit est sélectif et plus le taux de distorsion sera élevé. Pour réduire le taux de distorsion, Kenwood utilise une méthode de compensation qui recrée des composantes harmoniques et les réinjecte avec une phase et une amplitude correcte. Il utilise pour cela un multiplieur

# LE TUNER KENWOOD BASIC T2



Plongée sur l'électronique avec, tout en bas, le circuit RF avec ses inductances d'accord rose, jaune et blanche. Notez également la forme allongée de certains circuits intégrés, une formule très japonaise.

Autre vue en plan ; cette fois, il s'agit de la section décodage stéréo avec, en haut, le circuit de compensation de distorsion associé à ses potentiomètres de réglage.



analogique qui va élever au carré la tension de sortie pour produire l'harmonique 2 (oscillogramme). Derrière ce circuit, nous avons d'autres circuits, notamment dérivateurs, qui assurent la compensation en fonction de la fréquence et permettent de corriger le signal en fonction de l'évolution prévisible d'après les courbes de la figure 1. Deux réglages sont prévus par étage, l'un pour le travail en large bande de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, l'autre pour son travail en bande étroite.

## REALISATION

Toute la surface du boîtier est occupée par l'électronique, le tuner est en général un appareil relativement simple, ici, les circuits annexes occupent une place importante. L'insertion automatique des composants a généralisé l'emploi de composants axiaux ; pour les résistances, c'est classique, ça l'est moins pour les condensateurs céramiques, que l'on distingue par leur couleur rose, ou les selfs, d'un vert acide...

Les liaisons avec les composants de la face avant ont été confiées à des câbles plats et des connecteurs verrouillables. L'ensemble est soudé au bain, ce qui garantit une bonne qualité des soudures.

## MESURES

Nous avons commencé par une mesure classique : la sensibilité. Elle est de  $0,8 \mu\text{V}$  sur l'entrée  $75 \Omega$ , pour un rapport signal sur bruit de 26 dB.

Pour obtenir un rapport S/B un peu plus exploitable : 50 dB, le niveau doit monter à  $4 \mu\text{V}$ , ce qui est excellent.

La recherche automatique fonctionne correctement avec un signal d'antenne de  $6,3 \mu\text{V}$ .

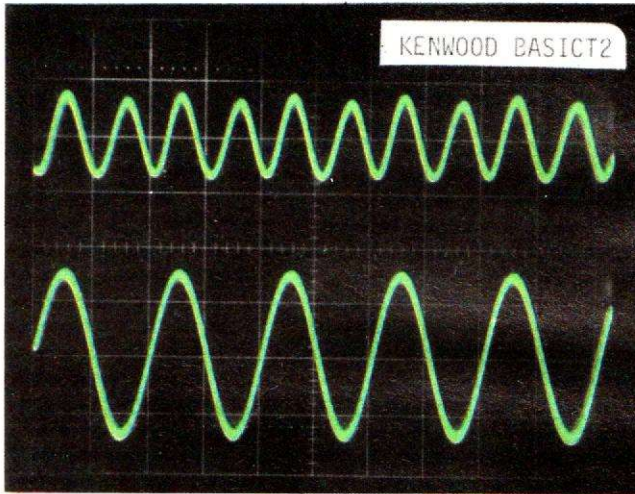
A titre indicatif, nous avons mesuré la tension d'allumage de la première diode LED, elle est de  $1,6 \mu\text{V}$ , tandis que la dernière brillera pour une tension d'entrée de  $0,56 \text{ mV}$  environ.

La réception en bande étroite permet de bénéficier d'un bruit de fond réduit : au lieu des 26 dB de rapport signal/bruit avec une tension d'entrée de  $0,8 \mu\text{V}$ , nous obtenons un rapport S/B de 34 dB.

Pour une tension d'entrée de  $1 \text{ mV}$ , nous avons un bruit de fond en sor-

tie de - 84 dBm, en bande étroite et mesure pondérée, sans pondération, on passe à - 81 dBm. En bande large, nous passons à - 83 dBm, avec pondération, et - 80 dBm sans pondération. Si vous voulez vous amuser à calculer le rapport signal/bruit, sachez que le niveau de sortie pour une modulation de 100 % est de

# LE TUNER KENWOOD BASIC T2



Ces deux oscillogrammes ont été relevés : l'un, à la sortie du tuner, l'autre, à l'intérieur, au point A du schéma du démodulateur. On voit ici, sur un signal de forme sinusoïdale, comment le circuit de multiplication produit un signal au double de la fréquence incidente, autrement dit, de l'harmonique 2. Cette harmonique va être traitée et soustraite au signal démodulé afin de compenser les distorsions. L'échelle horizontale est de 50 μs par division, l'échelle verticale de 0,1 V/division pour le signal du bas et de 0,5 V/division pour celui du haut.

- 5 dBm, ce qui correspond à une tension efficace de 0,43 V. En modulation d'amplitude, nous avons une sensibilité de 3 μV, excellente valeur.

Les courbes de réponse nous donnent, en bas, la réponse en fréquence de la section MA pour différents réglages du potentiomètre de largeur de bande : centre et extrêmes, en haut, nous avons la réponse en fréquence mesurée (trait continu) en position large et (trait interrompu) en position bande étroite.

Remarquez, pour la modulation d'amplitude, une réponse en fréquence particulièrement large, et, pour la modulation de fréquence, une belle linéarité.

Le constructeur annonce un taux de distorsion harmonique particulièrement bas (0,004 %) qui demande pour sa mesure des dispositifs particulièrement élaborés.

## CONCLUSION

Pour son tuner Basic-T2, Kenwood a mis en œuvre une technique de compensation de distorsion voisine de celle utilisée dans d'autres domaines, notamment la gravure des disques. Ici la compensation s'effectue après traitement en ajoutant des composantes calculées et ajustées au moment du réglage final. Cette formule nous donne un son de très bonne qualité sans qu'il soit besoin de faire appel, au niveau de l'amplificateur FI, à une technologie trop coûteuse, telle que celle développée par le constructeur pour ses tuners de haut de gamme.

Un produit sophistiqué mais simple à utiliser et confortable à l'écoute, même en zone encombrée d'émetteurs.

E.L.

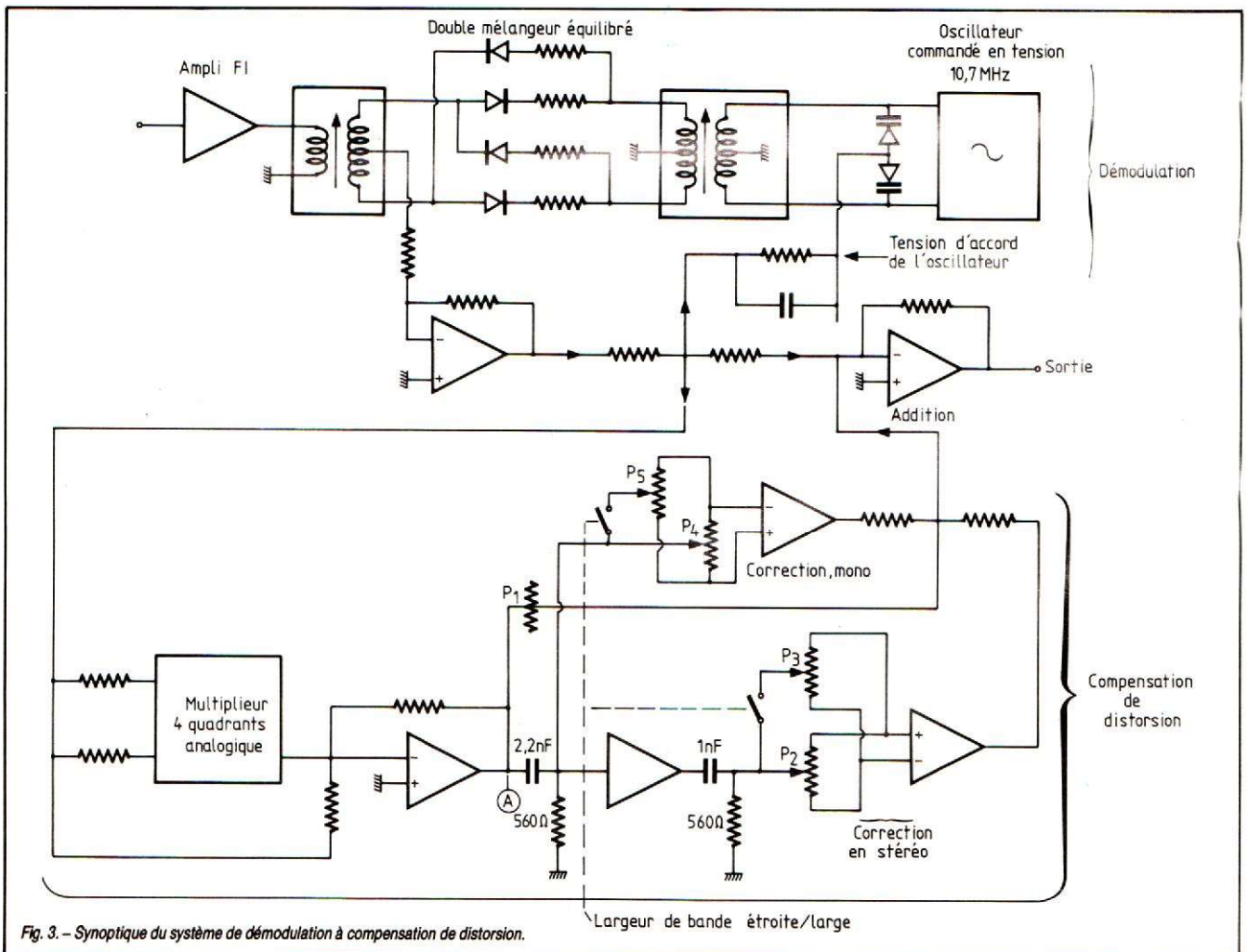


Fig. 3. - Synoptique du système de démodulation à compensation de distorsion.

# DUSSELDORF: HI-FI VIDEO 84



En alternance avec le Funkausstellung de Berlin, le « Hi-Fi Video » de Düsseldorf draine, tous les deux ans, à la fin de l'été, des dizaines de milliers d'amateurs et de professionnels du son et de l'image vers la Rhénanie. Cette année encore, et malgré une légère baisse des entrées, le succès de cette exposition qui occupait 10 gigantesques halls du champ de foire ne s'est pas démenti, puisque quelque 216 000 visiteurs ont été accueillis à Düsseldorf pour cet événement. En 1982, ce salon, seulement Hi-Fi jusqu'alors, avait reçu le renfort de la vidéo, et cette année, c'est la micro-informatique qui a fait son apparition, avec des modèles déjà connus d'une part, tels ceux de Commodore et d'Atari, mais aussi avec le « MSX » (Microsoft Extended Basic), tentative de standardisation et de compatibilité des périphériques et des programmes due à l'initiative des firmes du pays du « Soleil Levant ».

## LE COMPACT-DISC

Sous en sommes à la deuxième génération des lecteurs compact-disc qui deviennent plus esthétiques, plus fonctionnels, avec plus de possibilités de programmation aussi : les mémoires deviennent plus larges et l'utilisateur peut program-

mer jusqu'à 99 plages, avec un affichage qui le tient au courant, visuellement, de l'ordre de passage des 20 premières choisies. La télécommande, à infrarouge comme pour les TVC, ajoute au confort d'utilisation. Pour le reste, les normes étant fixées pour le disque numérique en ce qui concerne le

son, chaque constructeur ne peut qu'essayer de décrypter au mieux ce qui est inscrit sur le disque, en perfectionnant et ses décodeurs et ses systèmes de correction d'erreurs. Quant à agrémenter le son d'images fixes, de graphismes ou de textes visualisables sur un écran cathodique, de TVC par exemple, c'est une éventualité qui ne pourra devenir réalité que si une norme mondiale fait l'unanimité (on pourra se reporter, à ce propos, à l'article « Polygram à Hanovre », dans ce numéro).

Philips, Sony et Denon avaient déjà, l'an dernier, au cours de différentes manifestations, présenté des lecteurs à destination professionnelle, donc utilisables en radiodiffusion ou même en discothèque, avec un repérage à 13,3 ms près de n'importe quel passage du disque numérique, ce qui facilite la programmation préalable. Le pupitre numérique du Philips peut même aller jusqu'à commander 10 lecteurs-esclaves, chacun d'eux jouant, au tour qui est le sien, le ou les passages présélectionnés au moment voulu. A Düsseldorf, c'était au tour de Technics-Panasonic de présenter sa version de lecteur pro-

fessionnel, avec le SL-P50P qui consiste en un pupitre de commande avec le lecteur compact-disc incorporé. Ce dernier étant unique, le système offre moins de souplesse que les modèles de Philips ou Sony qui autorisent eux la programmation d'une des platines alors que l'autre « joue ».

C'est peut-être pour cette raison, entre autres, que Technics-Panasonic a prévu un changeur de compact-disc, le SL-P15, dont le magasin de chargement peut recevoir jusqu'à 50 disques (plus celui qui est sur le « plateau »), chacune des plages étant programmable dans un ordre indifférent par rapport aux autres et pouvant être même répétée. Le tout est de savoir taper le bon programme sur le clavier, ce qui est grandement facilité par les indications visuelles qui apparaissent sur un large écran approprié. Version ultra-moderne du « jukebox », le SL-P15 est tout à fait indiqué comme source de programmes ininterrompus – programmes de radiodiffusion de nuit, par exemple – une possibilité de pause étant prévue.

Un changeur de compact-disc aussi sur le stand Sharp, avec le CD

« Laser-Musik box » qui peut recevoir dans son magasin 100 disques et garder en mémoire 1 000 titres. Là aussi, on peut envisager une application radiodiffusion bien qu'une autre application prévue soit une utilisation en « karaoké », soit donc l'emploi conjoint avec un amplificateur stéréo et deux enceintes acoustiques, l'amateur accompagnant alors vocalement la mélodie des disques à l'aide d'un microphone attaquant directement l'amplificateur. Il est bien certain que dans ce type d'utilisation, il n'est nul besoin de 100 disques et que 10 à 20 peuvent amplement suffire. Autre utilisation du compact-disc, l'autoradio. A Düsseldorf, Philips, Technics-Panasonic et Sony présentaient chacun le leur, des modèles déjà vus aux CES américains, soit de Las Vegas, soit de Chicago. Le lecteur peut être soit séparé du récepteur, soit inclus, ce qui était le cas pour Sony avec le CDX-R7 comportant 12 stations pré-réglées en FM et 6 autres en PO. Même dans ce cas, il convient quand même d'ajouter un amplificateur de puissance.

## LE NUMERIQUE

Si un standard commun, non élaboré à ce jour, empêche la sortie d'enregistreur-lecteur de cassettes audio – et pourtant nombre de constructeurs ont des prototypes fonctionnant fort bien, le malheur étant que chaque cassette enregistrée avec l'un de ces modèles est incompatible à la lecture avec les modèles des concurrents pour des raisons multiples : nombre de pistes, largeur de ces pistes, vitesse

de défilement, système de codage, etc. –, il existe maintenant sur le marché des « processeurs » qui permettent de traiter le signal analogique pour le convertir en signal numérique, enregistré alors sur la bande magnétique d'un magnéscope, utilisé ainsi en magnétophone. A la lecture, faite par notre magnéscope, le signal retransite

par le processeur qui, cette fois, effectue une conversion numérique/analogique et le tour est joué. Parmi les modèles déjà existants, le PCM-F1 de Sony, relativement populaire parmi les professionnels et même les amateurs, et, à une échelle moindre, celui de Sanyo. Apparaît cette fois sur le marché le SV-110 de Technics-Panasonic, un

codeur-décodeur 14 bits aux normes EIAJ (réponse en fréquence 2 Hz à 20 kHz  $\pm$  0,5 dB et rapport signal/bruit de 86 dB). Bien qu'il ne s'agisse pas d'un amplificateur entièrement numérique, on peut ranger dans cette rubrique le CV 1670 RC de Dual, un amplificateur de 2 x 200 W qui présente la particularité d'avoir toutes ses commandes (volume, balance, graves et aigus) numériques, avec



Sharp : chaînes Hi-Fi avec le curieux bras tangentiel lisant recto et verso des disques.



Sharp : M. Itakura devant les dernières productions TV-Vidéo avec, en particulier, le VHS Hi-Fi.

affichage en dB pour chacune des fonctions commandées et mise en mémoire possible de ces réglages lors d'un autre choix de valeurs. Un modèle qui devrait être disponible en France en mars 1985, en même temps d'ailleurs que les deux lecteurs de compact-disc, CD40 et CD440, conçus et fabriqués par la société de St Georgen. Les lecteurs européens sont assez peu nombreux pour que nous prenions la peine d'au moins les citer.

## L'AUDIO ANALOGIQUE

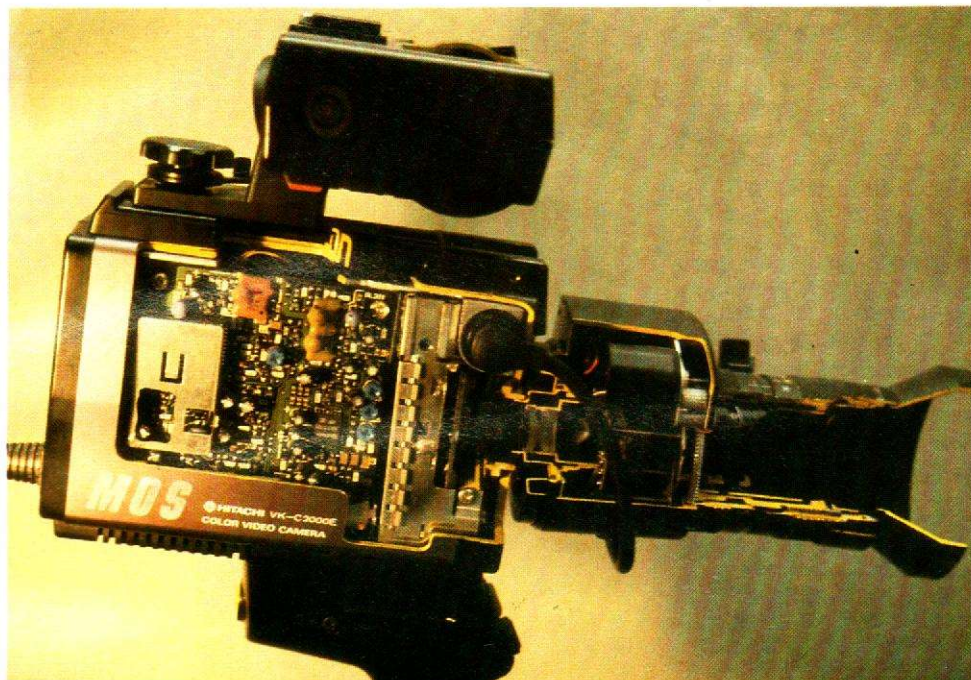
L'évolution dans ce domaine se fait à présent lentement : les possibilités d'augmenter les performances sont de plus en plus restreintes : l'audio analogique plafonne, mis à part du côté du « design », de l'esthétique où l'imagination des stylistes n'est pas encore au point mort, et aussi du côté des prouesses : lire les deux faces d'un disque avec le même bras, lequel se déplace, une face terminée, pour venir à l'autre



face sans que le disque bouge de sa place sur le plateau : telle est la performance du bras tangentiel de Sharp, un indicateur à LED vous indiquant quelle face, A ou B, est en cours de lecture.

Un récepteur radio stéréo au format d'une carte de crédit : c'est possible avec le RF-07 de Panasonic : 91 mm de haut, 55 mm de large et 3,9 mm d'épaisseur ! Poids : 38 grammes, mais il faut quand même des écouteurs ; et puis seules FM et PO sont prévues (pas de GO).

Esthétique et coloris tendres avec les radio-cassettophones portatifs QT-50 de Sharp. Tandis qu'une des chaînes Hi-Fi de Mitsubishi s'appelle tout simplement le « Robot Musical ». Au vu du nombre impressionnant de boutons-poussoirs et de commandes que comporte ce Robot, mieux vaut sans doute, au préalable, passer le permis de conduire ce type d'appareil si on ne veut pas devenir esclave de sa notice.



Hitachi : caméra C.MOS à cœur ouvert.



Bang & Olufsen : Frederick Pedersen nous présente le nouveau VHS Hi-Fi.

## LES MAGNETOSCOPES

La nouveauté réside ici dans la présentation de modèles VHS sur les stands de Philips, Grundig et Bang & Olufsen, sans pour autant que le V 2000 soit abandonné par les firmes précitées. Attitude réaliste : le marché du VHS marche très bien et, qui plus est, les modèles sont plus faciles à fabriquer – moins de circuits et surtout moins de composants – alors pourquoi pas ? Grundig a même conservé pour ses VHS la présentation de ses magnétoscopes V 2000 ! Philips et Grundig ont même des modèles portables mais, d'après leur allure, il semble bien que ces modèles viennent en droite ligne d'Extrême-Orient, peut être de chez Matsushita...

Grundig, Bang & Olufsen, Mitsubishi, Hitachi, Harman-Kardon, Sharp, Akai, JVC, Panasonic et tout le groupe Thomson (en RFA) ont tous au catalogue un, voire deux magnétoscopes aux normes « VHS Hi-Fi », un moyen économique de faire à la fois de l'image et du son en stéréo Hi-Fi. Par exemple, si un programme TV est stéréo avec un canal retransmis sur France-Musique, à vous l'enregistrement de meilleure qualité que celui que vous

donnerait une cassette audio métal, à moindre prix et avec une image en prime. Qui dit mieux ? Enfin, on peut quand même trouver quelqu'un qui dise aussi bien, avec Sony et ses partenaires du groupe Béta, avec le « Beta Hi-Fi » qui permet un son audio de très bonne qualité, très proche de celle du compact-disc. Le système « Beta Hi-Fi » est antérieur de quelques mois au VHS Hi-Fi, mais si ce dernier est attendu en France et en Secam dans quelques mois, on ne peut en dire autant du « Beta Hi-Fi » qui sera seulement disponible en Pal.

S'agissant des amplis audio-vidéo mis à la mode par Kenwood il y a un peu plus de deux ans, on en retrouvait chez Kenwood, Sansui et Akai (même modèle qu'à Las Vegas, au CES de janvier 1984).

## LES CAMERAS

On pouvait espérer voir à Düsseldorf des caméscopes 8 mm. En fait, en l'absence de Kodak, seul Sanyo se maintenait sur le créneau avec, en démonstration, des caméscopes qu'il était interdit de photographier... Pourtant, ils ressemblaient à ceux que Fisher exposait, statii-

quement, au mois de janvier à Las Vegas. Quant aux Japonais (Matsushita, Hitachi, TDK...) qui fabriquent pour leurs clients américains (Kodak, General Electric), ils ne semblent pas pressés d'entrer eux-mêmes dans la ronde : fabriquer en OEM pour des sociétés extérieures, c'est une commande ferme, fabriquer sous sa propre marque pour des clients éventuels, c'est quand même moins sûr tant qu'un marché potentiel ne s'est pas fait pleinement connaître.

Pendant ce temps, le caméscope VHS - le « Video-movie » qui avait fait son apparition l'an dernier au Funkausstellung - marche très fort et on pouvait le retrouver non seulement sur le stand JVC, qui est à l'origine de ce produit, mais aussi sur celui de toutes les sociétés du groupe Thomson : Telefunken, Nordmende, Saba... et également sur celui de Thomson. Avec ses 2,25 kg et son autonomie de 30 minutes avec une cassette VHS miniature - soit la durée de 10 films « Super 8 » - ce caméscope paraît être la solution la plus logique pour ceux qui disposent déjà d'un magnétoscope VHS de salon et qui veulent « filmer » en vidéo. Le « Video-movie » devrait faire son apparition en France, en version Secam, au cours des prochains mois.

Quant à la « Beta-movie », caméscope utilisant des cassettes Beta de format habituel, ce qui lui donne une autonomie supérieure à 3 heures avec une cassette L830, à condition toutefois de disposer de batteries de rechange, elle offre un agrément de plus en devenant « auto focus ».

Pour ce qui est des caméras sans magnétoscope incorporé, on assiste à une réduction de poids avec la XC-54G de Sharp, compacte et super-légère (720 g) ou à des possibilités accrues telles que l'auto-focus et la superposition simultanée de dates et de titres de tout un ensemble de caractères (jusqu'à 4 rangées de 12 caractères) pour un poids raisonnable (1,6 kg) avec une capacité d'exposition à la lumière de 10 lux (Sharp XC-78G). On retrouve également à Düsseldorf la caméra JVC GX-N7 Lolux, autofocus, descendant elle aussi à 10 lux et qui ne fait que 1,1 kg. Ici encore, un générateur de caractères peut être ajouté à la caméra. Hitachi reste aux capteurs MOS avec la VK-C1500E qui ne comporte pas moins de 224 000 photodiodes (capteur 2/3 pouce) ; descendant jusqu'aux éclairagements de 35 lux, la C 1500 E fait seulement 980 g et, grâce à la nature de son capteur est prête à opérer 0,5 s seulement après la mise en marche de la caméra. Avec la VK-C3400 d'Hitachi, on augmente les possibi-



Thomson : un robot qui vous conduit au stand de la firme française.

résolution que les modèles précédents, mais prévues uniquement pour le NTSC.

## LES VIDEODISQUES

Philips et Pioneer sont toujours les chefs de file du système « Laservision », dont le premier cité est l'inventeur ; à ce titre Philips présentait toute une gamme de lecteurs, dont deux télécommandés par infrarouge. Les disques vidéo ne manquent pas et les programmes peuvent se classer en quatre catégories : films, musique classique, musique de variétés et « hobby », une image animée accompagnant le son en ce qui concerne la musique, qui a trait soit à des opéras, soit à des concerts, soit à des tours de chant. Quant à Pioneer, on pouvait admirer sur son stand, et sur des écrans de moniteurs TV, une image continue sur trois écrans juxtaposés, comme cela se fait lors de diaporamas. Toutefois, ici, ce montage provenait de vidéodisques. Hitachi et Sharp présentaient également des lecteurs « Laservisions » ; pour Hitachi, le lecteur était au standard NTSC et il en était



Philips : un des nouveaux VHS.



Hitachi : VHS Hi-Fi.

lités par rapport au modèle précédent avec un dispositif auto focus et un viseur électronique couleur de 1,5 pouce, mais le poids (2,5 kg) et

la consommation (6,7 W contre 3,9 W) augmentent. Hitachi présentait également des caméras à usage professionnel, à plus haute

vraisemblablement de même pour Sharp, lequel envisage plutôt le « Laservision » à des fins institutionnelles. Par contre, Sharp parti-

# DUSSELDORF: HI-FI VIDEO 84



Harman-Kardon : VHS Hi-Fi et lecteur de cassettes.



Dual : les deux lecteurs de « compact disc ».



Sanyo : démonstration de Bêta Hi-Fi.

système, il ne semble pas que les autres firmes se soient précipitées vers un système qui permet tout à la fois de faire des économies de composants tout en procurant une meilleure qualité d'image. Pénurie de circuits intégrés spécifiques à ce type de montage ?...

Par contre, on se prépare à la réception des futurs satellites européens tels TDF1 (à ne pas confondre avec Télécom 1) et les autres satellites qui suivront de près. Les fabricants allemands d'antennes (Fuba, Wisi) et de récepteurs (Telefunken) travaillent la question, mais il n'est pas surprenant de voir, comme sur le marché américain, les Japonais apparaître avec du matériel prévu pour ce type de liaison (Pioneer, Toshiba et Kenwood).

## LA MICRO-INFORMATIQUE

Le standard proposé par les Japonais, le MSX, était représenté en force à Düsseldorf puisque toutes les firmes japonaises qui se sont ralliées à ce système, qui rend compatibles entre eux softwares et périphériques, quel que soit le micro-ordinateur – à condition toutefois que celui-ci soit aux normes MSX – exposaient des micro-ordinateurs MSX : Canon, Fujitsu, General, Hitachi, JVC, Matsushita, Mitsubishi, Pioneer, Sanyo, Sony, Toshiba et Yamaha. Du jamais vu puisque, avant, c'était la bouteille à encre et que chacun y allait de son système bien à lui avec comme principal souci que la concurrence ne puisse venir greffer ses accessoires sur son appareil à lui. Rien d'étonnant alors si plusieurs Américains et Européens se sont d'ores et déjà ralliés à un système pas comme les autres.

## ET LES FRANÇAIS ?

Trois en tout ! Le plus grand d'abord, Thomson, qui était présent d'une part, sur un gigantesque stand à sa marque et d'autre part, au travers des multiples sociétés allemandes du groupe. Et puis deux autres, plus petits, mais qui font mieux que se défendre sur les marchés extérieurs : tous deux fabriquent avec expérience et réussite des produits dont ils ont une parfaite maîtrise. Il s'agit d'enceintes acoustiques, et ces Français ont pour noms : Cabasse et Elipson.

**Ch. PANNEL**

cipe au Japon, avec d'autres, à la commercialisation du VHD dont le chef de file est JVC, promoteur du système.

D'après JVC, 1 000 titres différents seraient disponibles à la fin de cette année et 4 millions de disques auront alors été vendus. Il est vrai que Pioneer, de son côté, produit mensuellement 400 000 disques au Japon et que sa production mensuelle aux USA atteint 150 000 disques... Et ceci ne tient pas compte de la production Polygram-Philips.

## LA TELEVISION

Il avait été beaucoup question de TVC numérique au Funkausstellung de Berlin, avec comme chef de file ITT (Digivision) et des démonstrations très convaincantes chez Philips. Toutefois, si ITT conserve ce

# LES CODES A BARRES ET LEURS TECHNIQUES DE LECTURE

*Les codes à barres ont fait leur apparition, aux yeux du grand public, depuis quelques années déjà : il s'agit de ces étiquettes rassemblant une succession de traits noirs parallèles, sur fond blanc, plus ou moins larges et plus ou moins espacés, qu'on rencontre sur les emballages des lessives, sur les boîtes de lait en poudre, et sur la plupart des articles vendus en grandes surfaces.*

*Ces codes à barres, pour beaucoup mystérieux, constituent, sous forme numérique, un recueil de données diverses, propres à automatiser la gestion des stocks, ou des programmes à usage scientifique et industriel. Développés primitivement dans la première optique, ils ont été étudiés de plus en plus largement par des concepteurs, des constructeurs et des utilisateurs divers, en vue d'élargir leur champ d'applications et d'accroître la densité d'informations, en même temps que la fiabilité.*

Si le principe fondamental, qui repose sur une codification binaire de l'information sous la forme d'une alternance de traits noirs et blancs, reste le même dans tous les cas, la diversité des sources et des objectifs s'accompagne d'une multiplication du nombre des codes. Nous commencerons donc par l'étude des plus caractéristiques d'entre eux, en essayant de les classer selon des critères simples.

Les recueils de données formés par les codes à barres sont destinés au traitement sur ordinateurs (nous prenons ce terme à son sens le plus général, qui englobe, au bas de l'échelle, certaines calculatrices programmables). Cette opération implique d'abord une lecture, effectuée par voie optique. Elle nécessite ensuite une mise en forme, et un décodage, dont on exige la plus grande fiabilité, en dépit des inévitables fluctuations de la lecture (vitesse, direction et sens, etc.). La deuxième partie de notre article traite de cet aspect du problème.

## A. Les codes à barres

Il existe, déjà, une multitude de codes à barres, différant par leurs structures, c'est-à-dire par la nature et la complexité du codage utilisé, et par la richesse et la densité possibles de leur contenu. Allant, autant que faire se peut, du simple au compliqué, nous serons conduits à plusieurs méthodes de classement, en fonction des critères retenus.

### Pourquoi pas la numération binaire ?

Toute l'électronique digitale, depuis les portes élémentaires qui en sont les constituants de base, jusqu'aux assemblages les plus complexes conduisant aux ordinateurs, se soumet à un impératif bien connu : elle ne peut différencier, donc traiter, que deux états. Ceux-ci, traduits physiquement par l'absence ou la présence d'une tension, sont appelés les niveaux logiques 0 et 1.

Les calculs par ordinateurs se ra-

menant toujours à des opérations sur des nombres, la limitation à deux chiffres impose l'emploi de la numération binaire, c'est-à-dire à base 2.

Les codes à barres étant des procédés conventionnels d'écriture et de lecture qui reposent sur la distinction de deux « états optiques », le noir et le blanc, on pourrait tout naturellement songer à écrire les nombres sous forme d'une alternance de barres blanches et noires, les premières représentant par exemple les 0 de la numération binaire, et les secondes les 1. Ainsi, le nombre décimal 21, qui s'écrit en binaire :

1 0 1 0 1

pourrait être symbolisé par le graphisme de la figure 1.

Comme nous allons le montrer, cette écriture se heurte rapidement à d'importantes difficultés. L'une résulte de son encombrement, et l'autre des incertitudes de lecture.

Commençons par le problème de l'encombrement, en examinant le cas d'un magasin qui, pour sa gestion de stocks, souhaite attribuer une référence codée à chacun des articles vendus. Une variété de 10 000 articles différents n'a rien d'excessif : il suffit, pour s'en convaincre, de visiter le rayon « alimentation » d'une grande surface. Or, le classement de ces arti-



Fig. 1

cles demande qu'on dispose des numéros 0 à 9999. Soit alors ce dernier article : en binaire, sa référence s'écrit :

1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1

avec 14 symboles. La nécessité d'ajouter d'autres renseignements (date d'achat, date de vente, prix, etc.), conduit manifestement à un graphisme d'encombrement intolérable.

Le deuxième problème posé par ce codage tient aux difficultés de lecture. Les différents mots d'un code n'auraient en effet, sauf à accepter l'encombrement maximal en écrivant, sur la gauche, des 0 non significatifs, pas le même nombre de symboles. Remarquons cependant que ces difficultés ne sont pas insurmontables, puisque certains programmes sont ainsi imprimés.

**Une première solution : les codes 2 des 5**

L'appellation « 2 des 5 » est un raccourci pour l'expression plus complète « 2 traits larges parmi un total de 5 traits ». Il existe plusieurs variantes de codes 2 des 5, mais toutes offrent des points communs :

– elles ne peuvent représenter que des chiffres, donc, par association, des nombres, à l'exclusion d'autres

symboles comme les lettres de l'alphabet. Notons cependant l'existence de deux symboles de reconnaissance du début et de la fin d'une ligne ;

– elles partent des nombres exprimés en numération décimale, donc à l'aide des dix chiffres de 0 à 9. A chacun de ces chiffres, elles associent un élément du code ;

– elles utilisent, pour le graphisme d'écriture de chaque élément, la combinaison de deux traits larges et de trois traits étroits, ce qui justifie l'appellation « 2 des 5 ». Nous verrons que ces traits peuvent se limiter aux noirs, ou combiner les noirs et les blancs.

Chaque élément du code s'inscrit sous forme binaire, conformément au tableau I. Ce tableau montre que, pour représenter un chiffre décimal, on utilise un nombre binaire comportant cinq chiffres. Précisons dès maintenant ce mécanisme. Soit à écrire en code, par exemple, le nombre décimal 234. Au 2, au 3 et au 4 on fera correspondre, dans le même ordre et à la suite les uns des autres, les éléments représentatifs, ce qui donne :

0 1 0 0 1    1 1 0 0 0    0 0 1 0 1  
 └───┬───┘    └───┬───┘    └───┬───┘  
           2                    3                    4

Les codes « 2 des 5 » comprennent également deux symboles à trois

chiffres, qui servent à la reconnaissance du début et de la fin de la ligne écrite. On remarquera, dans le tableau I, que le symbole de début s'aligne sur la droite de sa colonne : ceci montre qu'il précède immédiatement le mot qui le suit, sans espace de séparation. De même, le symbole de fin s'aligne sur la gauche de la colonne, car il suit immédiatement le dernier caractère du mot qui le précède.

Nous allons maintenant analyser plus en détail chacune des variantes de ce type de code.

**Le code « 2 des 5 » industriel**

Il s'agit d'un code qualifié de discret, car seuls les traits noirs, larges ou étroits, y ont une signification. Les bandes blanches, toutes de même largeur, ne servent que d'intervalles de séparation.

Dans un tel code, le chiffre binaire 0 est donc représenté par un trait noir mince, et le chiffre binaire 1 par un trait noir épais. A titre d'exemple, la figure 2 montre la représentation codée du chiffre décimal 8. On pourra vérifier, en se reportant au tableau I, que chaque élément du code occupe graphiquement le même encombrement, à l'exception des symboles de début et de fin. Il se compose en effet, au total, de :

- 4 intervalles blancs ;
- 3 traits noirs étroits ;
- 2 traits noirs larges.

Montrons maintenant la structure d'une ligne complète, avec une telle

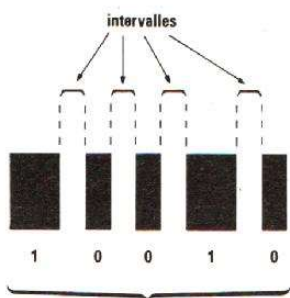


Fig. 2

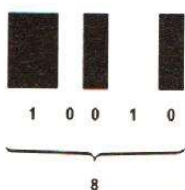


Fig. 4

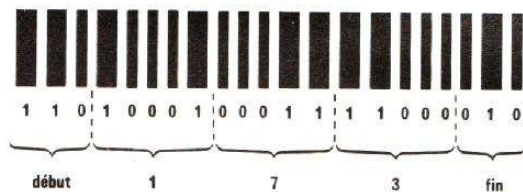


Fig. 3

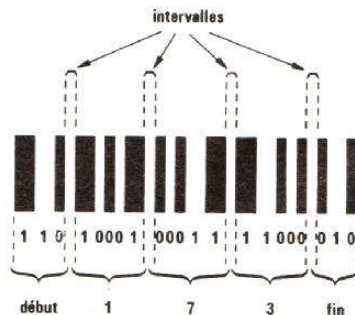


Fig. 5

Caractère à inscrire	Codification binaire
0	0 0 1 1 0
1	1 0 0 0 1
2	0 1 0 0 1
3	1 1 0 0 0
4	0 0 1 0 1
5	1 0 1 0 0
6	0 1 1 0 0
7	0 0 0 1 1
8	1 0 0 1 0
9	0 1 0 1 0
début	1 1 0
fin	0 1 0

Tableau I. – Code « 2 des 5 ».

représentation. Nous voulons, dans cette ligne, inscrire le nombre décimal **173**, qui en constitue la totalité (il s'agit d'une ligne bien courte !). Nous le ferons précéder du symbole de début, et suivre du symbole de fin. Le résultat est celui de la figure 3.

#### Le code « 2 des 5 » en matrice

A l'opposé du précédent, ce code est qualifié de continu. En effet, les traits blancs, comme les traits noirs, y prennent une signification : **0** lorsqu'il s'agit de traits étroits (quelle que soit leur couleur), et **1** pour les traits épais.

Avec ce type de code, représentons le chiffre décimal **8**, comme nous l'avions fait à la figure 2 pour le code « 2 des 5 » industriel. On arrive maintenant au graphisme de la figure 4, en commençant par un trait noir. Il y a bien, au total, cinq traits (trois noirs et deux blancs) dont deux larges (un noir et un blanc). La suppression des intervalles raccourcit l'encombrement.

Pour préciser cette comparaison, ré-écrivons, avec ce code en matrice, la ligne formée du nombre décimal **173**, avec ses symboles de début et de fin : le résultat est celui de la figure 5. On remarquera que chaque élément du code — c'est-à-dire chaque groupe de cinq traits noirs ou blancs — commence par un trait noir. Cela apparaît à l'évidence comme une nécessité, si on considère le symbole de fin qui doit obligatoirement finir, donc commencer, par un trait noir ; dans l'hypothèse contraire, il apparaît

trait inachevé (le dernier **0** blanc se confondant avec le blanc de la feuille de papier), et le dispositif de lecture, détectant une erreur, refuserait l'ensemble des données de la ligne. Cet impératif oblige à séparer chaque élément de ses voisins par un intervalle blanc.

#### Le code « 2 des 5 » entrelacé

Il s'agit, là encore, d'un code continu, c'est-à-dire sans intervalles au sein des éléments. On ne peut y écrire un chiffre unique, comme le fait apparaître la figure 6.

Dans cette méthode de codification, en effet, un chiffre décimal est graphiquement représenté par des barres noires uniquement, tandis que le chiffre décimal suivant ne comporte que des barres blanches. L'astuce consiste à considérer les barres blanches du deuxième caractère comme des intervalles, vis-à-vis des barres noires du premier. Inversement, celles-ci sont les intervalles des barres blanches du deuxième caractère. La figure 6 illustre la codification du nombre décimal **15**, encadrée des symboles de début et de fin de ligne.

La figure 7 explicite, pour ce même exemple, l'ordre d'écriture entrelacée de l'élément en noir (10001 représentant le chiffre décimal 1) et de l'élément en blanc (10100 représentant le chiffre décimal 5).

#### Le code UPC

Avec ce code (Universal Product Code = UPC) plus simple que les précédents, et particulièrement destiné au marquage des articles dans les magasins (c'est celui que vous trou-

vez sur les emballages), nous sortons du domaine des 2 parmi 5.

Comme les codes « 2 des 5 » toutefois, le type **UPC** ne peut écrire que les neuf chiffres de la numération décimale, accompagnés d'un symbole unique, utilisé tant au début qu'en fin de ligne. Le tableau II établit la correspondance entre les onze caractères transcritibles, et leur mode de représentation, que nous allons maintenant préciser.

Chaque élément est ici matérialisé par deux traits noirs et deux espaces blancs. Par contre, au lieu de la simple séparation en barres fines ou en barres larges, correspondant dans les cas précédents aux chiffres binaires **0** et **1**, on utilise, tant pour les traits que pour les espaces, quatre épaisseurs différentes, multiples, dans les rapports 1, 2, 3 ou 4, de la largeur minimale choisie comme unité. Ainsi, lorsqu'on lit, dans le tableau II, que le caractère décimal **7** est représenté par le code 1-3-1-2, cela signifie, comme l'illustre la figure 8, que le graphisme comporte, dans l'ordre :

- une barre (noire ou blanche) de largeur unitaire ;
- une barre (blanche ou noire) large de trois unités ;
- une barre (noire ou blanche) de largeur unitaire ;
- une dernière barre (blanche ou noire) large de deux unités.

Nous précisons, dans le tableau II, que chaque élément du code, donc chaque caractère, peut indifféremment se lire de gauche à droite, ou de droite à gauche, même si les caractères voisins sont lus dans un sens différent. En pratique, les circuits électroniques de décryptage se chargent

Caractère à inscrire	Codification
0	3-2-1-1 ou 1-1-2-3
1	2-2-2-1 ou 1-2-2-2
2	2-1-2-2 ou 2-2-1-2
3	1-4-1-1 ou 1-1-4-1
4	1-1-3-2 ou 2-3-1-1
5	1-2-3-1 ou 1-3-2-1
6	1-1-1-4 ou 4-1-1-1
7	1-3-1-2 ou 2-1-3-1
8	1-2-1-3 ou 3-1-2-1
9	3-1-1-2 ou 2-1-1-3
début/fin	1-1-1

Tableau II. — Code UPC.

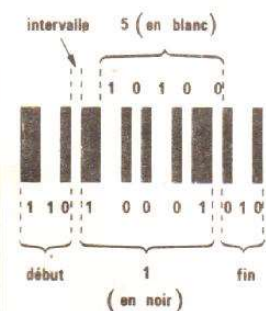


Fig. 6



Fig. 7

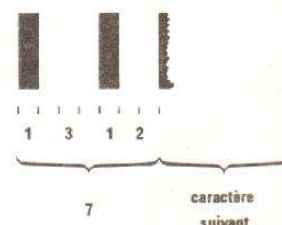


Fig. 8

automatiquement de rétablir le sens : dans la succession 2-1-3-1, ils reconnaissent un 7, aussi bien que dans la succession 1-3-1-2. La technique d'inversion d'écriture est souvent exploitée pour la détection d'erreurs.

Sur les emballages commerciaux, l'étiquette de marquage réunit toujours deux séquences de six chiffres décimaux, ainsi qu'il apparaît à la figure 9. Le symbole de début/fin apparaît alors trois fois, puisqu'il sépare les deux séquences. Enfin, pour une éventuelle lecture directe par l'homme, l'écriture décimale figure en clair sous le code (la notation 3, placée au début, indique alors la succession 1-1-1, indépendante du contenu des données).

Puisque, dans le code UPC, l'organe lecteur doit reconnaître la largeur de chaque trait, il faut, en début de lecture, lui définir l'unité, c'est-à-dire lui montrer la largeur la plus étroite prise comme référence. C'est là une autre utilité du symbole « début », qui répète trois fois cet étalon de mesure.

**Le code « 3 des 9 », ou code 39**

Avec ce code où chaque caractère rassemble un total de 9 signaux élémentaires (traits noirs ou espaces blancs), nous atteignons une sophisti-

Caractère	Codification
0	000110100
1	100100001
2	001100001
3	101100000
4	000110001
5	100110000
6	001110000
7	000100101
8	100100100
9	001100100
-	010000101
	110000100
espace	011000100
début/fin	010010100
\$	010101000
/	010100100
+	010001010
%	000101100

Tableau III A. - Code 39. Chiffres et caractères spéciaux.

cation qui autorise la reconnaissance de quarante-trois caractères différents : les dix chiffres du système décimal, les vingt-six lettres de l'alphabet, et sept autres caractères spéciaux. Comme sa désignation l'indique, le code 39 compte, parmi les neuf signaux élémentaires de son écriture, trois traits larges et six traits étroits. Les tableaux IIIA et IIIB donnent la totalité de ces caractères. A chaque fois, un 0 est représenté par une ligne étroite (noire ou blanche) et un 1 par une ligne de largeur double

(noire ou blanche également). Dans ces conditions, les graphismes de tous les caractères ont la même longueur : douze fois la largeur unitaire.

A titre d'exemple, la figure 10 donne le graphisme de la lettre R, de code 100 000 110.

**Les détections d'erreurs : l'autovérification**

Une erreur, pour différentes raisons, peut toujours se glisser lors de la lecture d'un programme ou de don-



Fig. 9

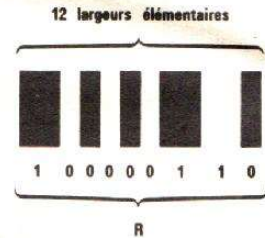


Fig. 10

Caractère	Codification
A	100001001
B	001001001
C	101001000
D	000011001
E	100011000
F	001011000
G	000001101
H	100001100
I	001001100
J	000011100
K	100000011
L	001000011
M	101000010
N	000010011
O	100010010
P	001010010
Q	000000111
R	100000110
S	001000110
T	000010110
U	110000001
V	011000001
W	111000000
X	010010001
Y	110010000
Z	011010000

Tableau III B. - Code 39. Lettres.

nées écrits en code à barres. Il importe évidemment de la détecter aussitôt, afin de recommencer la lecture fausse.

Dans le cas des codes « 2 des 5 », trois types de détection d'erreurs coexistent.

- Le comptage du nombre total des traits, entre le début et la fin d'une ligne (signaux début/fin exceptés). Puisque chaque caractère s'écrit à l'aide de cinq traits, ce nombre doit évidemment être un multiple de 5.

- Dans chaque caractère, donc dans chaque groupe de 5 traits, on doit en trouver deux larges et trois étroits.

- La dissemblance des signaux de début et de fin (110 et 010 respectivement) détermine le sens de la lecture. Notons cependant qu'une lecture de droite à gauche n'est pas en fait une erreur : l'ordinateur la reconnaît comme telle et rétablit l'ordre, après mise en mémoire provisoire de la lecture inversée.

Les autres codes cités (UPC, 39), possèdent aussi leurs moyens de détection d'erreurs par autovérification, dont l'étude nous entraînerait trop loin.

### Etude d'un exemple : le codage Hewlett-Packard

Entre autres activités, la firme Hewlett-Packard fabrique des calculatrices, et tous ceux qui s'intéressent à ces matériels connaissent le modèle programmable HP-41C. En fait, ses possibilités en font plus qu'une calculatrice, et la rapprochent d'un micro-ordinateur.

La HP peut s'adjoindre des périphériques permettant l'introduction de données ou de programmes, par d'autres méthodes que la frappe au clavier, fastidieuse et source de nombreuses erreurs. C'est pourquoi Hewlett-Packard a fait appel au code à barres, à lecture par crayon optique.

Le code choisi est simple, comme le montre la figure 11. Il n'exploite que les traits noirs, en deux largeurs : petite pour un 0 binaire, et double pour un 1. Les espaces blancs, tous identiques, ne servent que d'intervalles. L'écriture s'effectue sous la forme d'une succession d'octets, c'est-à-dire de groupements de huit bits, et chaque ligne peut comporter un maximum de seize octets. Elle est encadrée par des symboles de début (0-0) et de fin (1-0). Outre qu'ils déterminent le sens de lecture, ces deux caractères précisent aussi, au départ, l'unité de largeur utilisée à l'impression.

Les livrets édités par Hewlett-Packard comportent notamment des codes de données et des codes de programme. La figure 12 résume leur structure. Nous reviendrons, dans la deuxième partie de l'article, sur les mécanismes de fonctionnement de ce matériel.

## B. Lecture et décodage

L'existence de plusieurs variétés de codes à barres et la diversité de leurs applications entraînent à leur tour la coexistence de plusieurs types d'ensembles lecteurs et décodeurs. Tous, pourtant, reposent sur la détection optique des différences de coefficients de réflexion de la lumière par les bandes sombres et par les bandes claires du cryptogramme imprimé.

La fiabilité de la lecture, donc de la transmission des données aux circuits électroniques de décodage et de traitement du signal, doit être très élevée, en dépit de conditions de travail extrêmement variables, surtout pour les crayons lecteurs manipulés à la main (fluctuations de vitesse).

Fondamentalement, toute chaîne de lecture se décompose en trois parties essentielles : l'élément optique, sorte de palpeur à faisceau lumineux, les circuits d'amplification et de mise en forme du signal, les circuits de

décodage. Ces derniers, qui relèvent spécifiquement de l'informatique, justifieraient un développement spécial ; ici, nous ne pourrions en dire que quelques mots. Nous insisterons plus sur les deux premiers éléments, caractéristiques du procédé exploitant les codes à barres.

### Les deux catégories d'éléments optiques

On distinguera les dispositifs à faisceau fixe par rapport à la structure mécanique du lecteur, et les dispositifs à balayage, nommés « scanners » dans la littérature anglo-saxonne.

Dans le cas d'un faisceau fixe, l'exploration de chaque ligne du code s'effectue par un déplacement relatif à l'étiquette imprimée et de la tête de lecture. Si l'objet est immobile (programme imprimé sur une revue, par exemple), on translate sur lui l'organe lecteur : c'est le cas, notamment, des crayons lecteurs, relativement peu coûteux et bien adaptés à la micro-informatique grand public. A l'inverse, on peut installer à poste fixe un lecteur devant lequel défilent les objets porteurs du code : cette situation s'adapte bien à des contrôles en production, quand les objets circulent sur un tapis de convoyage (fig. 13). L'exploration s'effectue ici sans contact,

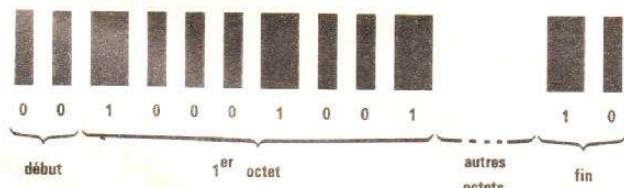


Fig. 11

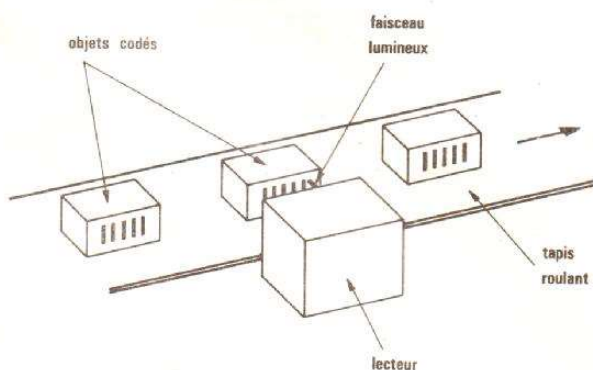
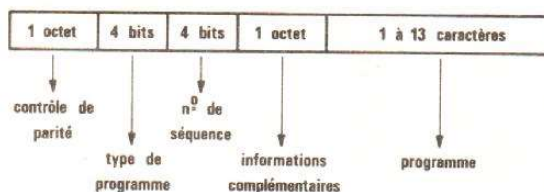


Fig. 13

#### code programme



#### code données (alphanumériques)

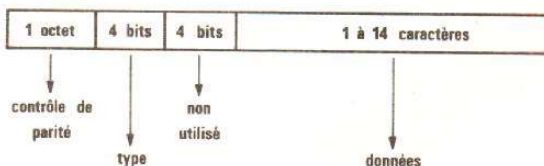


Fig. 12



contrairement au cas du crayon lecteur dont on pose la pointe sur la surface examinée.

Pour les lecteurs à balayage, on exploite la faible divergence et la haute densité d'énergie d'un rayon laser. Celui-ci, par des procédés que nous expliciterons plus loin, peut se déplacer soit dans un plan (balayage unidirectionnel, fig. 14a), soit à l'intérieur d'un angle solide, avec des trajectoires plus ou moins compliquées (balayage omnidirectionnel, fig. 14b). Le balayage unidirectionnel impose une orientation définie, de façon plus ou moins précise d'ailleurs, du code par rapport au plan exploré. Avec le balayage omnidirectionnel, cette sujétion disparaît : l'électronique associée sélectionne automatiquement, parmi les diverses trajectoires, celle qui est la plus voisine d'une droite perpendiculaire aux barres.

Observons une distinction importante entre les sources de lumière non cohérente (diodes photo-émettrices en général) et les lasers. Les premières ne peuvent véhiculer une intensité lumineuse suffisante qu'avec des faisceaux très ouverts, focalisés sur le plan de lecture (fig. 15a), et imposent, pour l'obtention d'une tache lumineuse étroite, le respect d'une distance unique entre lecteur et code. Le laser, émettant un rayon mince et peu divergent, s'accommode de distances très variables (fig. 15b).

**Les lecteurs à photodiodes**

Vue très schématiquement, leur configuration est celle de la figure 16. Un photo-émetteur Ph.E (diode électroluminescente) envoie un faisceau divergent, qu'une première lentille L<sub>1</sub> concentre en une petite tache P, aussi ponctuelle que possible, dans le plan de la feuille F. Les rayons réfléchis à l'intérieur d'un cône divergent traversent la lentille L<sub>2</sub>, qui les concentre sur le photorécepteur Ph.R (photodiode). La figure 17 représente, en coupe, une tête de lecture de cette famille, encapsulée dans un boîtier TO5. Il s'agit du modèle HEDS-1000 de Hewlett-Packard, disponible en composant séparé, mais que ce constructeur utilise aussi dans son crayon HEDS-3000.

Si le rayonnement émis conserve une intensité constante, l'énergie captée par le photorécepteur, donc le courant de sortie de ce dernier, sont proportionnels au coefficient de réflexion dans la zone explorée. On obtiendrait donc, dans l'idéal, un courant électrique *i* très faible lors du passage sur une barre noire, et un courant *i* plus « intense » (il reste tout de même de l'ordre de 100 nA seulement) lors du passage sur une barre

blanche. Les transitions devraient s'effectuer brutalement entre les deux paliers correspondants.

En réalité, les résultats s'écartent sensiblement de cet idéal, pour diverses raisons qu'explique la figure 18. En 18a, on suppose des barres parfaitement imprimées, donc à bords rectilignes ; par contre, le faisceau, mal concentré, donne une tache large. Dans ces conditions, au voisinage de chaque frontière, l'intensité lumineuse et l'intensité électrique varient progressivement : les créneaux souffrent de temps de montée et de descente importants.

En 18b, les barres sont parfaites, et la tache lumineuse petite : la courbe de réponse se rapproche du créneau idéal. Enfin, en 18c, les frontières sont affligées de fluctuations, qui se traduisent par des variations de pente, et même des pics, sur les flancs du signal.

Nous verrons qu'on corrige le défaut 18a par une remise en forme, et le 18b par une légère intégration.

**Les lecteurs à laser**

Ces appareils restent le plus souvent l'apanage de dispositifs à ba-



La calculatrice Hewlett-Packard HP 41 CX.

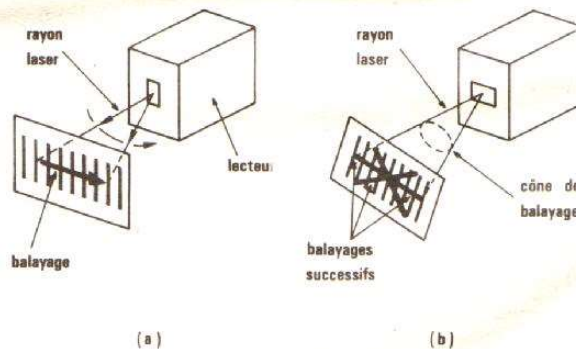


Fig. 14

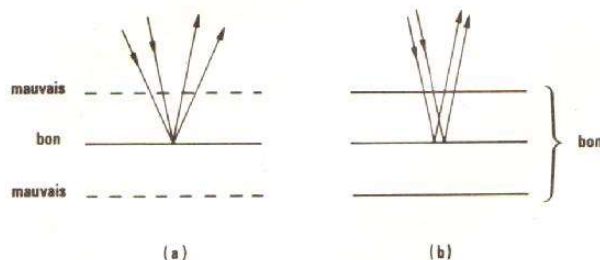


Fig. 15

balayage, nous nous limiterons à un exemple de ce type, représenté en figure 19.

Sur la figure, le rayon du laser émetteur traverse, par un trou percé en son centre, un premier miroir  $M_1$ . Il tombe ensuite sur une série de miroirs tournants  $M_T$ , entraînés par un moteur et qui assurent les balayages successifs du faisceau (ici, balayage unidirectionnel). Après réflexion dans le plan du code, les rayons reviennent sur  $M_T$ , et subissent enfin deux réflexions sur

les miroirs fixes  $M_1$  et  $M_2$ . L'orientation de ces derniers donne une direction finale parallèle à celle du faisceau incident, et une lentille  $L$  concentre le faisceau sur l'élément détecteur.

Lorsqu'on désire un balayage omnidirectionnel, l'organe de déviation est un film holographique entraîné dans un mouvement de rotation, et utilisé en transmission. Pour le reste (à part la suppression des miroirs tournants), la configuration est voisine de celle de la figure 19.

**Amplification et traitement du signal**

Le signal de sortie des détecteurs usuels doit être converti de courant en tension, pour son traitement ultérieur. Cette conversion s'effectue très classiquement à l'aide d'un circuit comme celui de la figure 20. Alimentée par un générateur de courant, la diode électroluminescente LED fournit un flux lumineux constant, qui vient frapper la diode détectrice Ph.R après réflexion.

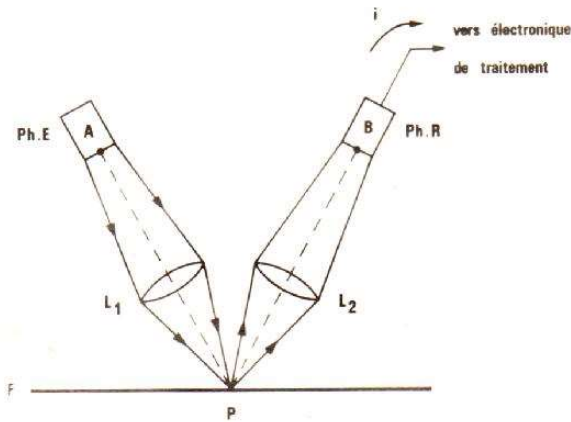


Fig. 16

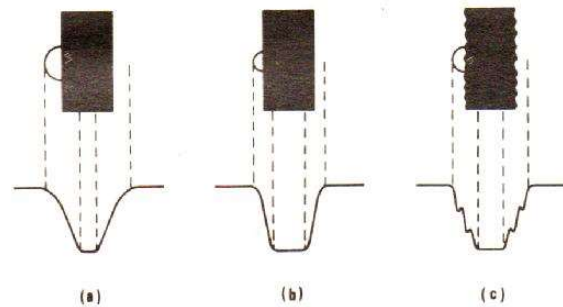


Fig. 18

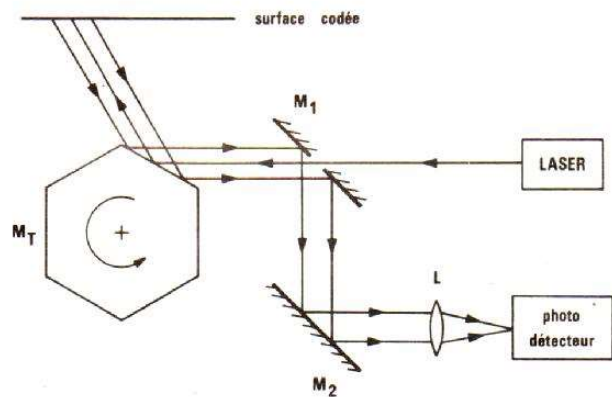


Fig. 19

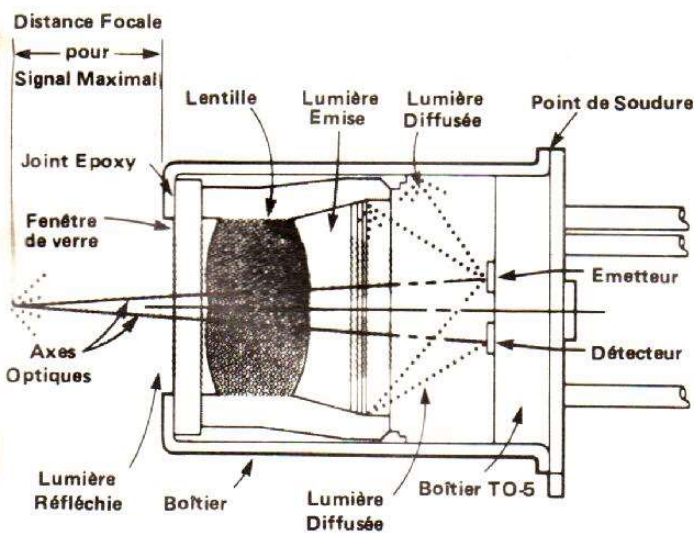


Fig. 17

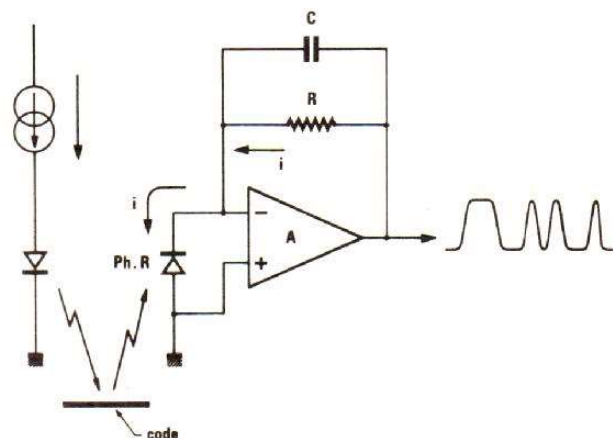


Fig. 20

Voisin de la centaine de nanoampères, le courant de la photodiode traverse intégralement la résistance  $R$ , si on suppose parfait l'amplificateur opérationnel  $A$ . Pour obtenir en sortie des amplitudes voisines du volt, il faut choisir, pour  $R$ , une résistance d'environ  $10\text{ M}\Omega$ . Le petit condensateur  $C$  procure une légère intégration, éliminant les pics éventuels dont nous avons parlé à l'occasion de la figure 18c.

Après amplification, le signal disponible s'écarte sensiblement des créneaux nécessaires à l'attaque de la logique de décodage. La correspon-

dance entre les alternances noires et blanches de la succession des barres du code et ce signal apparaît clairement par comparaison entre les lignes a et b de la figure 21. On y constate deux défauts particulièrement gênants :

- les temps de montée et de descente sont relativement longs, pour les raisons que nous avons précédemment signalées ;

- les niveaux supérieurs et inférieurs, atteints respectivement lors du passage sur les traits blancs et sur les traits noirs, varient beaucoup avec la largeur de ceux-ci.

Le dispositif de lecture doit effectuer une remise en forme du signal. A cet effet, diverses solutions sont proposées. Nous examinerons quelques-unes des plus répandues.

Les circuits de mise en forme et de sortie de la figure 22, très simples, sont ceux qu'exploite le crayon lecteur HEDS-3000 de Hewlett-Packard. Ils comportent essentiellement un détecteur de crête, associant les diodes  $D_1$  et  $D_2$  au condensateur  $C_1$ . A chaque maximum du signal, le condensateur  $C_1$  se charge à travers  $D_1$ . La différence de potentiel aux bornes de  $C_1$  est appliquée sur l'entrée non-in-

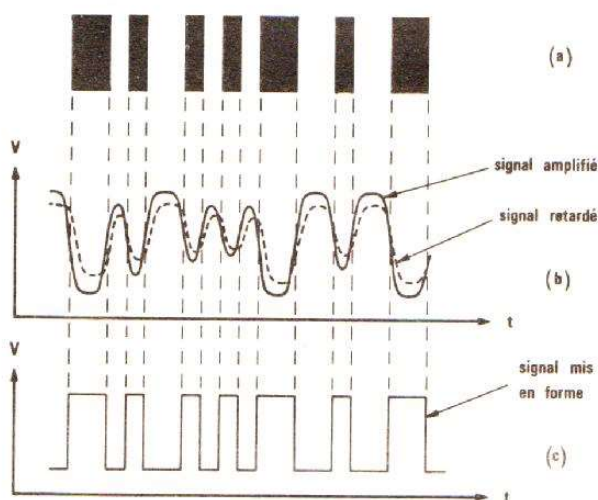


Fig. 21

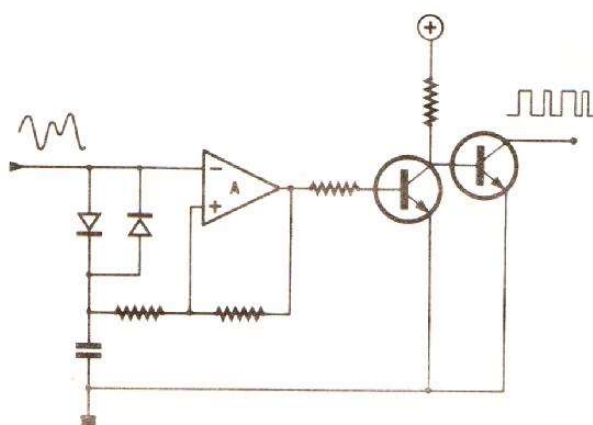
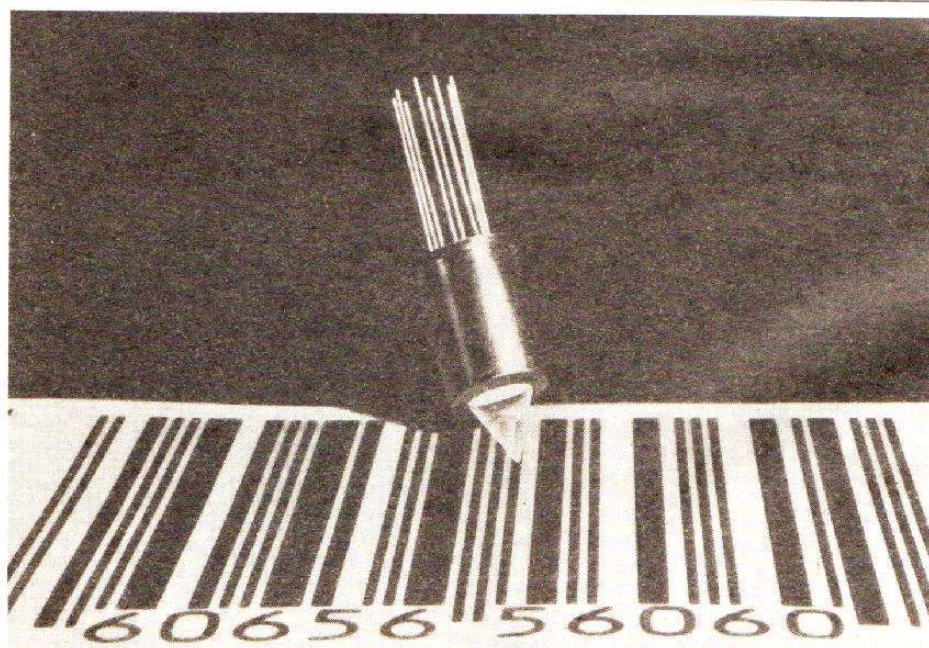


Fig. 22



La tête de lecture Hewlett-Packard 1000.

verseuse du comparateur  $A$ , dont l'entrée inverseuse reçoit directement le signal. L'ensemble  $R_1 R_2$  amène une réaction positive introduisant de l'hystérésis.

Lorsque, après un maximum, le signal d'entrée redescend, le comparateur change d'état. De la même façon, les minima du signal déchargent  $C_1$  à travers la diode  $D_2$ . Après chaque minimum, lorsque la tension remonte, il y a basculement en sens inverse du comparateur. Finalement, deux phénomènes interviennent simultanément :

- les variations de potentiel aux bornes du condensateur  $C_1$  sont retardées par rapport à celles du signal exciteur ;

- les basculements du comparateur interviennent lorsque la différence de potentiel entre ses deux entrées change de sens en passant par zéro,

donc lors des croisements des courbes 1 et 2 de la figure 21.

Deux transistors  $T_1$  et  $T_2$  font suite au comparateur. Le dernier travaille en collecteur ouvert, et l'ensemble fournit des créneaux parfaits, aux normes désirées, TTL par exemple, si l'alimentation s'effectue sous 5 V (fig. 21c).

D'autres circuits plus complexes et reposant sur un principe légèrement différent peuvent être utilisés pour procéder à la mise en forme. La figure 23 en fournit un exemple. Dans ce montage, l'amplificateur  $A_1$ , associé aux diodes  $D_1$  et  $D_2$  et au condensateur  $C_1$ , détecte les crêtes positives du signal d'entrée. De la même façon,

$A_2$ ,  $D_3$  et  $C_2$  en détectent les crêtes négatives. Au point commun à  $R_1$  et  $R_2$ , résistances de même valeur, la tension, qui sert de référence au comparateur  $A_3$ , se situe à mi-chemin des deux pics. L'autre entrée de  $A_3$  reçoit le signal de commande, et les transitions s'effectuent, en sortie du comparateur, sur le niveau moyen des tensions d'entrée, réinitialisé à chaque transition par les détecteurs de crêtes.

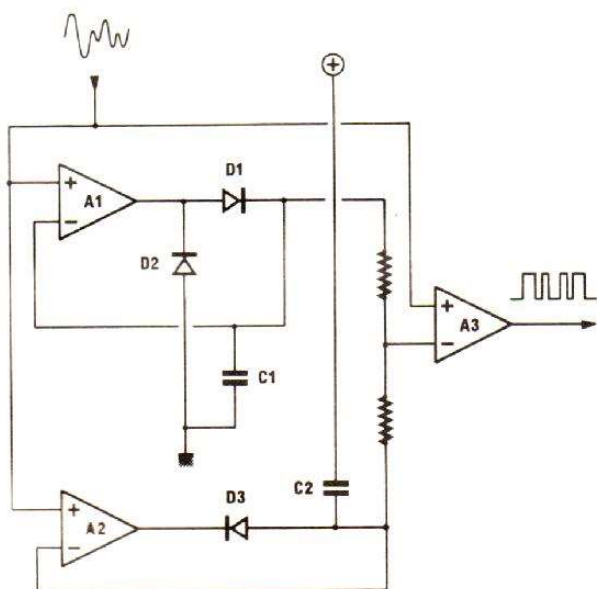


Fig. 23

### Le décodage

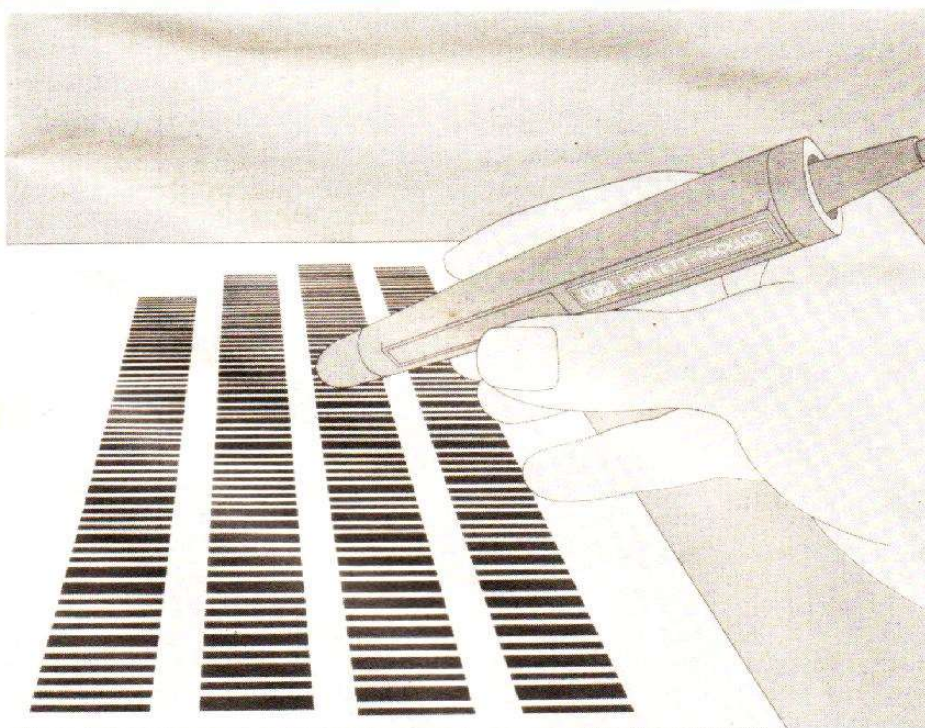
Les circuits de décodage, qui reçoivent les créneaux après mise en forme, ont à remplir des tâches multiples. Il leur faut prendre en compte l'unité de largeur du code utilisé (largeur des barres ou des espaces blancs les plus étroits), et de la vitesse de lecture, c'est-à-dire de la vitesse de déplacement du capteur optique par rapport au code. Ils ont naturellement à faire la distinction entre les 0 et 1 logiques, et à en traduire la succession modulée en fonction du code choisi. Ils sont chargés, également, de détecter les erreurs de lecture et de déterminer le sens dans lequel s'est effectuée celle-ci. Tous ces impératifs conduisent à l'emploi de microprocesseurs, agrémentés de ROM et autres RAM.

Comme nous l'annonçons en tête de la deuxième partie de cet article, il s'agit là de préoccupations typiquement informatiques, et qui justifieraient un autre développement, tant vis-à-vis du software que vis-à-vis du hardware.

### Conclusion

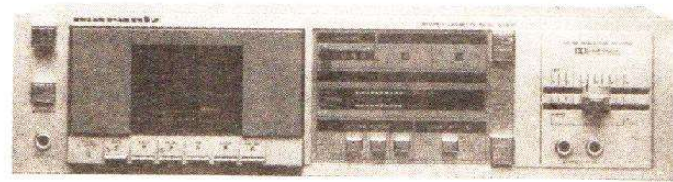
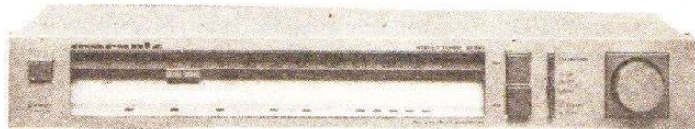
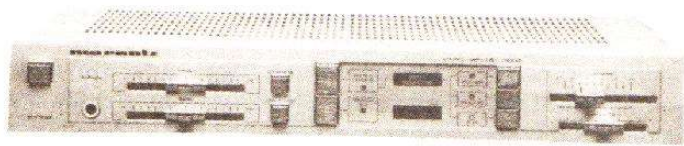
A travers les quelques pages de ce dossier, nous espérons avoir dissipé, pour nos lecteurs, le voile de mystère derrière lequel se dissimulaient ces étiquettes codées, apposées sur la plupart des produits emballés que nous achetons quotidiennement. Mais nous aurons montré aussi que les codes à barres ne se limitent pas à ce type d'utilisations, et qu'ils acquièrent leurs lettres de noblesse comme moyen d'écriture pour l'entrée de programmes ou de données sur des micro-ordinateurs.

René RATEAU



Comment lire le code barres à l'aide du crayon lecteur (doc. Hewlett-Packard).

# Sélection de chaînes HI-FI



## CHAÎNE MARANTZ PM 230

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **MARANTZ PM 230**,
- un tuner **MARANTZ ST 320L**,
- un magnétocassette **MARANTZ SD 230**,
- une table de lecture **DUAL CS 514**,
- deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS 340**.

L'amplificateur **MARANTZ PM 230** :

Puissance :  $2 \times 40 \text{ W}/8 \Omega$ .  
Distorsion : 0,05 %.  
Réponse en fréquence : phono : 20 à 20 000 Hz  $\pm 0,5 \%$ .

Rapport signal/bruit : 80 dB (phono), aux. : 90 dB.

Le tuner **MARANTZ ST 320L** :

Gammes d'ondes : PO - GO - FM.

Sensibilité FM :  $1,8 \mu\text{V}$  (mono),  $60 \mu\text{V}$  (stéréo).

Rapport signal/bruit : 70 dB.  
Distorsion harmonique : 0,4 %.

Séparation stéréo : 40 dB.

Le magnétocassette **MARANTZ SD 230** :

Bandes acceptées : normale, CrO<sub>2</sub>, métal.

Réponse en fréquences : 30 à 18 000 Hz (métal).

Rapport signal/bruit : 65 dB (avec Dolby).

Pleurage et scintillement : 0,15 % (DIN).

La table de lecture **DUAL CS 514** :

Platine semi-automatique à entraînement par courroie.

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.

Pleurage et scintillement : 0,08 %.

Rapport signal/bruit : 68 dB.

## CHAÎNE DENON PMA 737

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **DENON PMA 737**,
- une table de lecture **AKAI APQ 310**,
- deux enceintes acoustiques **3A-A 380 DIGITALE**.

L'amplificateur **DENON PMA 737** :

Puissance :  $2 \times 55 \text{ W}/8 \Omega$ .

Distorsion : 0,007 %.

Bande passante : 20 à 80 000 Hz.

Rapport signal/bruit : phono 80 dB, aux. : 106 dB.

La table de lecture **AKAI APQ 310** :

Platine automatique à entraînement direct.

Fluctuations : 0,04 %.

Rapport signal/bruit : 73 dB.

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.

L'enceinte acoustique **3A-A 380 DIGITALE** :

Puissance : 80 W.

Impédance : 8  $\Omega$ .

Bande passante : 30 à 25 000 Hz.

Distorsion : 0,9 %.

Sensibilité : 91 dB.

## CHAÎNE TECHNICS SU-Z 35

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **TECHNICS SU Z 35**,
- un tuner **TECHNICS ST Z 35L**,
- un magnétocassette **TECHNICS RS B 10**,
- une table de lecture **DUAL CS 514**,
- deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS 340**.

L'amplificateur **TECHNICS SU Z 35** :

Puissance :  $2 \times 32 \text{ W}/8 \Omega$ .

Distorsion : 0,03 %.

Bande passante : Phono : 20 à 20 000 Hz  $\pm 0,8 \text{ dB}$ .

Rapport signal/bruit : phono : 72 dB.

Le tuner **TECHNICS ST Z 35L** :

Gammes d'ondes : PO - GO - FM.

Sensibilité FM :  $1 \mu\text{V}$ .

Distorsion : 0,15 %.

Rapport signal/bruit : 70 dB.

Séparation des canaux : 65 dB.

Le magnétocassette

**TECHNICS RS B 10** :

Bandes acceptées : normal, CrO<sub>2</sub>, métal.

Pleurage et scintillement : 0,07 %.

Bande passante : 20 à 17 000 Hz (métal).

Rapport signal/bruit : 66 dB (avec Dolby B).

La table de lecture **DUAL CS 514** :

(Voir chaîne MARANTZ).

L'enceinte acoustique

**DYNAMIC SPEAKER DS 340** : (Voir chaîne MARANTZ).

Le magnétocassette

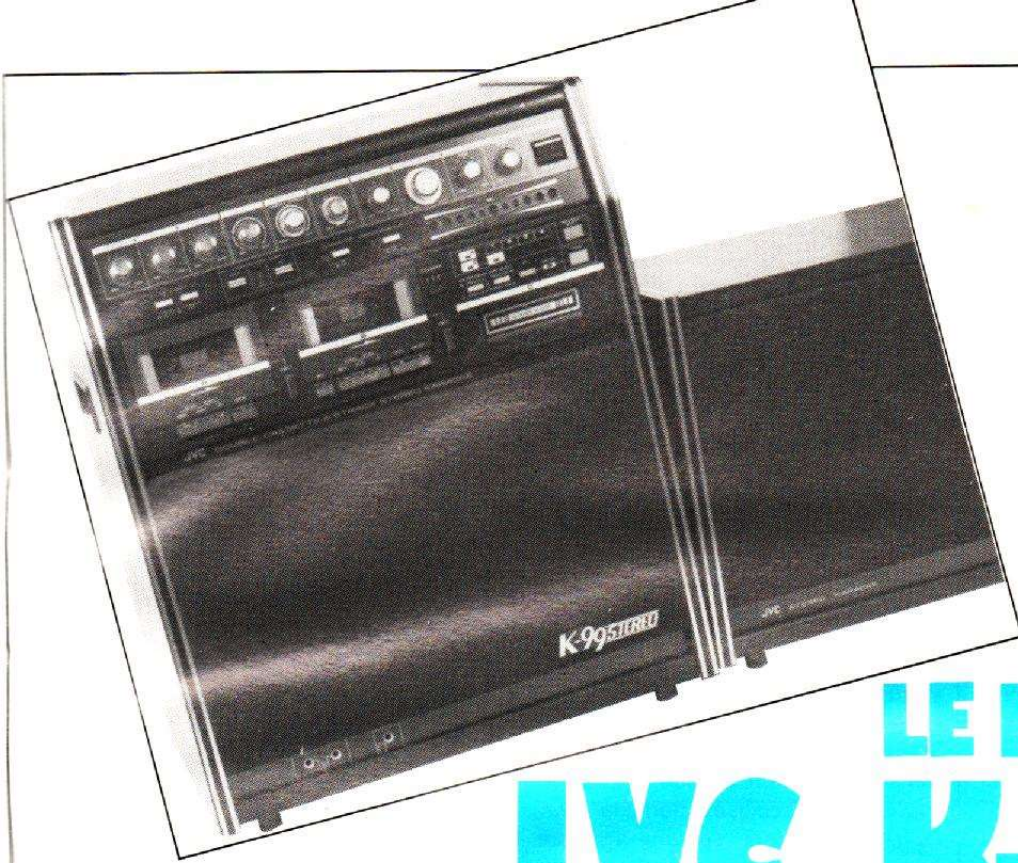
**MARANTZ SD 720** :

Bandes acceptées : normale, CrO<sub>2</sub>, métal.

Rapport signal/bruit : 75 dB, avec Dolby C.

Pleurage et scintillement : 0,06 %.

Réponse en fréquences : 20 à 22 000 Hz (métal).



# LE KARAOKE J.V.C. K-99-K

*Le « karaoké » est un nouvel appareil électronique qui nous vient du Japon, pays où toutes les réunions familiales ou amicales, se terminent par des chansons. Ce type d'appareil comporte au minimum : un magnétophone lecteur, un magnétophone enregistreur, un microphone et un amplificateur, le tout est présenté dans un coffret dont la partie inférieure constitue une enceinte acoustique.*

*Son utilisation : c'est le « play back » à domicile. Sur le magnétophone lecteur passe la bande orchestre d'une chanson qu'un chanteur interprète à l'aide du micro et, pendant que les spectateurs écoutent, l'ensemble est enregistré sur le second magnétophone.*

## Le concept

Le karaoké K-99-K JVC rassemble dans un même coffret :

- un lecteur de cartouches 8 pistes ;
- un magnétophone à cassette permettant l'enregistrement et la lecture ;
- un second magnétophone à cassette, mais celui-ci uniquement lecteur.

Ces trois mécaniques sont associées à un système d'amplification à entrées multiples :

- une entrée pour signaux faibles, micro ;
- une entrée pour instrument de musique ou pour un autre micro ;
- une entrée ligne.

Il est, bien sûr, possible de mélanger ces différentes entrées. Un système d'écho peut être mis en service sur les entrées micro. Le signal ligne peut aussi être mélangé aux entrées micro, mais il ne peut bénéficier de l'effet écho.

A ces entrées, il faut encore ajouter les signaux des trois magnétophones, dont le niveau est réglé une fois pour toutes.

En sortie de l'amplificateur, les sons fournis par toutes ces sources sont mélangés, un potentiomètre permet de régler le niveau, et une commande de timbre à deux potentiomètres, l'équilibre spectral.

Un amplificateur de puissance alimente les haut-parleurs. Les techni-

ques d'enregistrement multipistes permettent de disposer facilement des bandes orchestre, ce qui ne signifie pas qu'elles soient actuellement prêtes à être commercialisées. La première application de ces appareils, c'est le chant. Les Japonais sont de grands chanteurs, et cela depuis longtemps. La plupart des amplificateurs HiFi commercialisés au Japon disposent d'ailleurs de leur prise micro, ce qui est plus rare sur ceux commercialisés en France.

Si vous vous « promenez » dans les bars japonais, (pas besoin d'aller au Japon, on en trouve aussi en Allemagne), vous verrez dans un coin un « karaoké » placé à côté d'une pile de « cartouches ». On rencontre également ces produits dans des restaurants, des salles de réception, les salles de réunion des usines, etc.

Un micro, plus un amplificateur, plus un lecteur de cassettes, c'est aussi la possibilité de s'adresser à plusieurs personnes, c'est le « Public address », technique de communication directe que l'on pourra utiliser dans une kermesse, une manifestation en salle, une réunion de famille ou de travail. La cassette sera ou non exploitée. Ce type de produit rendra

aussi service dans des collectivités de tout genre : municipalités, clubs du 3<sup>e</sup> âge (il y a en préparation des cassettes de chansons anciennes), écoles, où ce type de produit peut très bien remplacer les électrophones dont la pointe s'use et abîme les disques. Avec la cassette, plus de problème... La compacité du produit le rend relativement facile à transporter, les constructeurs n'alourdissent d'ailleurs pas tellement leurs baffles pour des raisons autres que celles du transport, et installent leur électronique dans des coffrets gainés de simili cuir noir. Les arêtes et les coins sont protégés pour éviter au maximum les détériorations dues aux transports. Cette présentation rationnelle est plus proche des appareils de « sono » que de celle des matériels HiFi.

### Le K-99-K JVC.

Le produit étant maintenant mieux défini, nous allons examiner en détail l'appareil qui nous a été confié pour essais : le K-99-K JVC.

Cet appareil est stéréophonique, il se compose de deux blocs : le premier comporte l'électronique et une paire de haut-parleurs, le second, seulement deux haut-parleurs.

Si le constructeur a équipé le premier bloc de poignées pour le transport, nous regrettons qu'il ait omis d'en munir le second. Une poignée rétractable, située sur le dessus, aurait été la bienvenue.

Les commandes de l'électronique sont alignées suivant un bandeau, comme sur les amplificateurs de guitare électrique. Les boutons, en plastique métallisé, brillent sur une couronne de couleur qui facilite le repérage. La sérigraphie blanche se détache parfaitement sur le fond noir.

Sur la gauche, se trouvent les commandes du mélangeur et celle du niveau de l'écho ; un peu plus à droite, un potentiomètre servira à ajuster la vitesse de défilement de la bande, mais uniquement sur les deux magnétophones spécialisés dans la lecture. Le potentiomètre suivant agit sur le niveau du casque. La prise du casque est située à côté de celles pour les micros, un emplacement assez discutable, tout en bas du boîtier. Il vous faudra donc prévoir un long câble, aussi bien pour le micro que pour le casque. Un peu plus à droite, nous avons la section amplificateur puis l'interrupteur secteur.

L'une des entrées est réservée au microphone, avec écho pour accroître

les possibilités du mélangeur, l'autre recevra soit les signaux à bas niveau du micro, soit ceux, à haut niveau, d'un instrument de musique électronique (JVC produit aussi des petits claviers...); sur cette entrée, l'écho est commutable. Le lecteur de cartouches 8 pistes peut recevoir des cartouches sans fin type « Lear Jet ». (Au Japon, JVC propose une collection de 80 titres en cartouche, peut être existeront-elles aussi en France ?) Ce lecteur est équipé d'un bouton de sélection qui permet de choisir entre quatre programmes stéréo ou huit mono.

Une touche sélectionne la piste, une autre permet d'accélérer la lecture. Avec une cartouche contenant une bande sans fin, on doit toujours tourner dans le même sens !

Les deux magnétophones à cassette sont dotés d'un détecteur de blanc associé à un compteur et d'un bouton de présélection de l'un des morceaux. Cette recherche sera surtout intéressante pour le lecteur qui ne possède pas de compteur.

Un indicateur de niveau à double échelle indique le niveau de sortie du mélangeur, il est placé avant le potentiomètre de volume.

### Synoptique

La figure 1 représente le synoptique de l'appareil. Nous l'avons un peu simplifié en éliminant, par exemple, le réglage de vitesse et les systèmes de détection de blancs, identiques à ceux que l'on trouve sur d'autres magnétophones plus classiques.

Nous n'avons pas tellement de commentaires à faire à propos de cette représentation, suivez les flèches, elles vous indiqueront le parcours du signal. Notez la place des diverses commandes de niveau et les commutations du magnétophone lecteur/enregistreur.

### Technique

Pas trop de surprise dans ce produit qui, bien entendu, utilise de nombreux circuits intégrés. Pour l'amplification de puissance, JVC a choisi deux circuits intégrés de puissance, montés en pont ; attention, n'essayez pas de brancher l'amplificateur autrement que sur l'enceinte prévue, il ris-



Photo A. — Les deux magnétophones à cassette et le lecteur de cartouches 8 pistes. Tout en haut, nous avons les commandes des circuits électroniques.

querait d'y avoir quelques problèmes de masse. En cas de tel incident, une sécurité intervient pour éliminer tout risque. Nous avons vérifié, avec succès, l'efficacité de cette sécurité.

L'amplificateur de puissance a pris place dans le bas de l'enceinte principale, juste à côté des entrées micro, une position qui nous a semblé un peu bizarre ; qui penserait à installer les circuits de puissance juste à côté d'entrées aussi sensibles que des entrées micro ? Ils sont fous ces Nippons ! En tout cas, cette hérésie n'influe pas sur le comportement du système.

Les circuits intégrés de faible puissance sont installés sur des circuits imprimés soudés sur les potentiomètres, qui supportent ainsi un côté du

circuit, l'autre est maintenu par une cale en bois.

Les trois mécaniques des magnétophones sont alignées dans le bas du compartiment supérieur. Celles des magnétophones à cassette bénéficient de touches assistées leur conférant un confort certain de manipulation. Cette assistance est confiée à une roue dentée qui vient prendre son mouvement sur l'axe du cabestan. Un électroaimant dégage le mécanisme au moment où l'arrêt est demandé. Ces mécaniques permettent une recherche rapide avec lecture, ce dispositif est très utile et bien pratique pour la recherche du début d'un morceau.

L'écho est obtenu par une ligne à retard analogique, il s'agit d'un écho de qualité réduite apportant, hélas, du

souffle. Il est là, tant mieux, ne nous attardons pas dessus, c'est mieux que rien ! Les enceintes sont construites en bois aggloméré, elles bénéficient d'un montage sérieux avec équerres de renfort et rainures de montage. Les haut-parleurs sont sérieusement vissés, pour le haut-parleur de grave, les vis traversent la paroi avant.

Ce haut-parleur, d'un diamètre de 20 cm environ, a une suspension périphérique en demi rouleau de toile, son saladier est fait en acier embouti, son aimant est constitué par une ferrite. Nous retrouvons aussi une ferrite pour le haut-parleur d'aigu, plus léger, installé en retrait derrière le trou de la façade, bonjour la diffraction... Nous ne sommes pas là pour faire de la Hi-Fi... Terminons par la fermeture du

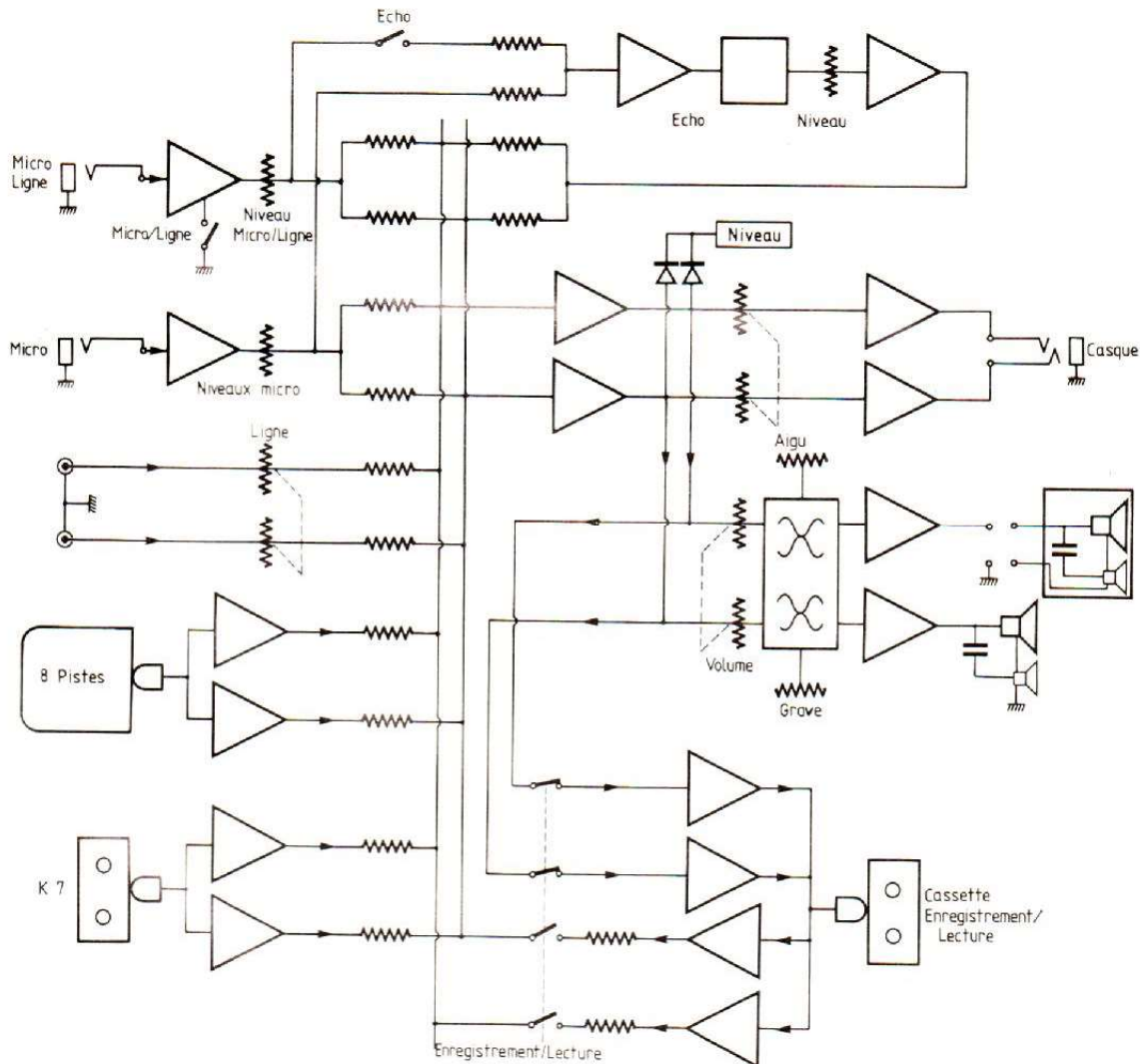


Schéma synoptique du Karaoqué.



baffle, que l'on pourra qualifier de semi-clos, l'arrière étant un panneau d'isorel assez fin pour servir de résonateur.

Mesures

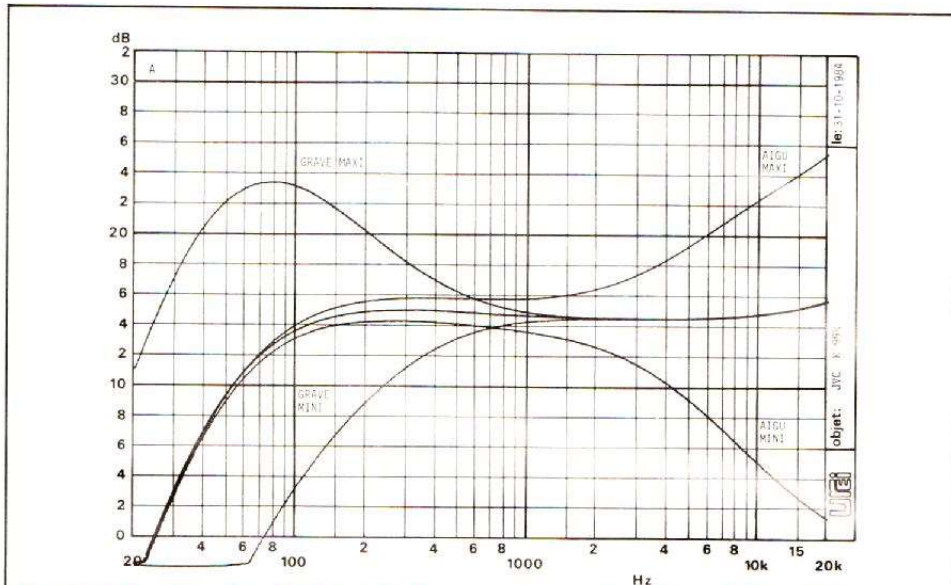
Alimenté sous une tension secteur de 220 V, l'amplificateur délivre une puissance de 13,4 W par canal, avant apparition de la distorsion. Nous avons retrouvé cette valeur lors de la mesure de la puissance en régime impulsionnel. La limitation de puissance se fait donc apparemment dans le circuit intégré, et non par l'alimentation. A cette puissance de sortie, mesurée sur l'impédance nominale de la charge, c'est-à-dire 4 Ω, le taux de distorsion harmonique à 1 kHz est de 0,6 %, une valeur normale pour un circuit intégré travaillant en pont, une charge de 4 Ω correspondant à une de 2 Ω pour un amplificateur utilisé normalement.

La sensibilité de l'entrée micro est de - 57 dBm, c'est-à-dire 1 mV, l'entrée instrument présente une sensibilité de 5,5 mV et l'entrée ligne une de 27 mV. Nous avons donc ici des sensibilités relativement élevées. A ces sensibilités, nous associerons des impédances, elles sont basses pour les entrées micro et instrument (respectivement 3 800 et 4 200 Ω) et moyenne pour l'entrée ligne : 26 000 Ω. Le karaoké de JVC n'a pas été conçu pour des instruments comme des guitares électriques dont l'impédance de charge doit être beaucoup plus élevée.

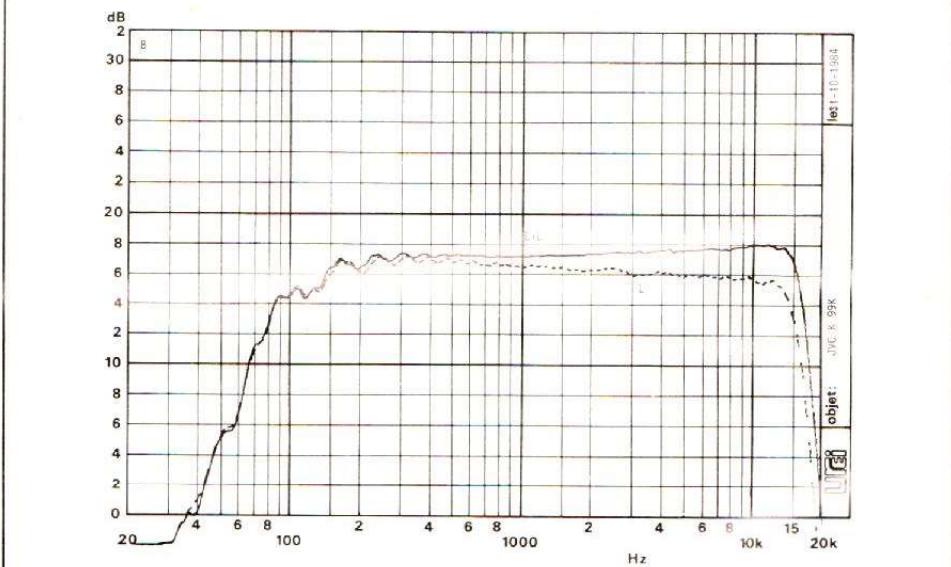
Sur l'entrée micro, nous avons mesuré un rapport signal/bruit de 64 dB ; sur l'entrée ligne, il est de 65 dB et sur l'entrée instrument, de 66 dB. Sortie fermée, nous obtenons un bruit de fond situé 84 dB en dessous de la puissance maximale de sortie.

Avec l'écho, le rapport signal/bruit se détériore et passe à 46 dB. Pourtant, nous avons été complaisant en mesurant un bruit de fond pondéré.

Les magnétophones à cassette bénéficient d'une bonne qualité mécanique avec, par exemple, un taux de pleurage et de scintillement de 0,05 % pour l'une des mécaniques, et de 0,08 % pour l'autre. Nous avons aussi effectué une mesure en enregis-



Courbe A. – Courbes d'efficacité des correcteurs de timbre de l'amplificateur de puissance du K-99-K.



Courbe B. – Courbes de réponse du magnétophone enregistreur/lecteur en trait continu et lecture du même enregistrement sur le magnétophone lecteur en pointillés.

trement/lecture et mesuré 0,07 %. Enfin, en enregistrant une cassette lue sur l'autre mécanique, nous obtenons une performance inférieure : 0,17 %.

La vitesse de la platine enregistrement/lecture est de 1,2 % supérieure à la vitesse nominale, c'est très correct, pour l'autre, nous avons mesuré un écart de 1,6 %.

La variation de vitesse de défilement permise est de - 18 % et de + 20 %, de quoi accorder son magnétophone sur tous les instruments...

Nous avons enregistré une cassette JVC DA1 et mesuré un taux de distorsion, par harmonique 3, de 0,4 % ; en lisant cet enregistrement sur l'autre mécanique, le taux de distorsion passe à 0,3 %. Le rapport S/B pour un enregistrement, sans allumer les diodes rouges, est de 50 dB. On pourra pousser un peu dans le rouge pour améliorer cette prestation.

Deux courbes de réponse accompagnent ces chiffres, l'une donne l'efficacité de la correction de timbre, l'autre rend compte de la réponse en

fréquence du produit. Cette réponse en fréquence est, pour un magnétophone, relevée par un enregistrement suivi d'une lecture et, pour le second, par une lecture de la cassette enregistrée sur l'autre section.

Une épreuve redoutable pour un magnétophone mal azimuté, ce qui ici ne paraît pas être le cas.

### Conclusion

Le K-99-K de JVC est un karaoké de luxe qui nous vient en direct du Japon, ce qui explique la présence du lecteur de cartouches disparu depuis

déjà quelques années des vitrines des revendeurs français. Attendons donc l'importation et la réalisation de cartouches, spéciales pour notre pays.

La formule à trois magnétophones vous permettra de vous enregistrer ou d'enregistrer le chant de vos enfants accompagné par un orchestre enregistré.

La version stéréophonique proposée par JVC dispose de deux enceintes qui permettront de répartir efficacement les sources sonores. La puissance mesurée est tout à fait honnête, même si, sur la notice, une puissance supérieure est indiquée. Pour ce

type d'appareil, on n'utilise pas toujours les normes de mesure HiFi.

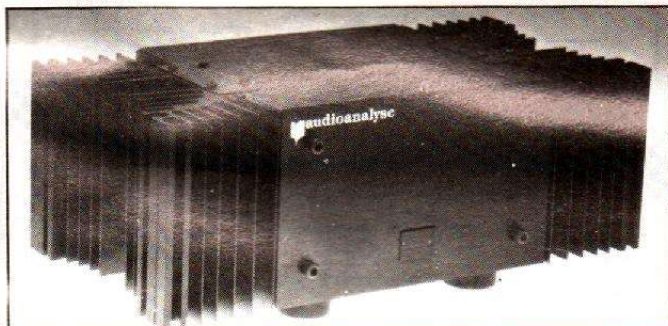
Avec le K-99-K, nous avons affaire à un produit attrayant, compact et fonctionnel, qui peut être utilisé dans de multiples occasions. La mode du « karaoké » va-t-elle envahir notre pays ? La réponse, vous la trouverez dans quelques mois, dans les vitrines de vos revendeurs d'appareils électroniques.

E. LEMERY

**P.S.** — *En attendant les chansons enfantines, Paul Beuscher a édité un recueil de chansons paillardes vendu avec une cassette bande orchestre.*

## BLOC-NOTES

### BON POUR LA BALANCE



La société Audioanalyse annonce, suite à sa participation au 2<sup>e</sup> European Products Exhibition 1984 à Taipei (République de Chine), un contrat de 100 000 \$ avec la Jade Electronic Corporation, société qui la représente maintenant à Taiwan.

Audioanalyse, qui a eu les honneurs de la première chaîne de T.V. chinoise et a reçu sur son stand le Premier ministre de la République de Chine, est la première société française du secteur électronique grand-public à exporter vers ce pays.

### BOSE A CHANGE D'ADRESSE

Pour mieux satisfaire ses clients, Bose France s'est installé dans de nouveaux locaux situés 9, rue Armagis, 78100 Saint-Germain-en-Laye. Les

nouveaux numéros de téléphone, (3) 061.04.61, et de téléx, 697550, sont maintenant effectifs.

### LA MINI-ENCEINTE MICROPHASE

Nouveau venu dans la construction d'enceintes acoustiques françaises, Microphase propose dès à présent trois modèles. La mini-enceinte de la marque revendique l'un des plus petits bass reflex au monde optimisé par ordinateur. Le haut-parleur de grave et sa charge ont été conçus afin d'accepter sans dommage la compensation électronique dans les basses fréquences présentée par certains amplifi-

cateurs. Cette mini-enceinte peut incorporer un amplificateur pour les applications professionnelles. Elle peut être complétée par un caisson de grave équipé d'un haut-parleur de 17 cm de diamètre dont la charge symétrique a été optimisée par ordinateur. Le rendement de l'ensemble atteint alors 90 dB pour 1 W à 1 m, et la courbe de réponse s'étend de 30 à 25 000 Hz dans un gabarit de 8 dB.



# Initiation à la pratique de l'électronique

## PRATIQUE DES CIRCUITS LOGIQUES

Aujourd'hui vous allez apprendre que :

- Les circuits logiques peuvent se simplifier moyennant l'application de quelques règles très simples (algèbre de Boole et théorèmes de De Morgan).
- Les lois distributives et associatives de l'algèbre classique s'appliquent également aux équations logiques.
- Une relation utile à connaître est :  
 $A + \overline{A}B = A + B$
- La conversion des fonctions peut être obtenue par méthode algébrique ou par méthode graphique.
- La méthode algébrique utilise l'application d'un des théorèmes de De Morgan pour faire disparaître, suivant le cas, les signes « . » et « + ».
- La méthode graphique consiste à remplacer chaque opérateur par son équivalent réalisé avec le type de porte souhaité.
- Le circuit TTL 7451 (double opérateur ET-OU-NON) permet l'obtention des opérateurs logiques de base.

### Algèbre de Boole

Vous connaissez maintenant les opérateurs de base et les équations logiques. Vous avez vu également comment assembler plusieurs portes dans le but d'obtenir des fonctions plus complexes.

Vous allez maintenant pratiquer ces fonctions afin de vous familiariser avec cette technique. Pour cela, le sujet d'aujourd'hui est l'algèbre logique (ou algèbre de Boole). Ce terme d'algèbre ne doit pas effrayer les débutants. Il s'agit en fait de quelques lois, très simples, faciles à appliquer, et que nous avons rassemblées sur un seul tableau (tableau I).

Ces quelques règles de l'algèbre de Boole se mettent facilement en évidence par la pratique. Les quatre premières concernent la fonction ET. Nous savons que celle-ci nous fait penser à un circuit comportant des interrupteurs en série. Ceux-ci doivent être tous à l'état 1 (donc fermé) pour obtenir l'état 1 (c'est-à-dire un signal) en sortie. Si ce réseau élémentaire comporte deux interrupteurs dont l'un reste en permanence fermé, il est évident que l'état de la sortie ne dépend que de l'autre interrupteur pouvant se fermer et s'ouvrir à volonté (règle n° 1). De même, si un de ces interrupteurs reste en permanence ouvert, sa sortie restera à l'état zéro (règle n° 2).

Quelles sont les conséquences pratiques de ces deux premières règles ? Si une des entrées d'un ET (7408) se trouve reliée au + 5 V, l'état de la sortie dépend uniquement de celui de la seconde entrée. Et si la première entrée est connectée au zéro volt,

l'état de la sortie restera au niveau bas.

Pour la troisième relation les deux entrées sont reliées ensemble, ce qui est équivalent à deux interrupteurs commutés en même temps. L'état de la sortie est donné par  $X = A$ .

Toujours avec notre ana-

1	$A \cdot 1 = A$		
2	$A \cdot 0 = 0$		
3	$A \cdot A = A$		
4	$A \cdot \overline{A} = 0$		
5	$A + 1 = 1$		
6	$A + 0 = A$		
7	$A + A = A$		
8	$A + \overline{A} = 1$		
9	$\overline{\overline{A}} = A$		

Théorèmes de DE MORGAN

$$\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$$

$$\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$$

Tableau I

logie de deux interrupteurs en série, supposons que l'un de ceux-ci s'ouvre chaque fois que l'autre se ferme, ou inversement, la sortie reste toujours à l'état bas puisqu'il y a toujours un interrupteur ouvert (relation n° 4).

Si vous avez bien compris ces quatre premières règles, vous comprendrez aisément les quatre suivantes concernant la fonction OU.

Comme dans l'algèbre classique, on applique la mise en facteur pour la simplification des expressions logiques (loi distributive). Ainsi, pour :  
 $A + A \cdot B$

nous pouvons mettre A en facteur, ce qui donne :

$$A \cdot (1 + B)$$

Mais comme  $1 + B$  est égal à 1, nous pouvons remplacer  $A + A \cdot B$  par A. Pratiquement, cela veut dire que si nous avons une combinaison d'un OU et d'un ET donnant la fonction :

$X = A + A \cdot B$  (fig. 1), nous pouvons tout simplement remplacer ces deux opérateurs par une liaison directe entre A et X.

De même, nous pouvons transformer une expression

déjà mise en facteur par la loi distributive. Ainsi l'expression  $A \cdot (\bar{A} + B)$  donne  $A \cdot \bar{A} + A \cdot B$  (loi associative). Or, nous savons que (règle 4) :

$$A \cdot \bar{A} = 0$$

L'expression donnée devient alors  $A \cdot B$ . Nous vous conseillons de contrôler vous-même, expérimentalement, ces différentes étapes de calcul. Vous pouvez de même contrôler la relation :

$$\overline{A + \bar{B}} = \bar{A} \cdot B$$

relation très utile à connaître lorsqu'on manipule les circuits digitaux.

### Théorèmes de De Morgan

Ces théorèmes, non plus, n'ont rien de sorcier. Ils permettent de passer d'une fonction ET à une fonction OU, et inversement.

Le premier de ces théorèmes s'écrit :

$$\overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$$

Vous voyez que si, dans un calcul, vous avez une expression de la forme  $\overline{A + B}$  (fonction NOR), vous pouvez la remplacer par  $\bar{A} \cdot \bar{B}$  équivalente à une fonction ET dont chaque membre est complémenté. En résumé, on peut « cas-

ser » la grande barre en deux en changeant également le signe de l'expression. Ici, le « + » est remplacé par un « · ». Les deux circuits logiques équivalents sont donnés sur la figure 2.

Grâce aux théorèmes de De Morgan, une simplification peut être effectuée très rapidement en logique.

Dans ces opérations de transformation, on se souviendra que deux négations sont égales à une affirmation (relation 9), ainsi il sera avantageux soit de supprimer deux barres superposées de même longueur, soit d'en ajouter. Voici un premier exemple :

$X = \overline{\bar{A} + \bar{B}}$ , l'expression peut tout de suite être transformée en :

$$X = A + B$$

On aurait pu aussi appliquer le théorème de De Morgan, en cassant d'abord une grande barre et en changeant de signe, puis en cassant la deuxième en changeant encore de signe. Ceci donnerait une première transformation :

$X = \overline{\bar{A} \cdot \bar{B}}$ . La cassure de la barre restante donne :

$X = \bar{\bar{A}} + \bar{\bar{B}}$ . Nous simpli-

fions encore, et l'expression devient :

$$X = A + B$$

Deuxième exemple : nous avons la même relation ( $X = A + B$ ), que nous souhaitons voir réalisée avec des portes du type NAND. En rajoutant deux grandes barres superposées, nous obtenons l'expression équivalente :

$$X = \overline{\bar{A} + \bar{B}}$$

qui se transforme en :

$$X = \overline{\bar{A} \cdot \bar{B}}$$

puis en  $X = A \cdot B$

réalisable avec l'opérateur NAND (fig. 3).

De cette façon, il est possible d'obtenir les fonctions principales en n'utilisant qu'un seul type de porte.

### Application au circuit XOR

Le mois dernier nous avons vu comment une fonction XOR pouvait être obtenue avec 4 opérateurs NAND (fig. 4), et nous avons donné la formule de cette fonction :

$$X = A \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot B$$

Nous pouvons maintenant, grâce à De Morgan, retrouver cette formule avec le circuit en question.

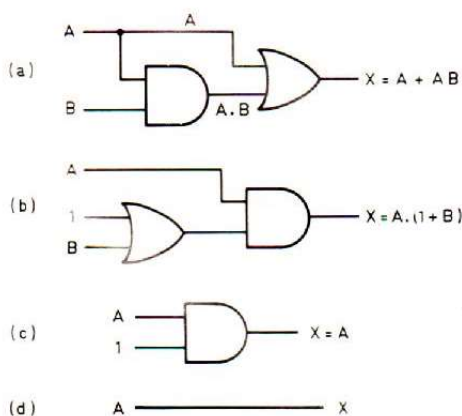


Fig. 1. — Le premier circuit (a) peut finalement être remplacé par une liaison directe entre A et X.

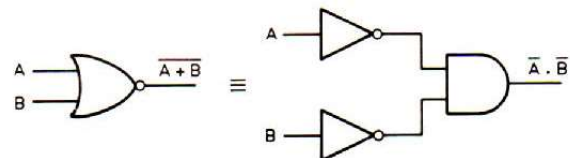


Fig. 2. — L'application d'un des théorèmes de De Morgan nous montre que les deux circuits ci-dessus sont équivalents.

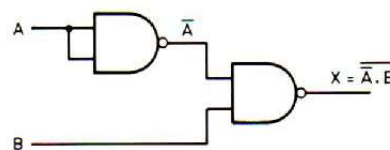


Fig. 3. — Le circuit représenté réalise la fonction  $X = A + B$ .

A la sortie du NAND 1, nous avons  $\overline{A \cdot B}$ , expression appliquée à une des entrées des deux portes 2 et 3. Ainsi, on trouve à la sortie de ces portes 2 et 3 respectivement :  $\overline{A \cdot A \cdot B}$  et  $\overline{B \cdot A \cdot B}$

Ces deux résultats partiels se voient appliqués aux deux entrées du dernier NAND dont l'expression de sortie est alors :  $\overline{\overline{A \cdot A \cdot B} \cdot \overline{B \cdot A \cdot B}}$

Première application des théorèmes de De Morgan :  $\overline{\overline{A \cdot A \cdot B} \cdot \overline{B \cdot A \cdot B}} = \overline{\overline{A \cdot A \cdot B}} + \overline{\overline{B \cdot A \cdot B}}$

Les deux grandes barres superposées de même longueur s'enlèvent, ce qui donne :  $\overline{\overline{A \cdot A \cdot B}} + \overline{\overline{B \cdot A \cdot B}}$

Cassons la barre au-dessus de  $\overline{A \cdot A \cdot B}$  :  $\overline{\overline{A \cdot A \cdot B}} = \overline{\overline{A \cdot (A + B)} + B \cdot (\overline{A} + \overline{B})}$

Nous terminons avec l'utilisation de l'algèbre classique :  $\overline{\overline{A \cdot A \cdot B}} = \overline{\overline{A \cdot A} + \overline{A \cdot B} + \overline{B \cdot A} + \overline{B \cdot B}}$

Mais nous savons que  $\overline{\overline{A \cdot A}} = A$  ainsi que  $\overline{\overline{B \cdot B}} = B$  sont égales à zéro. Il reste alors :  $X = \overline{\overline{A \cdot B} + \overline{B \cdot A}}$

ce qu'il fallait démontrer...

**Conversion des fonctions**

Connaissant ces théorèmes et ces quelques règles d'algèbre de Boole, la conversion d'une fonction en une autre fonction devient une chose facile. Ceci est d'autant plus avantageux lorsqu'on ne tient à sa disposition que certaines fonctions intégrées.

Un exemple servira pour démontrer la simplicité du processus. Nous devons obtenir le circuit équivalent à la fonction :  $X = \overline{\overline{A \cdot B}} + A \cdot B$

mais n'avons à notre disposition que des portes NAND (7400). Pour cette transformation, nous pouvons utiliser la **méthode algébrique**, elle se décompose en deux temps.

Premièrement : utilisation des théorèmes de De Morgan.

Deuxièmement : on fait apparaître uniquement l'opérateur désiré.

Pour cet exemple, nous ferons avant tout disparaître le « + ». La relation peut donc s'écrire :  $\overline{\overline{\overline{A \cdot B} + A \cdot B}}$

(double négation) puis :  $\overline{\overline{\overline{A \cdot B} \cdot \overline{A \cdot B}}}$

(Th. de De Morgan), pouvant être réalisée avec 5 NAND à 2 entrées, soit 2 circuits 7400 (fig. 5)

Cette conversion peut être obtenue par un autre procédé : la **méthode graphique**. Elle se fait en 3 étapes. Premièrement : on dessine le circuit tel qu'il apparaît dans la formule. Deuxièmement, on transforme les ET, OU et inverseurs par leur équivalent réalisé avec l'opérateur désiré. Troisièmement, on enlève les groupes de deux inverseurs qui se suivent.

Pour cette méthode graphique, il faut se souvenir qu'une fonction ET est obtenue par un NAND suivi d'une négation, et qu'une fonction OU est égale à

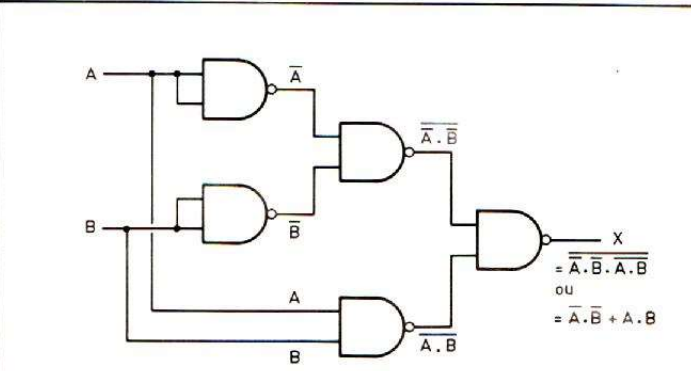


Fig. 5. - Réalisation de la fonction  $X = \overline{\overline{A \cdot B}} + A \cdot B$  avec des circuits de type NAND.

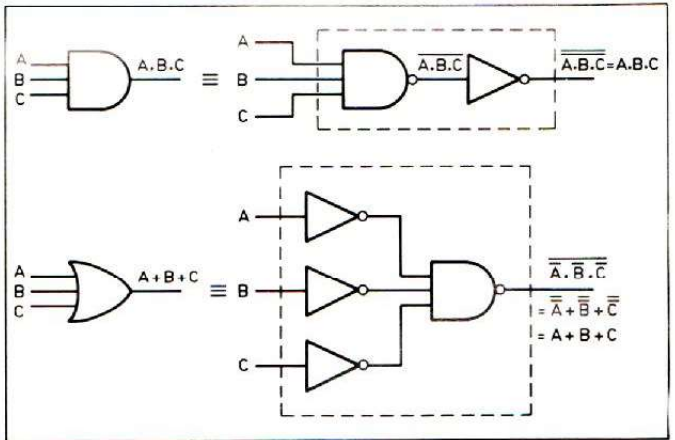


Tableau II

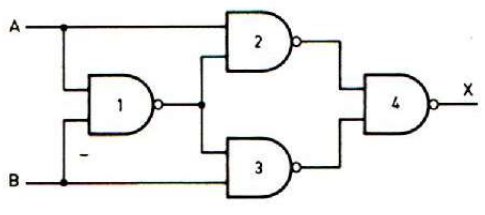


Fig. 4. - Circuit équivalent au OU EXCLUSIF.

l'inversion des entrées suivie d'un NAND, comme cela est montré sur le tableau II.

Les deux premières étapes de résolution graphique de notre exemple sont données sur la figure 6. En (a) apparaît le circuit correspondant à la formule donnée. Des opérateurs du type NAND et inverseur remplacent les opérateurs à supprimer (en (b)). Les deux inverseurs qui se suivent à l'entrée de la dernière porte peuvent être supprimés, et on retrouve

le schéma final de la méthode graphique apparaissant sur la figure 5.

Pour récapituler, nous donnons sur le tableau III les différentes fonctions réalisées avec des NAND et des NOR.

**Le 7451**

Ce circuit intégré est très intéressant, c'est un double opérateur ET-OU-NON. Il permet par lui seul de donner les fonctions de base. Son schéma interne est donné figure 7.

Chaque opérateur est

constitué par deux opérateurs ET à deux entrées suivis par un NOR (fig. 8). La fonction se présente sous la forme :

$$X = \overline{AB + CD}$$

ou

$$X = \overline{A \cdot B \cdot C \cdot D}$$

Le schéma peut se décomposer comme sur la figure 8b pour faire apparaître les trois fonctions ET, OU et INVERSEUR.

Sur la figure 9, nous voyons d'abord (a) comment on obtient la fonction NAND. Les entrées C et D sont reliées à la masse

(zéro logique) de telle sorte que le NOR trouve sur ses deux entrées d'une part  $A \cdot B$ , et d'autre part zéro. En sortie, nous avons

$$\overline{A \cdot B + 0}, \text{ soit, en appliquant la règle 6, la fonction NAND : } X = \overline{A \cdot B}$$

En (b) les deux entrées de chaque ET sont reliées ensemble. A la sortie de chacune de ces portes, nous avons  $A \cdot A$  et  $C \cdot C$ , soit respectivement (règle 3)  $A$  et  $C$ , et à la sortie du NOR, nous obtenons la fonction NOR :

$$X = \overline{A + C}$$

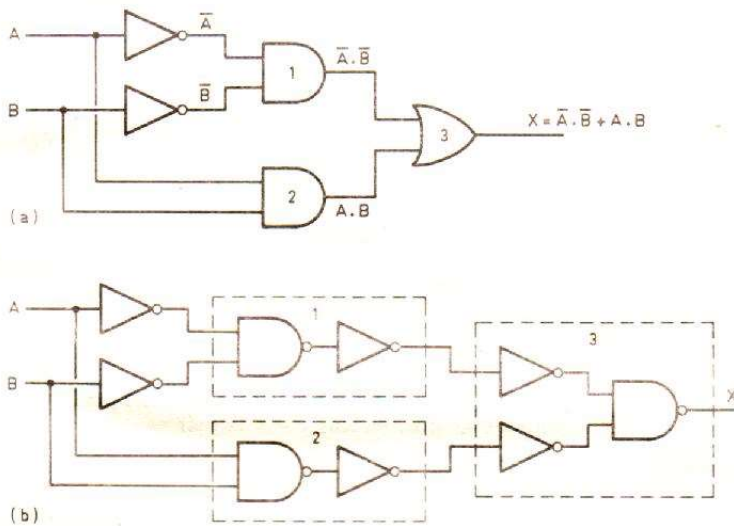


Fig. 6. - L'application de l'équation logique  $X = \overline{A} \cdot \overline{B} + A \cdot B$  nous donne le schéma (a). En remplaçant les portes 1, 2 et 3 par leur équivalent « NAND », le schéma se transforme comme cela est montré en (b).

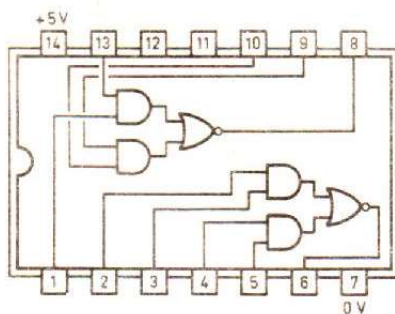


Fig. 7. - Schéma interne du 7451 (double opérateur ET-OU-NON).

Utilisation des portes NAND	
INVERSION	
ET	
OU	
Utilisation des portes NOR	
INVERSION	
ET	
OU	

Tableau III

Enfin, en (c), nous sommes en présence d'un inverseur, la porte NOR reçoit d'une part A et d'autre part 0. Puisque  $A + 0 = A$ , la fonction réalisée est  $X = \bar{A}$ .

Si nous avons besoin d'un ET ou d'un OU, il suffirait tout simplement de faire suivre les montages (a) et (b) par un inverseur, lui-même câblé comme en (c).

**Deux exercices**

Si vous souhaitez appliquer ce qui a été traité au

jour d'hui, nous vous proposons deux exercices dont nous vous donnerons la solution le mois prochain.

1° Réaliser avec des NOR la fonction :

$$X = (\bar{A} + \bar{B}C) \cdot D$$

2° Réaliser avec des ET la fonction

$$X = A + \bar{B} \cdot \bar{C} + \bar{C} \cdot D$$

**Solution des exercices du mois dernier**

Il s'agissait de réaliser avec des NAND le schéma de la figure 10a. La trans-

formation est vraiment très simple, elle aura été comprise à la suite de l'exposé d'aujourd'hui. Les inverseurs 1 et 2 seront des NAND dont les entrées auront été reliées l'une à l'autre. L'ensemble des portes 3 et 4 seront composées avec un seul NAND à 2 entrées (fig. 10b).

Son équation logique est facilement obtenue en regardant le schéma :

$$(X = \bar{\bar{A}} \cdot \bar{\bar{B}})$$

Sa réalisation pratique est représentée sur la fi-

gure 11, elle ne nécessite qu'un seul 7400.

En ce qui concerne la table de vérité (fig. 12), elle est facile à établir, on s'aperçoit, en regardant la colonne X, que ce circuit est effectivement une fonction OU.

Si on ajoute à la suite un autre inverseur, on obtient évidemment la fonction NOR.

J.-P. B.

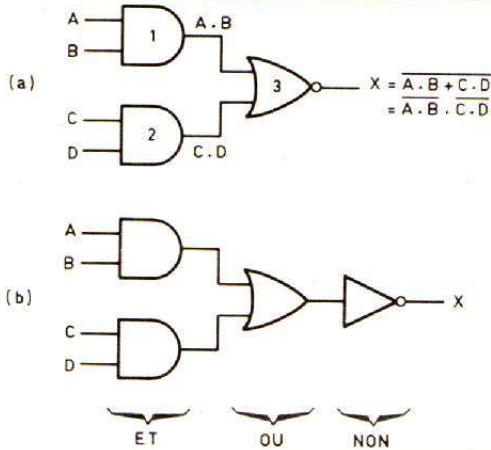


Fig. 8. - Schéma d'un opérateur ET-OU-NON (a). La décomposition de la porte 3 fait apparaître les trois fonctions.

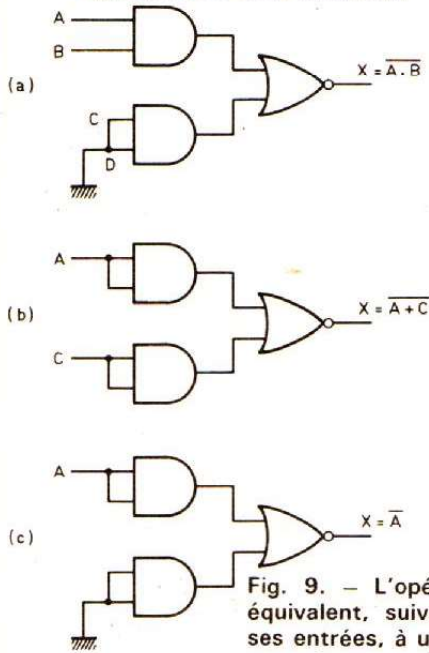


Fig. 9. - L'opérateur ET-OU-NON est équivalent, suivant le branchement de ses entrées, à un NAND (a), un NOR (b) ou un inverseur logique (c).

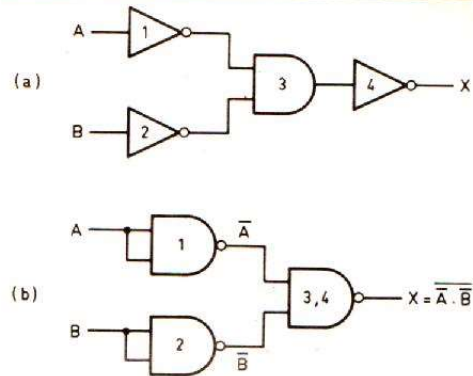


Fig. 10. - Le schéma (a) se transforme facilement en (b), circuit dans lequel seuls des NAND sont employés.

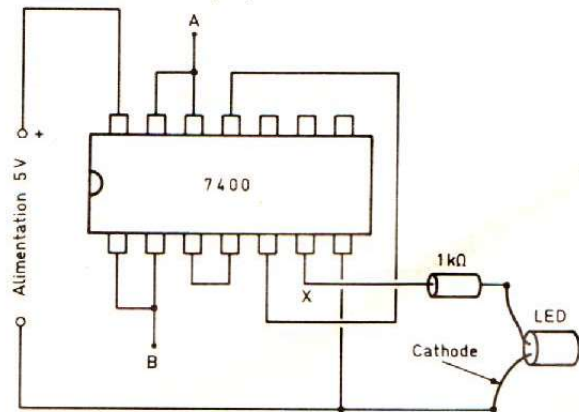


Fig. 11. - Réalisation pratique de la fonction  $X = \bar{\bar{A}} \cdot \bar{\bar{B}}$ .

A	B	$\bar{A}$	$\bar{B}$	$\bar{A} \cdot \bar{B}$	$X = \bar{\bar{A}} \cdot \bar{\bar{B}}$
0	0	1	1	1	0
0	1	1	0	0	1
1	0	0	1	0	1
1	1	0	0	0	1

Fig. 12. - Table de vérité détaillée de la fonction  $X = \bar{\bar{A}} \cdot \bar{\bar{B}}$

# REALISEZ UNE ALARME A MICROPROCESSEUR

*Au vu de la facilité avec laquelle on se fait aujourd'hui dérober son autoradio, voire le véhicule, on peut être tenté d'acquérir une alarme antivol. Malheureusement, à moins de choisir un modèle de haut de gamme, autoprotégé, auto-alimenté, etc., leur protection est souvent illusoire, pour un prix qui, lui, ne l'est pas vraiment. Nous vous proposons donc aujourd'hui un montage d'alarme simple qui a l'originalité d'être bâtie autour d'un microprocesseur (6802 de Motorola). En voici donc la description théorique qui sera suivie, le mois prochain, par la réalisation pratique.*

## Pourquoi une alarme à microprocesseur

Tout d'abord, pour une raison de simplicité. Dès que l'on veut un dispositif capable de réagir de façon un tant soit peu complexe à des stimuli extérieurs, le nombre de composants « classiques » (diodes, transistors, etc.) devient vite prohibitif. Un microprocesseur assure en un seul boîtier à 40 pattes toutes les fonctions d'une grosse carte analogique. N'oublions pas qu'un microprocesseur 8 bits intègre plusieurs milliers de transistors.

Conséquence directe du point précédent : la puissance et la rapidité. Un microprocesseur très classique (et un peu ancien) comme le Motorola 6800 est piloté par une horloge d'un mégahertz, ce qui revient à dire qu'il exécute un million de cycles machine en une seconde, soit environ 250 000 instructions assembleur. Une porte logique d'un circuit intégré simple (un 74S00 par exemple) change d'état en 10 ns. Mais combien de transistors, condensateurs, résistances, etc., sont nécessaires pour exploiter ce changement d'état ?

Enfin, le prix : un Motorola 6800 coûte une soixantaine de francs chez les distributeurs du commerce, soit approximativement le prix d'un correcteur de tonalité intégré comme le TDA 4290. Il suffit de lui adjoindre une PROM contenant le programme qu'il exécutera, ainsi que trois ou quatre circuits annexes pour l'interfaçage et... c'est tout ! Autrement dit, pour une centaine de francs, vous pouvez réaliser une alarme sophistiquée que l'on réalisait pour cinq fois plus cher, il y a quelques années, à grand renfort de relais et de transistors.

## Comment va fonctionner un microprocesseur dans une alarme

D'une manière générale, le microprocesseur va acquérir des informations en provenance de l'extérieur, va les traiter (ou les exploiter) et, en fonction des résultats de ses calculs, va « interagir » avec le monde extérieur. En d'autres termes, à tout instant, le microprocesseur va agir en fonction de la situation régnant dans

le véhicule telle qu'il l'aura interprétée (la figure 1 en illustre le schéma général).

### Acquisition des informations

Un microprocesseur peut fonctionner suivant deux modes :

– **Le mode scrutation** : la machine exécute une boucle par logiciel (par programme) et examine l'un après l'autre l'état de ses capteurs et peut alors, soit traiter immédiatement l'information obtenue, soit la ranger soigneusement pour pouvoir revenir l'examiner plus en détails une fois la boucle de scrutation terminée.

– **Le mode interruption** : cette fois, c'est une boucle d'attente qui est exécutée, toujours fixée par programme (par exemple, on pourrait avoir une instruction comme : « A : Aller en A », ce qui donne une boucle dont la machine ne peut sortir seule). Le boîtier du microprocesseur comporte, parmi ses 40 pattes, une broche « interruption ». Un changement d'état sur cette entrée provoque l'arrêt immédiat de la boucle et le circuit peut alors aller examiner ce qui a causé cette interruption.

Dans notre cas, les deux méthodes se valent au point de vue rapidité. La deuxième est bien sûr beaucoup plus simple au point de vue programme mais, en contrepartie, elle nécessite de nombreux boîtiers extérieurs qui devront être capables « d'expliquer » au microprocesseur la raison de l'interruption.

En revanche, dans la méthode par scrutation, tout le dispositif est géré



par le programme, ce qui réduit les circuits externes à leur plus simple expression. Comme nous avons décidé de jouer la simplicité de conception et de mise en œuvre, c'est donc cette méthode que nous avons retenue.

**Le traitement des informations**

Le microprocesseur sera relié par son bus de données et son bus de contrôle à des dispositifs extérieurs qui devront lui fournir, de la façon la plus complète qui soit, une « image » de l'intérieur du véhicule à un instant donné. On aura donc les interrupteurs à feuillure des portes, du capot et du coffre, le détecteur à ultrasons et, éventuellement, des barrières à infra-rouge ou des détecteurs de proximité. Ces dispositifs seront décrits plus en détail par la suite. Une fois que le microprocesseur aura analysé tous ces signaux, il saura ce qui se passe dans la voiture et sera donc à même d'agir en conséquence, soit en entamant une boucle de temporisation, soit en déclenchant immédiatement l'alarme.

**Action sur l'extérieur**

Une fois la situation anormale détectée, la temporisation éventuelle achevée, le microprocesseur va générer des signaux permettant au véhicule lui-même de prendre en compte l'alarme par déclenchement des war-

nings et de la sirène extérieure, par un blocage électromagnétique des portes pour les véhicules qui en sont équipés, etc.

**La signalisation de l'alarme**

Tout d'abord, bien sûr : la sirène. Notre choix s'est porté sur une sirène à compression qui offre un niveau sonore maximum pour une consommation minimale. Nous l'avons rendue auto-alimentée et autoprotégée par des dispositifs simples.

– **L'auto-alimentation** : il est bien évident que si votre voleur favori débranche la batterie, votre magnifique alarme ne servira strictement à rien ! Nous avons résolu le problème en ajoutant simplement une pile 9 V à notre sirène ainsi qu'une temporisation, ce qui lui assure une autonomie d'environ deux heures.

– **L'autoprotection** : et si, maintenant, notre intrus, non content de débrancher la batterie, coupe le fil reliant la sirène à l'alarme... Là encore, si rien n'est prévu, le microprocesseur, aussi puissant soit-il, ne pourra pas faire grand chose. Aussi, dans ce cas, la sirène se déclenche en passant soit par la batterie si elle est toujours branchée, soit par l'alimentation de secours dans le cas contraire.

a) **Pour l'auto-alimentation** : notre pile 9 V se branche sur le circuit d'alimentation à travers la diode D<sub>1</sub>. Lorsque la batterie est branchée, la ligne d'alimentation est positive par rapport au + 9 V de la pile, et donc celle-ci ne peut pas débiter et va alimenter un 555 qui délivrera des créneaux de 15 s, faisant coller le relais RL1 qui, à son tour, alimentera l'ampli de la sirène. La détection de l'interruption « batterie » se fera par T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>. En effet, si la batterie fournit du courant, T<sub>2</sub> est conducteur et T<sub>1</sub> reste bloqué. Si on coupe le câble d'alimentation, T<sub>2</sub> se bloque et T<sub>1</sub> conduit, ce qui alimente le 555.

b) **Pour l'autoprotection** : la sortie « sirène » de l'alarme est normalement à l'état bas. Si pour une raison ou une autre (déclenchement de l'alarme ou coupure de fil), cette entrée change d'état, T<sub>5</sub> ne conduit plus rien et T<sub>4</sub> passe à l'état conducteur, ce qui lui permet de faire coller le relais RL1 qui, à son tour, alimente la sirène.

En résumé, que peut-on dire sur cette sirène ?

Elle aura deux fils en entrée : un fil batterie et un fil alarme. La coupure de la batterie provoque la mise en route immédiate de la sirène avec passage automatique sur pile et temporisation. La coupure du fil d'alarme provoque la mise en route immédiate de la sirène à compression, que l'on ait touché à la batterie ou pas.

On peut bien sûr améliorer ce montage en lui adjoignant un petit circuit de charge et des accus Cadmium/Nickel qui ont tout de même le désavantage de doubler à eux seuls le prix de notre installation complète (en revanche, l'autonomie est sans rapport !).

On trouvera le schéma de principe sur la figure 2.

Il ne servirait pas à grand-chose de déclencher uniquement la sirène... Imaginez un grand parking la nuit et un vague bruit de sirène dans le lointain... Nous avons donc choisi de déclencher en même temps les feux de détresse.

On peut demander au microprocesseur de nous fournir un signal temporisé qu'il ne nous reste plus qu'à exploiter en lui permettant de polariser la base d'un transistor qui, devenant ainsi conducteur, fera coller le relais

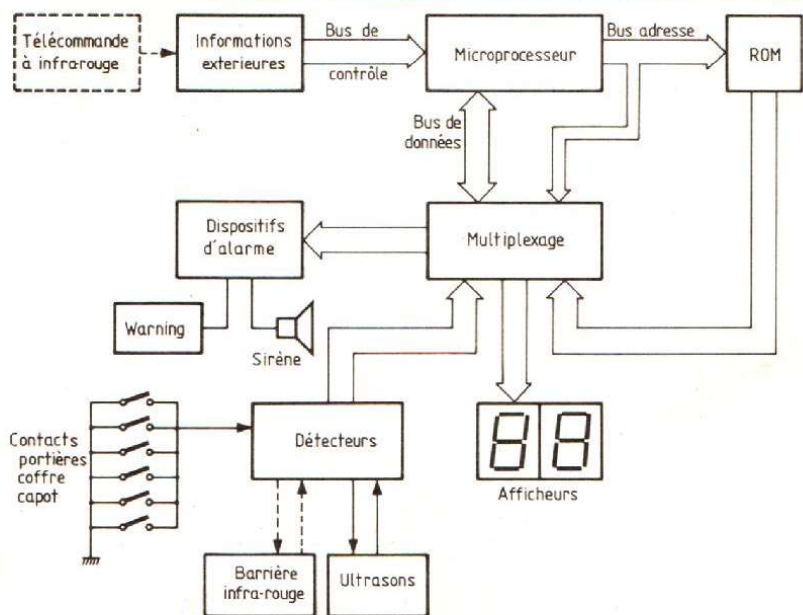


Fig. 1. – Architecture générale d'une alarme à microprocesseur.

RL2 au rythme des impulsions délivrées par le bus de données.

Ce relais alimentera, via D<sub>5</sub> et D<sub>6</sub>, les clignotants avant (les plus simples à brancher), ce qui nous offrira la fonction « warning ». On comprendra facilement ce petit montage en examinant la figure 3 qui donne son schéma de principe.

### Logique de fonctionnement

La logique de fonctionnement va être la suivante.

Le contact à clé est supposé mis tout au long de ces explications.

Le propriétaire du véhicule est arrivé à destination. Il va parquer sa voiture et couper le contact. L'alarme est alors activée mais rien ne se passe. Le conducteur discute avec son passager, fume une cigarette, baisse une vitre, attrape quelque chose sur la plage arrière... Toujours rien alors que le détecteur à ultrasons a enregistré tous les mouvements et qu'une LED rouge pulse sur le tableau de bord indiquant que l'alarme est en fonction. Une portière est ouverte :

l'alarme redevient attentive : on a tout son temps pour sortir du véhicule mais une fois la portière refermée, une temporisation de 30 s est appliquée : si une portière est ouverte avant ce délai, pas de problème, on peut prendre un objet que l'on a oublié et prendre son temps, l'alarme est hors fonction. Passées ces 30 s, une portière ouverte provoque une réaction différente sur laquelle nous reviendrons un peu plus loin.

Donc, jusqu'ici, l'alarme ne dit rien tant que tous les passagers ne sont pas descendus du véhicule et que

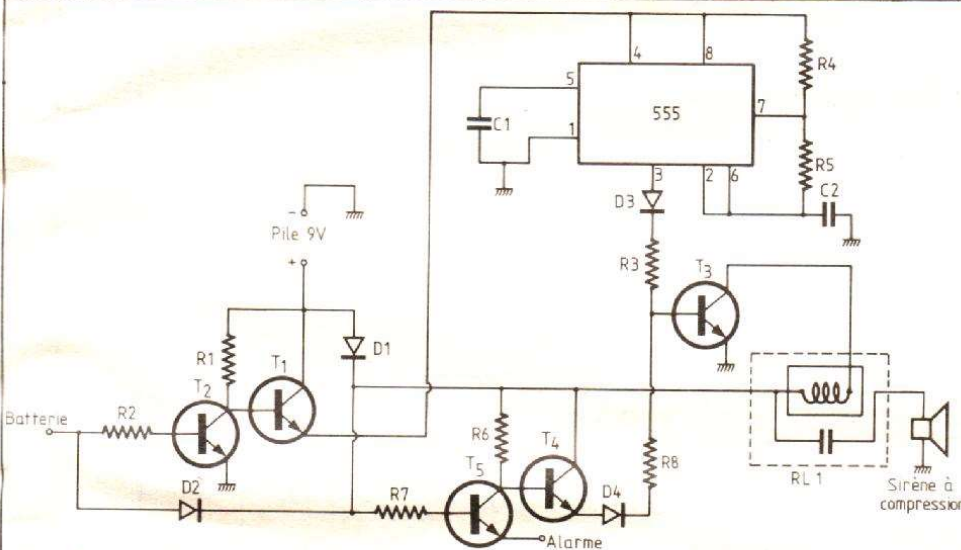


Fig. 2 a. - Une sirène auto-alimentée et autoprotégée. On peut améliorer ce montage en remplaçant la pile par des accus Cd/Ni et un circuit de charge d'entretien (mais le prix de revient n'est plus le même).

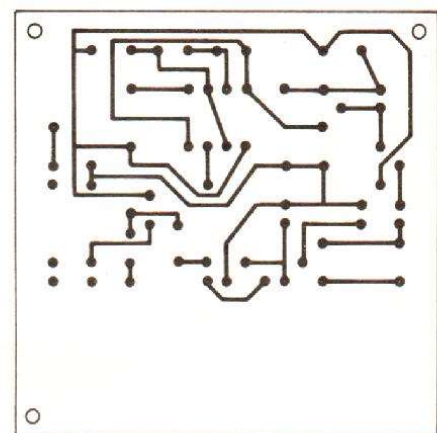


Fig. 2 c. - Sirène auto-alimentée/autoprotégée, vue côté cuivre.

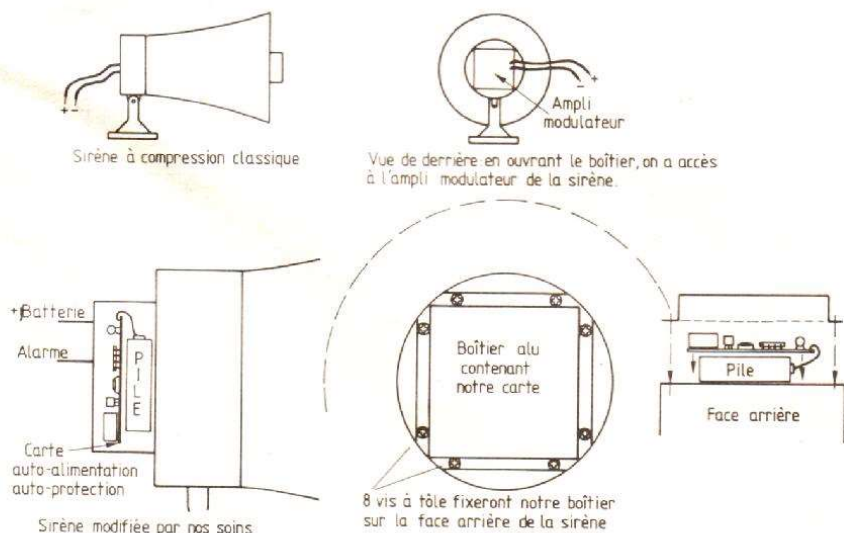


Fig. 2 b. - Modification d'une sirène américaine pour inclure notre carte protection/alimentation. Remarque : le modèle employé est une sirène type « Police américaine » que l'on trouve chez tous les accessoiristes « automobile » pour un prix raisonnable. La puissance délivrée est d'environ 110 dB à 1 mètre.

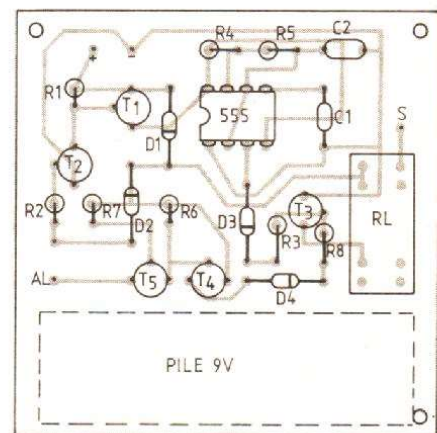


Fig. 2 d. - La sirène vue côté composants (échelle 1).

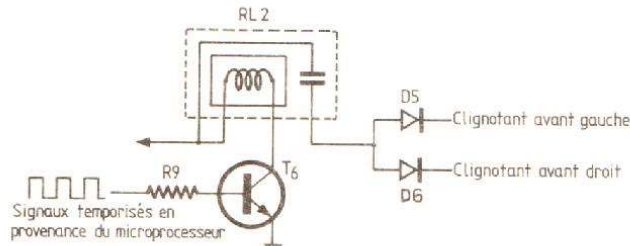


Fig. 3. - Déclenchement des feux de détresse par le microprocesseur.

les afficheurs et commence le décompte, accompagné d'un bip sonore à chaque seconde. Arrivé à 00, l'alarme est déclenchée si le contact n'a pas été mis avant. Si on tente de couper les fils des capteurs (détecteur et contact), l'alarme se déclenche immédiatement. Si le voleur veut entrer par une vitre, le système fonctionnera

toutes les portières n'ont pas été correctement refermées. On dispose alors de 10 mn pour ouvrir la malle arrière. Ici encore, si la malle est ouverte dans le délai prescrit, il n'y a aucune temporisation contraignante tant que le coffre n'aura pas été refermé. Comme précédemment, on dispose de 30 s pour venir reprendre ou reposer quelque chose dans le coffre.

Voilà, les occupants du véhicule sont tous partis, toutes les portières sont fermées, le véhicule reste seul sur sa place de parking. Le détecteur à ultrasons continue de détecter des mouvements : il peut s'agir soit d'un refroidissement de l'air à l'intérieur du véhicule si nous sommes en hiver et que le chauffage avait été mis en route, soit d'une circulation d'air si nous sommes en été et que les vitres sont restées ouvertes, ou encore, il peut s'agir d'un passager qui est resté dans le véhicule. Dans ce cas, si au bout de 10 mn les perturbations subsistent, la centrale ne tiendra plus compte du détecteur et se fiera uniquement aux contacts de porte. Bien sûr, si le passager (ou les) veut sortir, sa sortie du véhicule sera détectée : l'alarme interrogera alors le détecteur pour savoir si des mouvements continuent à être enregistrés dans l'habitacle. Si ce n'est pas le cas, on reconnecte le détecteur et la veille reprend. Si, au contraire, il subsiste des mouvements, alors l'alarme se déclenchera après 6 s, si le contact n'a pas été remis avant. Ce n'est pas une contrainte comme nous allons le voir : il suffit dans ce cas de laisser la clé sur le contact : si un des passagers veut sortir, il lui suffit de rétablir le contact durant quelques secondes puis de le couper à nouveau avant de quitter le véhicule.

Maintenant, voyons la démarche inverse. Une portière vient de s'ouvrir : aussitôt l'alarme affiche 06 sur

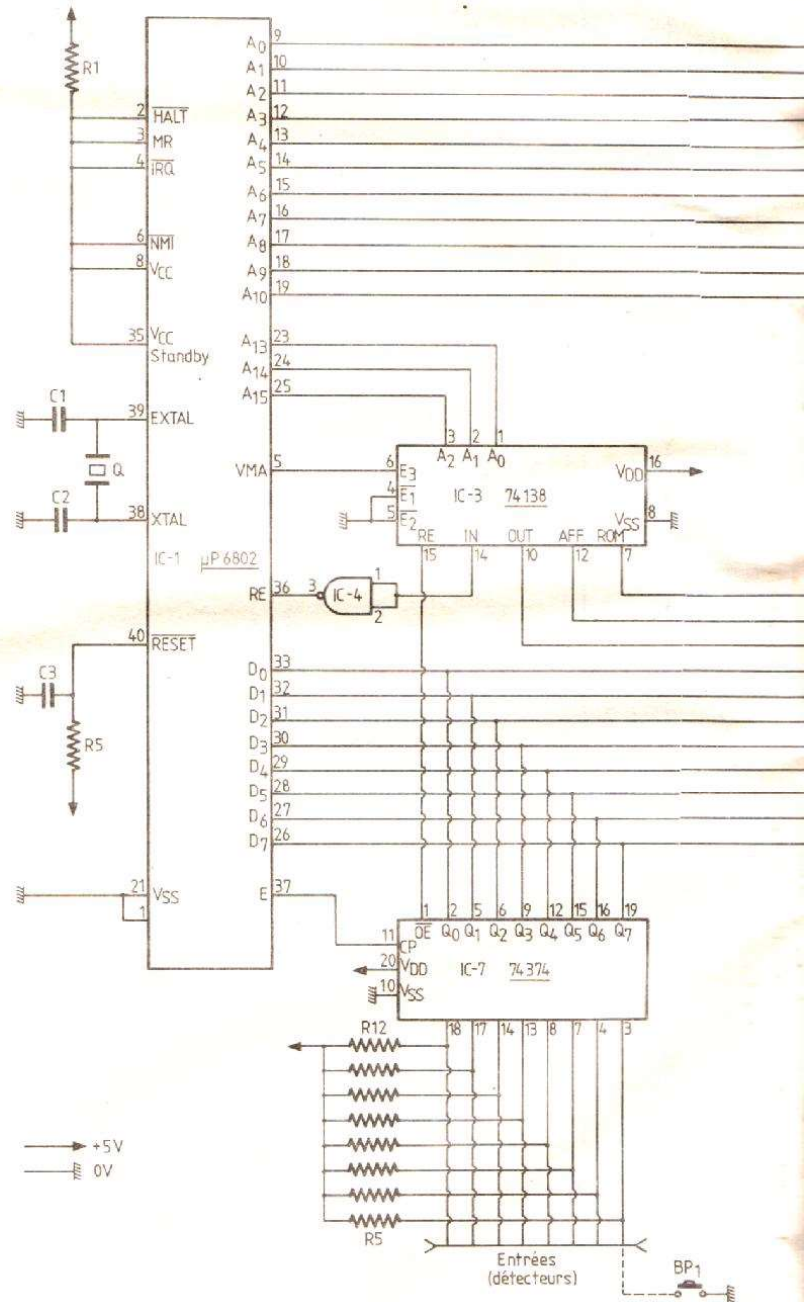


Fig. 4. - Schéma de principe de la carte microprocesseur.

de la même manière, mis à part le fait que l'on passera à 00 tout de suite, aucune portière n'ayant été ouverte et le détecteur ayant enregistré le mouvement.

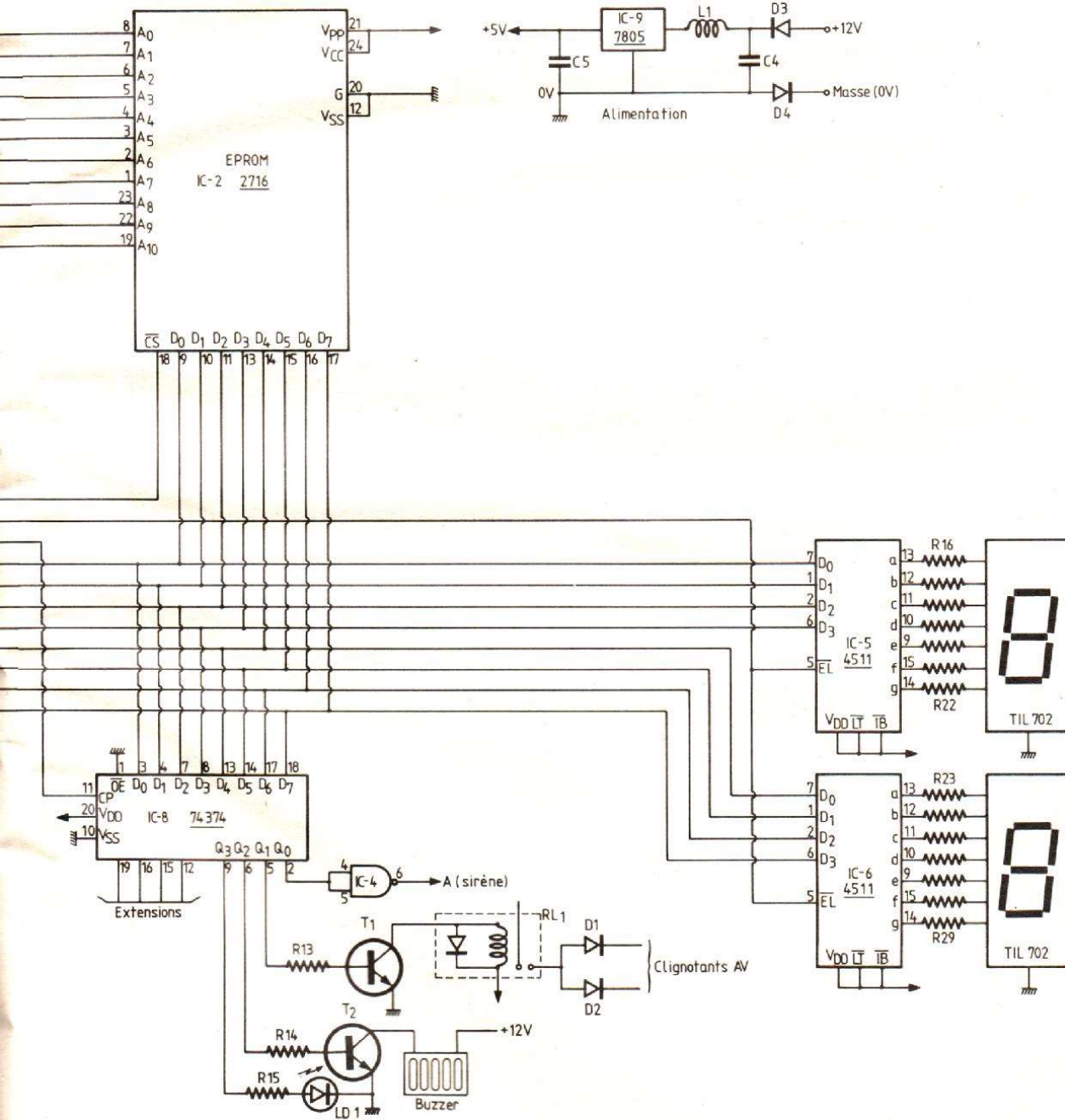
Il faut bien voir une chose : toutes ces actions sont commandées par le logiciel, donc, on peut programmer exactement le comportement voulu.

Son alarme favorite est alors calquée sur le comportement habituel du propriétaire, ce qui offre des possibilités que même les plus sophistiqués des systèmes du commerce ne sont pas encore à même de proposer.

### Schéma de principe de la partie « microprocesseur » de l'alarme

C'est bien évidemment le cœur de l'alarme.

On remarquera immédiatement le nombre ridiculement peu élevé de



composants par rapport à la puissance de ce montage. On y trouve un microprocesseur, six boîtiers SSI, deux afficheurs... un point c'est tout. De plus, on a vu dans les pages précédentes que le déclenchement de l'alarme ne ferait appel qu'à un relais, un transistor et une ou deux résistances. On est loin des paquets compacts de condensateurs, de diodes, de résistances et de transistors de nos grands-pères.

Nous décrivons en détail dans le prochain numéro le montage et l'installation effective de cette alarme. Pour l'instant, nous allons, si vous le voulez bien, examiner le schéma théorique.

— Tout d'abord, le microprocesseur : c'est un Motorola 6802 qui offre par rapport à son frère le 6800 quelques avantages non négligeables : son circuit d'horloge interne nous permet de ne pas être obligés de passer par un circuit d'horloge spécialisé et externe (comme le MC6870, par exemple), et les 128 octets de mémoire interne dont il dispose nous conviennent parfaitement et nous évitent de relier des boîtiers « mémoire » supplémentaires.

— Le 74138 est un démultiplexeur : les trois fils du bus d'adresse répertoriés A15, A14 et A13 venant du 6802 vont arriver sur les trois entrées A2, A1, A0 du 138. Leur décodage permettra de mettre une (et une seule à la fois) des sorties du circuit à l'état bas, ce qui nous permettra de contrôler l'accès du bus de données par les autres circuits.

En effet, tous les boîtiers ne peuvent être reliés simultanément à ce bus (pattes D0 à D7 du 6802), car cela voudrait dire que des sorties à l'état haut pourraient, à travers le bus, se retrouver reliées à d'autres sorties, mais cette fois à l'état bas... Le court-circuit qui en résulterait dans les étages de sortie risquerait fort de n'être que modérément apprécié par les boîtiers impliqués. Donc, à un moment donné, un seul boîtier sera sélectionné par le 74138 et pourra dialoguer avec le microprocesseur.

— On a ensuite une EPROM 2716 : cette mémoire morte a une capacité de 2 K-octets (soit 2048 caractères). C'est elle qui contiendra notre programme. Une fois sélectionnée par le 138, elle fournira l'instruction se trouvant à l'adresse donnée sur le bus adresse (patte A0 à A10 du 6802).

Ces deux mille octets de mémoire nous permettent d'avoir des programmes assez confortables puisque, ne l'oublions pas, ils sont écrits en assembleur, chaque instruction assembleur 6800 tenant sur 2 octets en moyenne, cela nous donne la possibilité d'écrire un programme de plus de 1000 instructions, ce qui est très largement suffisant pour l'application décrite ici.

— On trouve deux 4511 : ces circuits MOS sont des décodeurs-drivers 7 segments. On leur donne le chiffre à afficher sur 4 bits (0000 à 1001, soit 0 à 9), et ils le décodent pour le transmettre à un afficheur cathode commune type TIL702. Ici encore, ils seront sélectionnés tous deux par une sortie du 138. Leurs entrées seront reliées au bus de données du 6802, ce qui évitera au logiciel de décoder préalablement la donnée à afficher. On enverra en effet « 01 » sur le bus pour avoir « 0 » « 1 » à l'affichage. Si on avait voulu se passer des décodeurs, ce qui aurait toujours été possible, il aurait fallu procéder de la manière suivante :

a) Décoder la valeur à afficher : « 0 » correspond à 01111110 sur le bus (soit 7E en hexadécimal) et à 11111110 en entrée de l'afficheur 1.

b) Multiplexer l'affichage : en effet, on aurait dû transmettre 8 bits par chiffre, donc on n'aurait pas pu commander les deux afficheurs en même temps. Il aurait alors fallu transmettre sur le premier afficheur durant 125 ms (temps nécessaire au cerveau pour enregistrer l'information), puis passer en deuxième afficheur (toujours pendant 125 ms), puis repasser au premier, etc., le temps nécessaire. En même temps, bien sûr, il aurait fallu continuer les calculs, les scrutations, etc. Bref, c'est réalisable par logiciel, mais d'une lourdeur peu pratique.

c) Enfin, il aurait fallu inclure des buffers 3 états, un devant chaque afficheur afin de pouvoir déconnecter l'afficheur du bus pendant que l'on fait autre chose (ce qui nous évite d'avoir l'affichage automatique de tout ce qui se passe sur le bus !). De plus, il est nécessaire d'avoir une fonction « buffer » afin d'amplifier les signaux en provenance du microprocesseur, qui sont un peu « faibles » pour commander directement des afficheurs 7 segments.

Dernière remarque concernant les

4511 : ils sont sélectionnés par le 138 qui mettra leur patte n° 5 (EL) à l'état bas durant le temps où les données à afficher seront présentes sur le bus. Quand cette entrée repassera à l'état haut, et donc quand les 4511 seront désélectionnés, la donnée restera tout de même présente en sortie et continuera d'être affichée jusqu'à la transition suivante de EL. On le voit, ce circuit décharge le 6802 de tout souci de gestion de l'affichage.

— Les registres 74374 : il s'agit ici d'un registre 8 bits, 3 états constitués de bascules D. Un tel circuit prend en compte une information en entrée et la recopie dans la bascule en sortie sur la transition montante du signal d'horloge qui lui est appliqué.

L'un de ces registres sera relié à nos capteurs sur les portes, le coffre, le capot, ainsi qu'à la sortie « alarme » du détecteur à ultrasons. L'horloge du circuit sera celle du 6802 (patte E n° 37 du 6802). Donc l'information relative à l'état du véhicule se trouvera dans un mot de 8 bits qui sera disponible sur le bus de données uniquement lorsque le 374 aura été sélectionné par le 138. L'autre sera relié aux sorties « alarme ». Il est à noter que 4 bits seront inutilisés, ce qui permettra par la suite d'écrire des extensions logicielles à cette alarme : associés à une horloge temps réel, ces 4 bits permettront par exemple de mémoriser l'heure d'une intrusion.

Voici donc pour les circuits composant cette alarme intelligente. Le mois prochain, nous examinerons en détails la programmation nécessaire au 6802 ainsi que la réalisation effective et le montage de ce magnifique produit de la plus haute technicité, ainsi que la réalisation du détecteur à ultrasons. Nous aimerions souligner le coût extrêmement réduit de cette réalisation (environ 250 F sans la sirène) comparativement à sa puissance, coût à rapprocher des 350 F d'une alarme « bête » du commerce. Ensuite, nous insistons sur la simplicité de ce montage : il ne faudrait en aucun cas le laisser de côté sous prétexte qu'il contient un microprocesseur ; ce dernier n'est finalement pas plus difficile à mettre en œuvre qu'un vulgaire 741 (il a simplement dix fois plus de pattes !).

(A suivre.)  
P. TRUC

## UN "DEBROUILLEUR" POUR CANAL PLUS

*Même si vous ne suivez pas de très près l'actualité audiovisuelle, vous avez certainement entendu parler de Canal Plus, cette chaîne de télévision « à péage » dont les émissions ont commencé depuis le 4 novembre sur un certain nombre de régions et vont peu à peu s'étendre à la France entière.*

*Le principe de Canal Plus est que, hormis une courte période horaire d'accès libre, c'est-à-dire pouvant être vue par tous, l'accès aux émissions est subordonné au paiement d'un abonnement. Tout abonné Canal Plus se voit alors remettre, contre caution, un décodeur lui permettant de recevoir les émissions payantes qui sont codées.*

*Notre but, en décrivant un décodeur Canal Plus, n'est pas d'inciter les téléspectateurs que vous êtes au « piratage », mais plutôt de vous montrer comment, grâce à l'utilisation judicieuse de circuits logiques, on peut venir à bout assez facilement du codage tel qu'il est pratiqué actuellement. Cet article doit donc être vu comme un bon exemple d'application des circuits logiques et, également, comme une initiation à quelques-uns des mystères des signaux télévision. Les lecteurs qui réussiront à mener à bien cette réalisation devront obligatoirement, et c'est une condition sine qua non, avant de l'utiliser, en faire la déclaration à Canal Plus.*

### Le décodeur « officiel »

Le décodeur « officiel », c'est-à-dire celui que Canal Plus met à votre disposition, se branche sur la prise péritélévision de votre récepteur TV ; en effet, sur cette prise sont disponibles les signaux son et image reçus (et codés donc), mais aussi deux entrées — une pour le son et une pour l'image — sur lesquelles le décodeur envoie les signaux après décodage.

Pour éviter les « piratages » consistant à ne pas rendre le décodeur en fin d'abonnement, Canal Plus a prévu que celui-ci devait être validé par frappe sur son clavier d'un code que les abonnés en situation régulière reçoivent tous les mois, par la poste. Ce code est propre au décodeur et au mois en cours. Il n'intervient pas directement dans le processus de décodage, mais ne sert qu'à valider le décodeur.

Comme le « vrai » décodeur, notre montage expérimental se branche sur la prise péritélévision. Il ne nécessite, par contre, pas de code de validation, c'est bien évident. Son fonctionnement est intéressant à plus d'un titre car, comme nous n'avons bénéficié d'aucune « fuite » de la part des concepteurs du codage de Canal Plus, nous avons dû faire un montage qui analyse le codage, le mémorise et est, ensuite, capable de restituer une image et un son décodés de façon parfaite. Voyons comment cela est possible.

### Principe du codage

Pour décoder un signal, quel qu'il soit, il faut commencer par analyser de façon aussi exacte que possible comment il est codé. En ce qui concerne Canal Plus, c'est relativement facile, comme nous l'allons voir.

N'allez cependant pas croire que cette facilité soit due à une quelconque ignorance ou incompétence des techniciens ayant promu ce système ; en effet, leur tâche n'était pas facile car il fallait :

— que Canal Plus codé puisse utiliser toute l'infrastructure TV existante sans modification (émetteurs, mais aussi et surtout récepteurs) ...

## Et la suite ?...

Pour le moment, il n'y en a pas..., et ce consécutivement à une demande de référé faite par « Canal Plus » auprès du tribunal civil de Paris contre notre confrère *Radio-Plans*, lequel publiait, dans son numéro de décembre, une réalisation similaire, mais cependant différente, de la nôtre : un jugement, en date du 22 novembre 1984, bloque la diffusion de *Radio-Plans* ce qui interdit, et sa mise en vente en kiosque, et sa distribution aux abonnés. En allant plus loin dans la publication de notre article sur le « débrouilleur », nous risquons le même sort.

Interdiction donc de faire état de schémas expliquant comment il est possible de s'affranchir du brouillage voulu par les promoteurs de la quatrième chaîne « à péage » et, par conséquent, de recevoir en clair les émissions de cette entreprise commerciale.

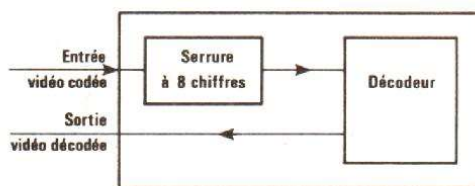
S'agissant de *Radio-Plans*, le montage et les schémas qu'il proposait (\*) s'adressaient à ses lecteurs résidant en dehors de l'hexagone ; des lecteurs qui reçoivent et visionnent licitement et sans bourse délier les programmes de nos grandes chaînes nationales - TF1, A2, FR3. Par contre, ces mêmes lecteurs ne peuvent louer de décodeur pour « Canal Plus » et il était bien naturel alors de leur venir en aide.

En ce qui concerne *Le Haut-Parleur*, il suffit de rappeler que du temps de la seule radio-télévision d'Etat, les choses se présentaient sous de meilleurs auspices puisqu'il était possible de publier des schémas de montage permettant de construire son propre récepteur radio ou TV avec à charge au lecteur de déclarer aux services de la redevance (de la RTF, de l'ORTF ou de TDF suivant l'époque) l'appareil qu'il venait de réaliser. Nous avons publié des dizaines, des centaines de schémas de modèles commerciaux de marques connues, qu'il s'agisse d'amplificateurs, de « tuners », de récepteurs de tout ordre... sans pour autant que nos revues, telles *Radio Plans* ou *Le Haut-Parleur*, soient inquiétées juridiquement. On peut encore ajouter, à propos de la redevance radio-TV, qu'il existe des textes de loi et des

décrets pour légaliser sa perception, alors que rien d'identique n'existe pour « Canal Plus »... N'oublions pas non plus que nous n'attirons pas spécialement les ondes porteuses des émissions de « Canal Plus », mais qu'au contraire c'est bel et bien « Canal Plus » qui nous les envoie, jusqu'à l'intérieur de nos pavillons et appartements, sans que nous ayons demandé quoi que ce soit. Or on voudrait nous faire admettre que posséder un décodeur de construction personnelle, c'est pénétrer dans une salle de spectacles par une porte dérobée pour ne pas payer. D'abord, nous

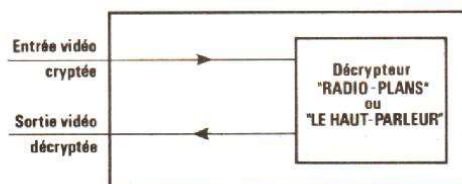
n'avons jamais écrit qu'il ne fallait pas payer, et ensuite, s'il y a intrusion, c'est bien d'intrusion des ondes « Canal Plus » dans nos foyers, et non de la nôtre dans les locaux de la « chaîne à péage », qu'il faut parler.

Par ailleurs, on peut s'étonner que « Canal Plus » ait retenu un système de codage aussi simple que celui utilisé aujourd'hui. Bien qu'il ait été clamé partout que le codage « Canal Plus » était pratiquement inviolable, des centaines de solutions différentes et relativement simples existent pour « débrouiller » les émissions à péage. La solution du *Haut-Parleur* n'est pas



**Fig. 1. - Le décodeur « Canal Plus », qui se branche sur la prise péritélévision, se compose en fait de deux parties :**

- une serrure électronique qui, si elle est mise en jeu par des signaux incorporés à l'émission, ne laissera passer la vidéo (son + images) codée vers le décodeur que si le numéro à huit chiffres correct est affiché par l'abonné ;
- le décodeur proprement dit.



**Fig. 2. - Principe des décodeurs Radio-Plans, Le Haut-Parleur et de bien d'autres, distincts d'ailleurs les uns des autres. Le codage serrure est purement et simplement éliminé parce qu'inutile.**



**Philippe Ramond, directeur commercial de « Canal Plus ».**

celle de *Radio-Plans* qui n'est pas non plus celle des multiples versions déjà mises au point dans certains départements d'électronique des grandes firmes nationales, des Universités ou Grandes Ecoles. Suivant le *Quotidien de Paris* du 24/11, Sylvain Anichini, grand-prêtre du Codage de « Canal Plus » annonce : « Il ne faut pas nous prendre pour des naïfs. Ici, on rigole chaque matin à la lecture des journaux. Nous travaillons sur le codage depuis six ans, alors que l'on nous fasse la grâce de croire que nous avons envisagé les piratages probables et les façons de les déjouer. » Tant mieux si M. Ramond et son équipe ont ainsi l'occasion de se fendre la pipe journalièrement, mais il

semble bien que la protection concerne seulement les décodeurs d'origine « Canal Plus » (fig. 1), et non pas les décrypteurs de *Radio-Plans*, du *Haut-Parleur* et... ceux des autres (fig. 2). Ajoutons que, depuis plusieurs semaines, il est proposé, à nos rédactions, des décrypteurs originaux de tous types et fonctionnant effectivement...

On pourra regretter que les techniciens de « Canal Plus » n'aient pas mis autant d'ardeur dans le système d'émission qu'ils en ont mis à travailler sur le codage (ou peut-être en ont-ils mis autant...). En effet, si plusieurs dizaines de milliers d'abonnés à la TV privée payante n'ont pu avoir accès aux émissions « couleur » dès le 4 novembre, c'est tout simplement parce que la norme « L identification ligne » a peu à peu remplacé la norme « L identification trame » (\*\*). Sur l'ensemble du territoire national pour les VHF et UHF, et que, dans ces conditions, tous les TVC n'ont pas la possibilité de recevoir correctement les émissions « Canal Plus », même avec le décodeur « officiel »...

D'autre part, pourquoi avoir codé et son et images des émissions de « Canal Plus » ? Il fut un temps, au début des années cinquante, où quelques marques de récepteurs radio proposaient des modèles comportant

une gamme « son TV » ; les détenteurs de tels appareils, s'ils étaient soumis à la redevance radio, n'en étaient pas moins exonérés de la redevance TV. Or, en codant aussi le son de ses émissions, « Canal Plus », de par le système qu'il utilise, réduit la bande passante son à quelque 8 kHz. Qui plus est, avec la plupart des magnétoscopes conventionnels — donc autres que Hi-Fi, — il est impossible d'enregistrer directement une image autre que muette, une image qui le reste même si ensuite le magnétoscope est utilisé en lecture pour attaquer le récepteur TV muni de son décodeur « Canal Plus ». Il aurait donc été plus astucieux de ne coder que l'image pour, d'une part, conserver l'intégrité du son — lors de la retransmission d'opéras ou de vidéo-clips, cela n'aurait pas été dépourvu d'intérêt —, et d'autre part, permettre l'enregistrement sans mobiliser, au même moment, le récepteur TV et le décodeur « Canal Plus ». En outre, une telle démarche aurait eu un impact publicitaire certain.

Enfin, une question, sur laquelle nous terminerons : « Canal Plus » n'a-t-il pas incité lui-même au piratage en divulguant, bien avant que ses émissions officielles ne démarrent, les principes du système de codage retenu par ses services ? (\*\*\*)

Ch. PANNEL

(\*) La plupart des schémas — théoriques et d'implantation des composants — ainsi que la liste complète des composants ont été publiés, ultérieurement à l'interdiction de *Radio-Plans*, dans les pages de notre confrère *Le Quotidien de Paris* en dates du 24 et du 28 novembre 1984...

(\*\*) Voir le *Nouveau guide de la Télévision en couleurs*. Tome 2, publié sous le patronage du SCART par les éditions Chiron (1981).

(\*\*\*) Se reporter en particulier au numéro de mai 1984 de *Science et Vie*.

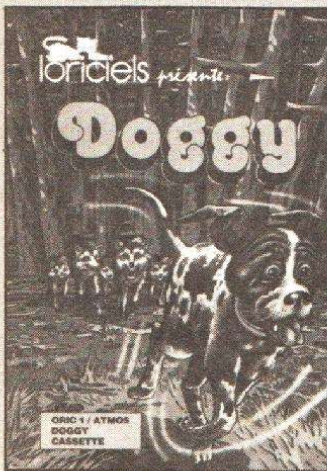
## DERNIERE MINUTE

A l'heure où nous imprimons, *Radio-Plans* vient de voir sa saisie confirmée par la Cour d'Appel de Paris. Comme l'écrit notre confrère, *Le Quotidien de Paris* : « Il reste évidemment à savoir si la meilleure façon de se prémunir contre un éventuel préjudice commercial consiste à faire saisir des journaux ou à s'assurer qu'un appareil que l'on vend répond aux qualités d'inviolabilité qu'on lui prête à grand renfort de publicité. »

Reste également à savoir ce qui se passera quand des revues étrangères publieront des schémas que « Canal-Plus » considérera comme litigieux.

# BLOC-NOTES

## NOUVEAUX JEUX LORICIELS



Pour aider le chien Doggy à rentrer chez lui en traversant la forêt, il vous faudra éviter de nombreux obstacles (trunks d'arbres, camions, collets, barrière et des hordes de loups affamés), et un Oric 1 ou un Atmos. Les possesseurs d'un MO5, d'un TO 7 avec extension 16 Ko ou d'un TO 70 devront délivrer une jeune fille détenue prisonnière par Yéti, l'abominable homme des neiges qui fera tout pour les empêcher. Doggy et Yéti sont écrits en langage machine (bon graphisme) et sonores.

Distribution : Loricels.

## LE BRAS AGILE



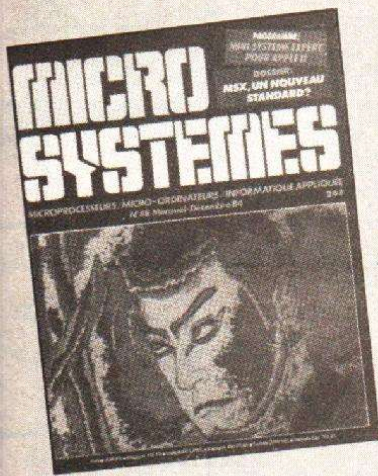
Etonnante par son prix, la chaîne Sharp VZ-1500 l'est également par le bras de sa platine tourne-disques qui supprime la nécessité de retourner le microsillon. De plus, toutes les commandes de la chaîne (table de lecture, magnétocassette, ampli-tuner, enceintes et rack) sont gérées par microprocesseur, autorisant la programmation de nombre de fonctions.

Distribution : Sharp France SA.



# BLOC-NOTES

## MICRO-SYSTEMES



Dans son numéro de décembre, *Micro-Systèmes* (n° 48) demeure fidèle à sa tradition : la revue des deux techniques.

Du point de vue matériel, ses lecteurs y trouveront une réalisation destinée à l'Apple II et procurant à cet ordinateur 16 entrées/sorties binaires.

Si en soit le projet n'a rien de très nouveau, toute sa valeur lui est rendue grâce à un complément lui permettant de gérer des circuits connectés sur le secteur (220 V) et non seulement des éléments TTL (5 V).

Dans ce même numéro, l'initiation à l'électronique, commencée au début de cette année, aborde les problèmes de décodage d'adresse.

Du point de vue logiciel, les fanatiques de l'Intelligence artificielle seront servis. Tout d'abord, la rubrique Artefact propose une initiation au langage Lisp. Ensuite, un mini-système expert, écrit en Basic standard, fournit un excellent outil d'introduction aux mécanismes de ces logiciels.

Quant au dossier, il développe un sujet qui hante beaucoup d'acheteurs potentiels pour les fêtes de Noël : la norme MSX et son avenir en France.

## UN CODE TECHNIQUE POUR LES « COMPACT-DISC »

Pour ceux qui restent perplexes devant des termes tels que « transcription digitale », « enregistrement numérique »... Polygram éclaircit leur signification.

Sur les disques numériques (« compact-disc ») paraît désormais un code, indiquant l'utilisation lors de la séance d'enregistrement, au mixage et à la transcription, de magnétophones numériques (« digital ») ou analogiques (« analog »).

Le code se compose de trois lettres consécutives, D ou A pour chacune d'entre elles. Chaque lettre se réfère au magnétophone utilisé.

- La première lettre pour l'enregistrement en studio ou sur scène.
- La deuxième lettre pour le montage et/ou mixage.
- La troisième lettre pour la transcription.

Exemples :

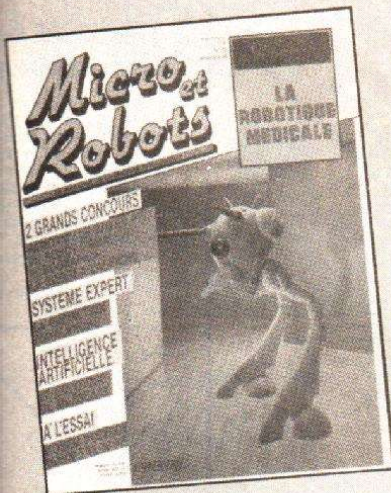
DDD signifie l'utilisation de magnétophones numériques aux trois stades énumérés ci-dessus.

AAD indique l'utilisation de magnétophones analogiques jusqu'à la transcription, stade où le magnétophone numérique les remplace.

Les termes « Digital mastering » et « Digitally mastered » sont abandonnés. Toutes les nouveautés « compact-disc » Polygram, depuis cet été, utilisent ce code. Ce dernier se situe au verso de la jaquette, en dessous de la liste du contenu.

Les textes à l'intérieur de la jaquette fournissent une explication de la signification des trois lettres.

## UN ROBOT-CHIRURGIEN



Ce mois-ci dans, *Micro et Robots*, on pourra se faire une idée de ce que pourra être un robot-chirurgien : à Lille, en effet, a été mis au point un

micro-manipulateur permettant d'effectuer des opérations dans l'œil (vitrectomies) d'une extrême précision. Les robots entrent aussi dans les laboratoires d'analyse : aussi le robot Zymate effectue toutes les tâches classiques d'un laborantin.

Hormis ce thème « des robots et de la médecine », on trouvera dans *Micro et Robots* de décembre la description d'un système expert en prévision d'avalanches, mis au point à Grenoble. A l'heure où l'on parle beaucoup des systèmes experts, cet article, s'appuyant sur un cas concret – toujours spectaculaire, voire redoutable – et écrit par le concepteur de ce S.E., a le mérite de mettre à plat et très clairement toute la démarche de construction d'un système

expert : création de la base de faits, élaboration des règles, etc.

Ces systèmes experts, on le sait, sont issus des recherches en Intelligence artificielle, où la France occupe une des toutes premières places dans le monde. Fin octobre s'est tenu à Marseille un colloque international sur ce thème : on en trouvera un compte-rendu détaillé présentant les derniers résultats en la matière : synthèse et reconnaissance vocale, systèmes experts, gestion des connaissances incertaines, perspectives du langage Prolog (ce langage français adopté par les Japonais pour la construction de leurs ordinateurs de 5<sup>e</sup> génération), etc.

Ont été testés dans ce même numéro : un modem mi-

niature et économique (1 200 F), le Buzzbox et un micro-ordinateur portable, le Tandy TRS 80 modèle 4P. Côté technique, on trouvera la description d'un programmeur d'Eproms relativement universel et un grand article sur les circuits intégrés capables de piloter des moteurs à courant continu.

Enfin, ceux qui ont quelque don en cartes graphiques pourront participer à un concours d'affiches sur le thème de la robotique ; le premier prix : un voyage aller/retour à Tokyo ou à Los Angeles, et cinq nuits d'hôtel !

Est annoncé, aussi, un grand concours de réalisations de robots mobiles à double thème : « Le robot et la maison » et un tournoi sur un scénario diabolique !