

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

15F

N° 1709
OCTOBRE
1984
LIX^e ANNÉE

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

DOSSIER

LES
TRANSMISSIONS
PAR FIBRES
OPTIQUES

HIFI

LE LECTEUR
DE COMPACTS
DISQUES
PIONEER PD 70

MICRO-INFORMATIQUE

LE MICRO
ORDINATEUR
THOMSON M 05

RÉALISATION

UN GÉNÉRATEUR
D'IMPULSIONS

Vidéo Actualité

LE TÉLÉVISEUR
BRANDT ANTIOPE

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

LES CHAINES DE LA PASSION

Brandt
LA HI-FI FRANÇAISE



SOMMAIRE

DOSSIER

73 LA TRANSMISSION PAR FIBRES OPTIQUES

AUDIO – HIFI TECHNIQUE GENERALE

63 DUAL : Ça tourne

92 HAUT-PARLEURS ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

123 AUDIOTECHNICA – A la pointe de l'analogique

192 LE LECTEUR DE « COMPACT DISC » PIONEER P-D 70

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

72 P.E. – UN INDICATEUR DE PUISSANCE



107 AMPLIFICATEURS COMMANDES EN TENSION

156 INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE : Les portes logiques

RADIOCOMMANDE

189 AMPLIFICATEUR POUR SERVO PROGRESSIF

MICRO-INFORMATIQUE

83 REALISEZ VOTRE ORDINATEUR INDIVIDUEL : La carte couleur haute résolution

144 UN MONITEUR ASSEMBLEUR POUR ORIC 1 ET ATMOS

145 ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE

178 LE MICRO-ORDINATEUR THOMSON MO5

MESURE – SERVICE

118 PRATIQUE DE LA MESURE : L'oscilloscope

REALISATIONS



99 UN GENERATEUR D'IMPULSIONS : Le LS G2

136 REALISEZ UNE MONTRE DIGITALE POUR VOTRE VOITURE

183 EN KIT : L'enceinte acoustique SIARE 18 M

185 L'OCCUPE TELEPHONE

VIDEO ACTUALITE

163 LE TELEVISEUR ANTIOPE-BRANDT

168 LE MAGNETOSCOPE AKAI VS-6S

RADIO TECHNIQUE GENERALE

128 LE MICRO-RECEPTEUR FM AIWA CR 01

DIVERS

55 BLOC NOTES

131 NOTRE COURRIER TECHNIQUE

198 SELECTION DE CHAINES HIFI

199 PETITES ANNONCES

201 CARNET D'ADRESSES

202 LA BOURSE AUX OCCASIONS

PHIRAMA — SALON DES TECHNIQUES AVANCEES

Phirama, Salon des techniques avancées, a été créé, pour la première fois, en 1958. Depuis plus de vingt-cinq ans et tous les deux ans, il donne rendez-vous aux professionnels de la science, de la technique et de la recherche.

Son lieu de rendez-vous : **Hall 3** dans l'enceinte de la **Foire de Marseille**.

Pour sa 14^e édition, le **Salon Phirama** aura lieu du 24 au 27 octobre 1984.

L'exposition de **Phirama** occupera une surface de 15 500 m² où 200 exposants et 10 000 visiteurs seront attendus.

Le **Salon Phirama** est, avant tout, un lieu de rencontre privilégié entre chercheurs et entrepreneurs.

Ce salon a d'ailleurs constitué une telle masse d'attractions que d'autres initiatives sont venues d'elles-mêmes se greffer sur lui.

L'**Association des anciens élèves de l'I.P.S.O.I.** (Institut de pétrochimie et de synthèse organique industrielle), qui avait organisé une exposition de produits pour la chimie, est devenue, comme d'autres organismes, un partenaire à part entière.

Les objectifs concernant Phirama touchent tout particulièrement l'actualité dans le

domaine des applications de la recherche. Ils intéressent donc, d'une part, les firmes et, d'autre part, les chercheurs.

La vocation de Phirama sera donc, pour 1984, l'information sur les dernières réalisations en matériels de laboratoires, électronique industrielle, contrôle et régulation, énergie et industrie.

Outre cette exposition, quatre colloques seront organisés :

● **Le 24 : Optoélectronique.** Journée organisée par l'Ecole nationale supérieure de physique de Marseille.

● **Le 25 : L'électricité dans l'industrie,** organisée par la Société française d'électricité et E.D.F.

● **Le 26 : Les Bio-industries.** Colloque méditerranéen organisé par le Centre de transfert des biotechnologies.

● **Les 24, 25 et 26 : Intelligence artificielle.** Colloque international organisé par l'Amedia avec le concours du CEN de Cadarache et de l'Institut international de Robotique et d'Intelligence artificielle de Marseille.

Pour tout renseignement : Société anonyme Foire internationale de Marseille, S.A.F.I.M., parc Chanot, 13266 Marseille Cedex 8 — B.P. 2

Ne présentant aucun risque d'interférences ou de nuisances pour le voisinage, l'interphone Aiphone WA 21 résoud aisément les problèmes de

DEUX CONFERENCES INTERNATIONALES DANS LE CADRE DE PRONIC 84

Dans le cadre de la prochaine exposition Pronic 84, deux importantes conférences internationales permettront aux spécialistes de faire le point sur deux techniques particulièrement en vedette à l'heure actuelle.

Mercredi 21 novembre : « Le montage à plat des composants électroniques ». Cette nouvelle technologie de montage en surface (SMD en terminologie anglaise) connaît aujourd'hui un succès d'autant plus important que les prix des composants spécifiques seront, dans les prochains mois, pratiquement au niveau de ceux des composants traditionnels. Compte tenu des économies substantielles apportées par ces nouvelles techniques, il est évident qu'elles intéressent au plus haut point une industrie à la recherche d'une rationalisation et d'un gain de productivité indispensables. Les divers problèmes posés par le montage en surface feront l'objet de plusieurs communications internationales de haut niveau.

Jeudi 22 novembre : « Les circuits imprimés ». Parallèlement à ces nouvelles techniques, le secteur des circuits imprimés connaît un renouveau sensible. Cette conférence se propose d'établir un inventaire des exigences actuelles et des perspectives d'avenir formulées par les fabricants de systèmes et de faire le point sur l'industrie française des circuits imprimés.

Il est prévu une traduction simultanée français/anglais.

De nombreuses conférences et exposés techniques par les firmes exposantes auront lieu par ailleurs les mardi 20 et vendredi 23 novembre 1984.

Pronic 84, premier Salon international des équipements et produits pour l'électronique, se tiendra à Paris, au Parc des expositions de la Porte de Versailles, Hall 5 et 6, du 20 au 23 novembre 1984.

Pour tout renseignement complémentaire : S.D.S.A., 20, rue Hamelin, F 75116 Paris.

communication, chaque poste pouvant être déplacé à volonté.

D'autre part, les communications étant établies en duplex sans aucune manipulation, les interlocuteurs peuvent converser de concert, tout à loisirs.

Pour tout renseignement : Aiphone France, BP 111, 91321 Wissous Cedex.

ROBOTIQUE PEDAGOGIQUE

Dans le cadre des animations de la Didacthèque, une journée de débats et démonstrations sur l'introduction du robot dans la formation s'est tenue le 27 avril 1984.

Un rapport de cette journée a été publié par le Cesta. Il comprend des éléments importants du débat sur l'intérêt pédagogique de l'introduction du robot dans l'enseignement général et sur des expériences intéressantes de formation professionnelle à la robotique. On y trouve également une description des matériels présentés et de leurs différentes applications.

Pour tout renseignement : Cesta, 1, rue Descartes, 75005 Paris.

L'INTERPHONE A LIAISON SECTEUR AIPHONE WA 21

L'interphone Aiphone WA 21 ne nécessite aucune installation. Se branchant sur une simple prise secteur (220 V), le système partant d'un poste chef peut inclure jusqu'à cinq postes secondaires.

Chaque combiné téléphonique est muni d'un voyant d'alimentation et d'un voyant d'occupation.

L'appel s'effectue par signal sonore, ou à la voix. Élégant, et peu encombrant, il peut être fixé au mur ou posé sur un meuble.



POINT DE VENTE EXCLUSIF
SONY

TRANSFERT
MUSIQUE

158 RUE DE CHARONNE
75011 PARIS • TEL. : 367.73.88

PIECES DETACHEES
SONY
DISPONIBLES EN STOCK
SONY
PRIX DE GROS
VENTE PAR CORRESPONDANCE

Pour faire du 220 volts à partir d'une batterie...
avec un convertisseur de tension



La consommation des convertisseurs «OCT» est très faible à vide, et leur rendement de $\pm 80\%$, ce qui augmente l'autonomie de la batterie qui les alimente.

RIEN D'EQUIVALENT A CE PRIX
SUR LE MARCHE

GARANTIE 1 AN,
PIECES et MAIN-D'ŒUVRE

Production d'un courant alternatif 220 Volts, signal carré, fréquence 50 Hz (aux normes contractuelles E.D.F.). Ce 220 Volts est régulé en tension, c'est-à-dire qu'il demeure stable alors que la tension batterie (qui se décharge) diminue au fil de l'utilisation. Un dispositif de coupure à batterie basse (10,8 Volts) permet de ne pas vider la batterie jusqu'à détérioration. Possibilité de fonctionnement en «floating» c'est-à-dire, convertisseur alimenté par une batterie qui reçoit elle-même la charge d'une génératrice (dynamo, alternateur, etc.) ou d'un chargeur en tampon. **Double protection**: 1° / par disjoncteur sur la basse tension (12 ou 24 V) en cas d'inversion accidentelle de polarité, ou d'intensité anormalement élevée - 2° / par disjonction électronique du 220 Volts en cas de surcharge à l'utilisation. La stabilité en fréquence et en tension des convertisseurs «OCT» les désigne particulièrement pour alimenter les téléviseurs sans risque de décrochage, ainsi que magnétophones, magnétoscopes, platines tourne-disques, dont les moteurs exigent une vitesse stricte de fonctionnement.

Convertisseurs, entrée 12 Volts courant continu / sortie 220 V alternatif:
OCT 121 - Puiss. 80 WATTS permanent / 160 Watts intermittent 1 630,00
OCT 122 - Puiss. 160 WATTS permanent / 300 Watts intermittent 1 795,00
OCT 123 - Puiss. 250 WATTS permanent / 375 Watts intermittent 2 150,00
Convertisseurs, entrée 24 Volts courant continu / sortie 220 V alternatif:
OCT 243 - Puiss. 250 WATTS permanent / 400 Watts intermittent 1 825,00
OCT 244 - Puiss. 400 WATTS permanent / 650 Watts intermittent 2.980,00
DOCUMENTATION SUR SIMPLE DEMANDE - EXPEDITIONS EN PORT DU S.N.C.F.

starel 148, rue du Château, 75014 Paris, tél. 320.00.33
Métro: Gaité / Pernety / Mouton-Duvernoy

Magasins ouverts toute la semaine de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h, sauf le dimanche et le lundi matin. Les commandes sont exécutées après réception du mandat ou du chèque (bancaire ou postal) joint à la commande dans un même courrier - Envois contre remboursement acceptés si 50 % du prix à la commande.

Bloc-notes

LE GESTE A LA PAROLE...
ET A LA VUE !



Ce mois-ci, notre confrère *Micro et Robots* propose à ses lecteurs un sommaire ambitieux.

Ainsi, au chapitre des bancs d'essais - et outre un test de l'Apple II C portable - la rédaction s'est offert le QL Sinclair.

Décrié dans la majorité des magazines spécialisés avant même qu'il n'existât au-delà du prototype, le QL commençait à prendre des airs d'«Arlésienne». En définitive, plutôt que de hurler avec la meute, *Micro et Robots* a acheté un QL (nouvelle version) directement chez le Lord du même nom, outre-Manche. Christian Tavernier raconte, fiévreusement, les charmes certains de cette machine.

Après avoir initié, pendant dix numéros successifs ses lecteurs au Basic, *Micro et Robots* entame une série d'articles similaires sur le langage Forth, beaucoup plus adapté à

la commande d'automatismes que le Basic. Et, joignant le geste à la parole, notre confrère propose la réalisation d'un micro-ordinateur programmable en Forth, grâce au circuit Rockwell R 65 F 11, et qui coûtera, dans sa plus simple configuration, moins de 1 500 F. Ce nouveau micro «Tavernier» connaîtra, par la suite, de nombreux périphériques.

Du côté des robots, les récentes études sur le marché U.S. montrent, toutes, l'explosion imminente du secteur de la vision artificielle. En réalité, le «saut de génération» (de la deuxième à la troisième) des robots, dans le sens d'une intelligence accrue, passe par la maîtrise visuelle de l'environnement et des tâches à accomplir. *Micro et Robots* consacre, donc, un dossier à la V.A.O. (Vision Assistée par Ordinateur), qui aborde l'ensemble des composantes de ce domaine passionnant (les CCD, les principes de traitement et d'analyse, et les principaux types de produits sur le marché). Par ailleurs, un long article d'un chercheur au CNRS, Jean Diebolt, amorce une série de sujets sur l'intelligence artificielle.

Et pour ne pas faillir à la tradition (et à l'actualité), *Micro et Robots* publie un reportage sur le Sicob 84 avec, à chaud, les impressions d'ensemble que ce salon a suscitées ainsi que la description de quelques produits remarquables.

ELC REPEND CENTRAD

La société ELC vient de reprendre de façon définitive les activités de la société Centrad.

Centrad représente 40 années d'expérience dans la mesure électrique et électronique avec une gamme allant du multimètre analogique au générateur de mire de télévision, en passant par fréquencemètres, sonomètres, générateurs etc.

ELC apporte le punch et la

jeunesse, mais aussi une gamme d'alimentations de qualité, complétée par des appareils de tableaux, des sondes d'oscilloscopes, etc.

La centralisation des services commerciaux et techniques à Annecy, ville particulièrement bien desservie par tous moyens de transport et de communication permettra une réponse accélérée aux demandes de la clientèle.

Bloc-notes

« OREILLES D'OR » ET POLLUTION ACOUSTIQUE

« Db », la revue américaine des professionnels audio, souève dans son récent numéro de mai 1984, un très intéressant problème. Un lecteur, homme de métier et d'expérience, s'étonne à juste titre, à propos de la fantastique acuité auditive des super-doués, aux « Oreilles d'Or », capables de performances extraordinaires, comme d'évaluer auditivement des différences entre connecteurs de microphones (un « Switchcraft » ne sonne pas comme un « Cannon »), tout en paraissant ignorer totalement des pollutions sonores bien réelles, qui devraient considérablement gêner des gens percevant des niveaux infinitésimaux, au-delà de 20 kHz.

Voici le problème : les appareils de télévision ou de contrôle visuel rencontrés, un peu partout dans les studios, rayonnent, par l'entremise de leurs bobines de balayage horizontal, des ondes sonores, dont la fréquence se situe habituellement entre 15 et 18 kHz (15 734 Hz pour le balayage horizontal NTSC, vers 18 kHz et au-delà pour l'affichage informatique). Ces ondes sonores sont parfaitement mesurables au sonomètre, et leurs niveaux aucunement négligeables. Un tube de 50 cm classique rayonne souvent 40 à 50 dB, à sa fréquence de balayage horizontal, dans la pièce où il fonctionne. On aurait mesuré 50 dB de pression acoustique (à 15 734 Hz) près des oreilles d'un technicien travaillant dans un studio de montage vidéo, seulement équipé de quatre petits écrans de contrôle (que dire alors d'un studio de TV, où les écrans de contrôle se comptent par douzaine).

Les « moniteurs » à grande définition sont souvent plus bruyants (50 à 80 dB de pression acoustique, au voisinage immédiat, vers 18 000 Hz). Ces niveaux n'ont rien de confidentiels et leurs fréquences très accessibles aux « Oreilles d'Or ». Or nul ne s'en plaint, pas plus que des résidus de la sous-porteuse des émissions modulées en fréquence, souvent accessibles au sonomètre.

Le lecteur de « Db » avoue sa déception. Sa foi, quant aux extraordinaires performances des « Oreilles d'Or », s'en trouve ébranlée.

Rien ne permet de nier l'existence de surdoués auditifs exceptionnels ; mais ils n'en sont pas moins hommes, et, tout comme les chaudronniers, il y a beau temps qu'ils n'entendent plus un bruit familier dont ils n'ont rien à craindre. Depuis des millénaires il en est ainsi, même si nos « Oreilles d'Or » tiennent leurs facultés de mutations génétiques. Peut-être « Lucy » était-elle encore plus surdouée auditivement ; sa perception des « micro-informations » de l'environnement était beaucoup plus nécessaire à sa survie.

« Lucy », au cas, bien improbable, où vous ignoriez son identité, est une très, très, très vieille jeune dame (plusieurs centaines de millénaires), découverte il y a quelques années, à peu près en bon état, dans le lit d'une rivière du territoire devenu le désert des Afars, où l'eau est plutôt rarissime. Ses découvreurs la baptisèrent « Lucy », en l'honneur d'un succès des Beatles, que leurs transistors répétaient alors, à longueur de journée.

R.L.

RECTIFICATIF

Dans notre article « Comment choisir son récepteur ou son transceiver de trafic » publié dans notre numéro 1708, il est bien évident qu'à la

page 117, 1^{re} colonne, 9^e ligne, il faut lire 50 kHz (et non pas Hz). La majorité de nos lecteurs auront certainement rectifié d'eux-mêmes !



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

Nom _____

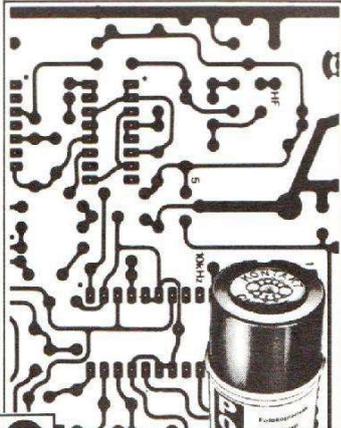
Adresse _____

P.E. Conseil

GRAVURE HAUTE DEFINITION

POSITIV 20 : résine photosensible pour dessin ou circuits imprimés

SUR TOUT SUPPORT



TORPEDO HP1

POSITIV 20

DOCUMENTATION GRATUITE

sur simple demande

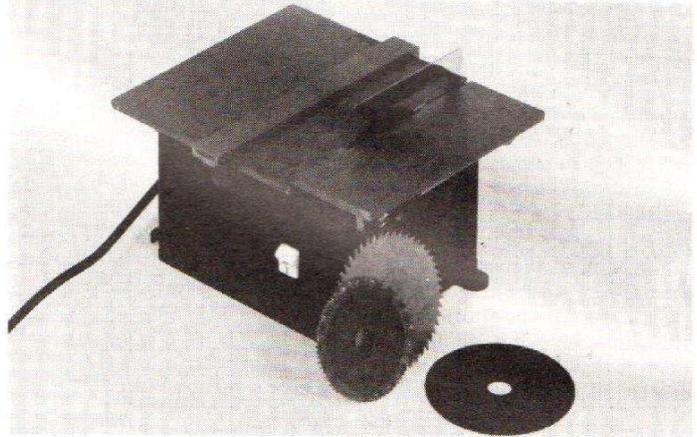
NOM: _____ PRENOM: _____

ADRESSE: _____

SLORA B.P.91-57602 FORBACH Cedex

Bloc-notes

SCIEZ VOS CIRCUITS
IMPRIMES :
DEUX METHODES
EFFICACES



Maxicraft (Applications Rationnelles) avait sorti, il y a quelques années, une machine à scier les circuits imprimés grâce à une meule à tronçonner mince, et de ce fait fragile. Cette firme propose aujourd'hui un disque à tronçonner pour sa scie circulaire. Ce disque, armé d'une trame de nylon, bénéficie d'une grande robustesse. Son épaisseur, de 1,4 mm, constitue un handicap, on paie la solidité du disque. Signalons aussi que les disques permettent de découper du profilé métallique léger et des matières plastiques comme le polystyrène (sans effort), ou de l'Altuglas de 3 mm.

La seconde « machine » proposée par Maxicraft est la scie sauteuse déjà commercialisée depuis quelques années. Le montage sur table rend son emploi facile et permet des découpes de formes complexes ; de l'aluminium pour la confection des faces arrière, des radiateurs, etc...

Pour ces deux machines, des guides permettent de découper des bandes.

A titre d'exemple d'utilisation : les coffrets de la mini chaîne présentée dans les colonnes du *Haut-Parleur* ont utilisé abondamment ces outils, aussi bien pour l'ébénisterie que pour le châssis.

sinclair

CALCULATRICE SCIENTIFIQUE PROGRAMMABLE

Dimensions
135 x 60 x 10 mm



PROMO
149F

- Fonctions en notation normales ou scientifiques
- 2 niveaux de parenthèses
- 79 pas de programme
- Capacité de 300 programmes
- Avec bibliothèque composée de 1 livret électronique, physique engineering, livret mathématique, livret finances générales et statistiques
- Mode d'emploi en Français
- Feutre
- Pile
- En coffret cadeau Dim. 285 x 220 x 75 mm • Port 35 F

YAKECEM 118, rue de Paris - 93100 MONTREUIL
Tél. 287.75.41 - Métro Robespierre
Du lundi au samedi de 9 à 12 et de 14 à 19 h

Bon de commande à retourner avec un chèque de 149 F + 35 F (port) = 185 F à YAKECEM - 118 rue de Paris, 93100 Montreuil.

Nom Prénom

N° et rue

Ville Code postal

BIBLIOGRAPHIES

DU ZX 81 AU SPECTRUM :
25 PROGRAMMES
Poche informatique n° 13
G. ISABEL

Cet ouvrage s'adresse aux débutants et à tous ceux qui s'intéressent au passage de l'une à l'autre machine. Chaque programme est proposé en deux versions voisines. L'une pour ZX 81 est utilisable avec 1 Ko de mémoire RAM, l'autre pour Spectrum, en reprenant la même idée, fait appel à la couleur, au son et aux possibilités intéressantes de cette machine. Un excellent exercice de transcription ou de modification de programmes.

Quelques programmes :

- chasse aux canards
- drapeaux
- fantaisies graphiques
- rebonds
- figures de lissajous
- grenouilles
- trigonométrie
- solitaire
- quadrifolium
- transformation de longueurs.

Un ouvrage format 11,7 x 16,5, 128 pages, couverture couleur.

Prix public TTC : 35 F.

En vente par correspondance à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Prix port compris : 45 F.

Bloc-notes

BIBLIOGRAPHIE

THEORIE ELEMENTAIRE DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS ET APPLICATIONS

par Alain TERRAS et
Richard JOFFRE

92 + XII pages,
25,5 X 15,4 cm
sous couverture souple
pelliculée
Eyrolles éditeur

Résultat de l'évolution de la technologie des semi-conducteurs et du progrès des techniques d'intégration, les amplificateurs opérationnels, popularisés par le célèbre $\mu A 741$, sont devenus d'un emploi aussi courant que le vulgaire transistor d'il y a vingt ans. L'ouvrage de A. Terras et R. Joffre se veut faire le tour, à un niveau proche de celui des classes terminales du secondaire, des multiples applications de ces circuits qui sont, de nos jours, accommodés à toutes les sauces. Vaste pro-

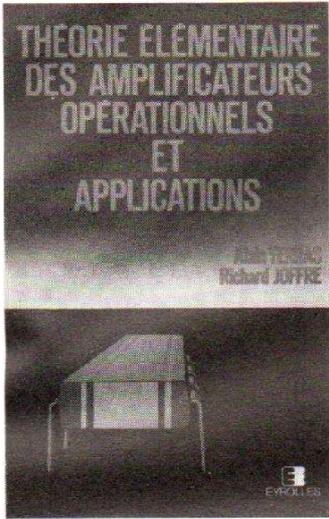
gramme qui ne peut être réalisé que si l'on ne se perd pas dans le détail.

Telle est la démarche suivie par les auteurs qui, après quelques pages de définitions et de généralités sur les amplificateurs opérationnels — ce qui implique quelques rappels des bases fondamentales des circuits électriques —, abordent très vite la constitution de ces « amplis op » et les montages fondamentaux qui les mettent en œuvre. Viennent ensuite les générateurs continus (de tension et de courant) avec un exemple, schématique, d'alimentation stabilisée. A la fin du chapitre suivant, qui a trait aux dispositifs à seuil, le lecteur sera à même de comprendre comment réaliser une diode « idéale », un redressement double alternance et un trigger de Schmitt, tout comme celui dévolu aux générateurs de signaux lui enseignera l'essentiel quant aux oscillateurs

et autres bascules. L'ouvrage se termine sur les filtres actifs avec leurs différentes structures possibles, compte tenu de leur rôle, et des moyens mis en œuvre : filtres actifs à contre-réaction simple, à contre-réaction multiple, à source contrôlée à réaction simple... en donnant chaque fois avantages et inconvénients du système envisagé.

Certes, le livre de A. Terras et R. Joffre s'adresse aux débutants et, même pour ceux-là, sa lecture se fera sans grande difficulté, d'autant que sa présentation est claire et aérée. Notre seul regret nous vient justement en pensant au public auquel s'adresse l'ouvrage : pourquoi ne pas avoir utilisé la page blanche, à la fin, pour donner une bibliographie sommaire, permettant au lecteur intéressé d'en savoir plus sur le sujet en se perfectionnant ?

Ch. P.



NOUVEAU
MAGASIN

84, Bd BEAUMARCHAIS
75011 PARIS • 3386000

MONITEUR ASSEMBLEUR

- ASSEMBLEUR DOUBLE PASSE
- LABELS ILLIMITES
- RECHERCHE DES LABELS
- PSEUDO-INSTRUCTIONS
- FONCTION TRACE
- DUMP
- ORG X.Y
- LISTING SOURCE EN BASIC
- ASSEMBLEUR SIMPLE PASSE
- SAUVEGARDE SOURCE ET OBJET
- DESASSEMBLEUR

CHEZ VOUS EN 48 HEURES!

nom	prenom	
adresse	c.p.	
tel	ville	montant total : 160 f
date	signature	
contre remboursement <input type="checkbox"/>		
reglement joint <input type="checkbox"/>		

84, Bd BEAUMARCHAIS
75011 PARIS • 338 60 00

Bloc-notes

LES CHAINES « SYSTEM » DE TOSHIBA

Toshiba présente deux nouvelles chaînes puissantes et dotées de nombreux perfectionnements techniques : les System 33 et System 22.

Le **System 33** comporte un amplificateur de deux fois 60 W (SB-M33), un tuner à synthétiseur (ST-S33L), un magnétocassette à automatismes et réglages multiples (PC-G33) et une platine semi-automatique à quartz (SR-D33).

L'amplificateur SB-M33 se caractérise notamment par la présence d'un réglage de tonalité de type paramétrique : non seulement l'atténuation des graves et des aigus est réglable, mais encore les fréquences charnières le sont aussi. Le tuner ST-S33L, à trois gammes d'ondes, indique les fréquences sur son affichage fluorescent ; il permet la mise en mémoire de douze stations,



dont six en FM. Le magnétocassette PC-G33, deux moteurs, est commandé par un clavier électronique qui interdit les fausses manœuvres ; son système réducteur de souffle

est double : Dolby B et Dolby C ; le réglage de préamplification en fonction du type de bande s'opère automatiquement (pour les puristes, un réglage fin manuel est possible) ;

enfin, ce magnétocassette est équipé d'un dispositif de recherche automatique des séquences. La platine tourne-disque SR-D33 possède les attributs d'un appareil haut de gamme : entraînement direct, verrouillage de la vitesse par quartz.

Le **System 22** est légèrement moins puissant. L'amplificateur SB-M22 fournit deux fois 40 W ; il permet l'alimentation de deux paires d'enceintes distinctes. Le tuner ST-U22L, à trois gammes, est à faible taux de distorsion. Le magnétocassette PC-G22 existe en deux versions, l'une équipée du Dolby B et l'autre équipée des Dolby B et C ; son mécanisme est du type asservi (clavier à « touches douces »). La platine SR-B22 est semi-automatique.

COMBATTONS L'INFLATION AVEC LA MARQUE

VISION®

LA MARQUE QUI MONTE

V.H.S.

E 30 (30 mn) **43 F**
E 60 (60 mn) **46 F**
E 90 (1 h 30) **48 F**
E 105 (1 h 45) **52 F**
E 120 (2 h) **59 F**

E 135 (2 h 15) **63 F**
E 150 (2 h 30) **66 F**
E 180 (3 h) **69 F**
E 240 (4 h) **99 F**

ENFIN DISPONIBLE
VHS 4 h (E 240)
Beta 3 h 15 (L 750)

BETAMAX

L 125 (30 mn) **47 F**
L 250 (65 mn) **53 F**
L 370 (1 h 35) **57 F**
L 435 (1 h 55) **59 F**
L 500 (2 h 10) **61 F**
L 750 (3 h 15) **79 F**

LA CASSETTE VIDEO DU XX^e SIÈCLE
AU "TOP" NIVEAU DE LA QUALITÉ TECHNIQUE
IMPORTATION DIRECTE SANS INTERMÉDIAIRE

PAR ACHAT DE 10 CASSETTES DU MEME TYPE
LA 11^e EST GRATUITE
par quantité importante : prix spécial. nous consulter.

PLUS DE 200000 UTILISATEURS SATISFAITS ONT RÉALISÉ
D'IMPORTANTES ÉCONOMIES AVEC VISION

SANS QUANTITÉ MINIMUM. POUR LA PROVINCE* : Frais de port et d'emballage en sus (paquet recommandé Urgent). AJOUTER POUR : 1 cassette : 19 F, 2 à 3 cassettes : 25 F, 4 à 6 cassettes : 30 F, 7 à 9 cassettes : 39 F, 10 à 12 cassettes : 40 F, 13 à 14 cassettes : 44 F. Pas d'envoi contre remboursement, joindre à la commande règlement + frais de port. Au dessus de 14 cassettes, les frais de port sont payables à réception du colis. Livraison SERNAM.

*TARIF FRANCE METROPOLITAINE POUR LES FRAIS D'ENVOI

CONTINENTAL DISTRIBUTION

S.A. AU CAPITAL DE 5.000.000 F
7, bd de Sébastopol 75001 PARIS - Tél. 236.75.33
Télex : 215 358 CONTIDI
Aéroport Charles de Gaulle ROISSY
(B.P. 20320) Tél. 862.25.21.
T.I.P. Z.A. de Courtabœuf - Av. du Parana
91940 Les Ulis - Tél. 907.78.44

A Paris, magasin ouvert de 10 h à 19 h, du lundi au samedi
A Roissy, magasin ouvert tous les jours de 7 h à 22 h
A Courtabœuf, ouvert du lundi au vendredi de 10 h à 18 h

Bon de commande à retourner à: **CONTINENTAL DISTRIBUTION** 7, bd de Sébastopol - 75001 Paris

NOM : _____ PRENOM : _____

ADRESSE : _____

COMMANDE : **VHS** : _____ **BETAMAX** : _____

E 60 X _____ **E 90 X** _____ **E 105 X** _____ **E 120 X** _____ **L 125 X** _____ **L 250 X** _____ **L 370 X** _____

E 135 X _____ **E 150 X** _____ **E 180 X** _____ **E 240 X** _____ **L 435 X** _____ **L 500 X** _____ **L 750 X** _____

(voir: tarif cassette joint - Barème pour frais d'expédition ci-dessus).

Pour un total de _____ F. que je règle par chèque ci-joint

Date : _____ Signature : _____

HP 15.10.84

Bloc-notes

BIBLIOGRAPHIE

André CHAILLÉ : « Le guide d'achat de votre magnéto-copie ». 162 pages, format 9,5 X 18,5 cm sous couverture souple. Editions Paul Montel. Prix : 35 F.

**Le Guide
d'Achat
de votre
Magnétoscope**

MAGNETOSCOPE

*Tous les nouveaux modèles
Tous les prix
Les performances
Les qualités, les défauts*

97 appareils analysés

Les éditions Paul Montel, longtemps spécialisées dans la technique photographique, se sont fait connaître des aficionados de la vidéo avec un excellent ouvrage de René Bouillot - « La vidéo d'amateur » - dont nous avons rendu compte en son temps. Elles récidivent aujourd'hui avec « Le guide d'achat de votre magnéto-

copie » dû à André Chaillé, pseudonyme sous lequel se cache un journaliste expert en ce domaine (et en bien d'autres). En tant que guide d'achat, vous trouverez dans ce petit livre des indications de prix sur 97 appareils - magnétoscopes de salon et portables, caméras vidéo et caméscopes - disponibles sur le marché français avec, pour chacun d'eux, un récapitulatif des caractéristiques et performances assorti d'un bref commentaire sur les points forts et les faiblesses des modèles envisagés.

Toutefois, afin que le lecteur soit à même de bien comprendre toutes les subtilités d'une classification employant des termes inconnus du néophyte, André Chaillé consacre une quarantaine de pages à présenter et définir les différents éléments constitutifs des appareils passés en revue, leur fonctionnement, leur branchement et leur utilisation. C'est dire que le lecteur sera à même, dès l'assimilation de cette partie, facile d'abord, d'avoir des idées nettes et précises quant à ce qui apparaît comme un jargon sibyllin au non-initié.

En définitive, un ouvrage qui permettra de prendre efficacement contact avec la vidéo et, ce qui ne gêne rien, à un prix très abordable.

P. Ch.

ANNUAIRE 1984 DES LOGICIELS D'ENSEIGNEMENT

La didacthèque du Cesta, bibliothèque de logiciels éducatifs, constitue une vitrine des réalisations françaises en matière d'EAO. Elle met à la disposition des professionnels intéressés les matériels et logiciels déposés au Cesta par les éditeurs, concepteurs, distributeurs et sociétés de service.

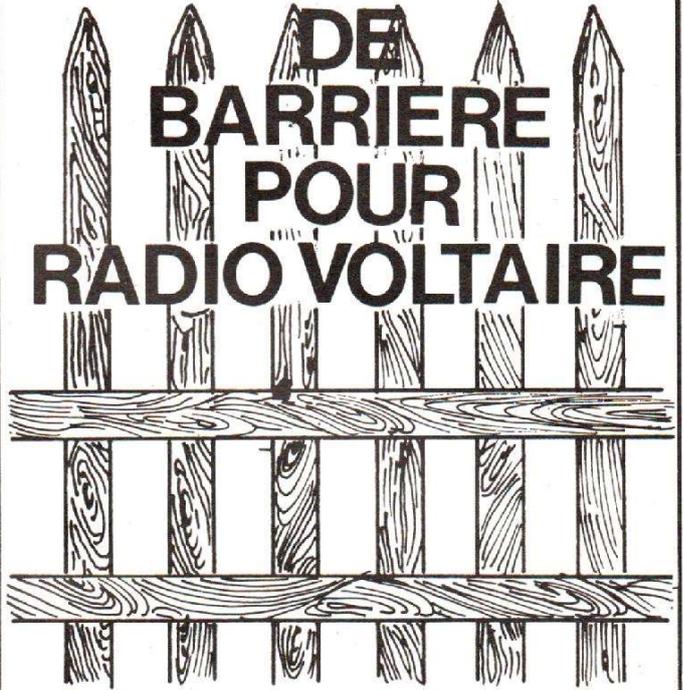
L'annuaire que vient d'éditionner le Cesta donne une description par fiche des 200 logiciels d'enseignement catalogués à ce jour à la didacthèque, et classés par discipline : langues, français, géographie, démographie, économie, gestion,

comptabilité, physique, chimie, sciences naturelles, médecine, mathématiques, informatique, techniques industrielles, disciplines diverses...

Chaque fiche indique le titre, l'auteur, le fournisseur, le public visé, les connaissances particulières requises, la durée, le temps moyen d'utilisation, le support, la configuration, le constructeur, le langage, la date de lancement, le commentaire technique, le commentaire pédagogique.

Pour tout renseignement : Cesta, 1, rue Descartes, 75005 Paris.

PAS DE BARRIERE POUR RADIO VOLTAIRE



En Stock

BISHOP GRAPHICS

ELMA

GENERAL  ELECTRIC

**INTERNATIONAL
RECTIFIER**

JAHNICHEN & Cie

OKATRON

**RTC - COGECO
SIGNETICS**

**TEXAS
INSTRUMENTS**

RAPY 6



RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle

7, avenue Parmentier - 75011 Paris
Tél. : (1) 379.50.11 - Télex 680.952 F

DANS LE NUMERO
D'OCTOBRE
D'AUDIO VIDEO MAGAZINE



La suite du guide de la distribution : le nom et les adresses des importateurs et constructeurs de matériel radio, TV, Hi-Fi, vidéo, le nom des

responsables, les marques distribuées. Le premier volet est paru dans le numéro de septembre. On peut se procurer les trois numéros (septembre, octobre, novembre) pour constituer ce répertoire complet à *Audio Vidéo Magazine*, 2 à 12, rue de Bellevue. Prix des trois numéros : 63 F. Pas d'envoi contre remboursement.

Caméra vidéo : camescope ou vidéomovie ? VHS-C ou 8 mm ? Beta ou VHS ? Pal ou Secam ? l'embrouille est totale. Quel système choisir ? Quel matériel acheter ? Pour quelle utilisation ? A quel prix ? Dans quel standard ? Où demander conseil ?

Informatique : les stratégies commerciales des marques de micro-informatique (Thomson, Oric, Tandy, Exelvision, Phi-

lips, Apple, Atari, Canon, Sanyo), le point sur le MSX.

Conjoncture :

— Les pronostics du Simavelec pour la fin de l'année : les produits vidéo et TV en hausse. La baisse de la Hi-Fi et de l'audio devrait se poursuivre au second semestre.

— Indicateur Nielsen : les tranches de prix extrêmes par types de produits Hi-Fi, en 1982 et en 1984.

— Sur le marché des cassettes vidéo, après les bagarres de l'été, une accalmie prévisible.

Au salon de Düsseldorf, les standards japonais dominaient, avec l'arrivée du micro-ordinateur MSX et les VHS fabriqués en Europe par Philips et Grundig. A noter encore l'existence de compactdisc à changeurs et la multiplication des installa-

tions pour la réception par satellite, l'absence du 8 mm. Mais la présence de nombreux vidéomovie ; lancement prévu en France début 1985.

Le point sur le droit de la faillite : la séparation des pouvoirs entre administrateur judiciaire et syndic, la procédure simplifiée excluant le principe de la location-gérance, la suppression de la présomption de faute du chef d'entreprise, la limitation du pouvoir des fournisseurs, l'accroissement des contraintes imposées aux fournisseurs.

Comment financer un système informatique. Faut-il emprunter pour acheter ferme ou faut-il louer le matériel en utilisant la formule du crédit-bail. Dans les deux cas, quelles sont les conditions offertes.

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.

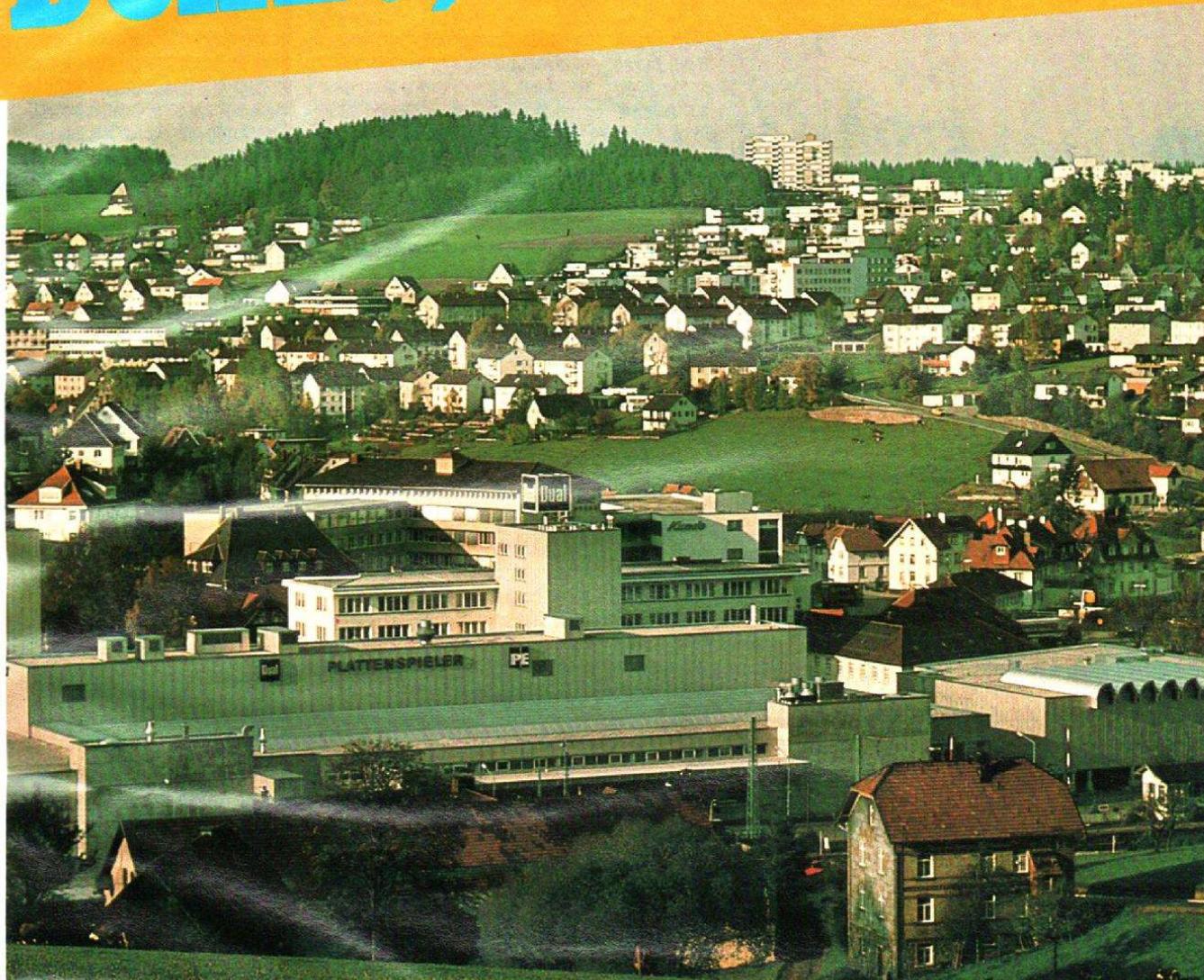
- 59, rue du Cardinal Lemoine - 75005 PARIS
- Métro Cardinal-Lemoine
- 99, rue Monge - 75005 PARIS
- Métro Censier-Daubenton
- 37, rue Dauphine - 75006 PARIS
- Métro Odéon
- 40, bd de Stalingrad - 94500 CHAMPIGNY
- RER A Champigny.

*(sur les prix généralement pratiqués).

Téléphone : 337.42.22

Hifissimo%
Jean Patrick Grumberg

DUAL : ÇA TOURNE !



S'agissant de platines tourne-disques analogiques, un nom vient bien souvent à l'esprit : Dual. Cette notoriété n'est pas due au hasard : la firme ouest-allemande a une longue et indiscutable expérience dans ce domaine et au fil des ans, cette expérience s'est étendue à tous les composants constituant une chaîne Hi-Fi.

Depuis peu, Dual s'est même mis à l'heure de la vidéo, celle qui intéresse le grand public. Un voyage d'études en Allemagne de l'ouest nous a permis de mieux appréhender la réalité de cette société qui a su conserver et dynamisme, et sens de l'innovation, en dépit d'une conjoncture économique fluctuante.

HISTORIQUE

St-Georgen, Forêt Noire, RFA.
C'est là, dans un cadre verdoyant où les sapins marquent l'horizon où que se porte le regard, que Dual est

établi depuis le début du siècle. A cette lointaine époque, il n'était pas encore question de tourne-disques et encore moins de Hi-Fi mais de phonographes et de gramophones. A St-Georgen, comme dans le reste

de la vallée et même toute la Schwarzwald, on travaille surtout à la fabrication des célèbres – ils le sont encore aujourd'hui – « coucous »... Qui dit horlogerie sous-entend bien souvent mécanique de précision et c'est justement la spécialité des frères Steidinger, Christian et Josef, qui s'orientent, dès 1907, vers une nouvelle activité : la construction de mécanismes pour phonographe. Malgré des débuts difficiles dans cette entreprise, les affaires ne tardent pas à prospérer, avec quelques dissensions entre les deux frères puisque Josef quitte son frère en 1911 pour fonder sa propre société de mécanismes : Perpetuum-Ebner PE. Après une pause due à la Première guerre mondiale – période pendant laquelle Christian met les phonographes en veilleuse au profit de

l'effort de guerre – la société repart de plus belle dans son activité de constructeur de mécanismes, avec augmentation progressive de la surface des locaux.

1927 marquera un tournant pour la firme : une nouvelle invention – nouvelle pour le grand public qui commence à y avoir accès – soulève l'enthousiasme du monde entier et effraie l'industrie du phonographe : la TSF. Va-t-elle supplanter le phonographe ? Rice et Kellogg viennent d'inventer le haut-parleur à bobine mobile. Ne serait-il pas possible d'associer aussi l'électricité à la mécanique ? Et cette année là, la société exposera à la foire d'automne un dispositif d'entraînement original constitué par l'association d'un mécanisme à ressort et d'un moteur électrique, moteur « dual »

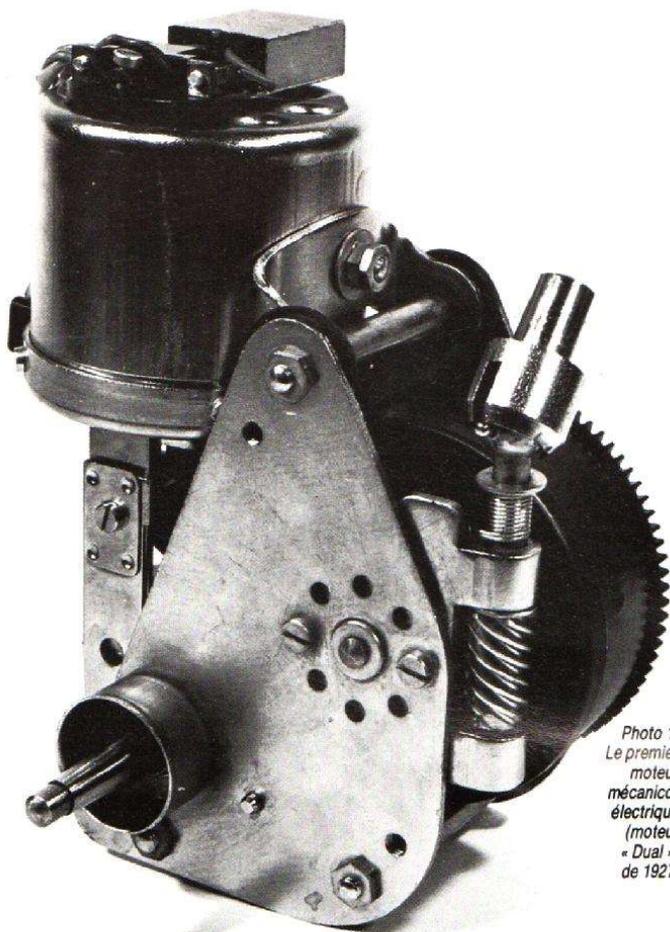


Photo 1.
Le premier
moteur
mécanico-
électrique
(moteur
« Dual »)
de 1927.

donc qui, en 1935, donnera son nom actuel à la firme de St-Georgen. Alors commence l'ère du développement des moteurs électriques et comme la reproduction du disque est devenue possible par la partie BF des récepteurs radio, les services techniques mettent au point une autre nouveauté : un « pick-up » magnétique. L'heure de la platine Dual a sonné.

Malgré les destructions de la Seconde guerre mondiale, l'entreprise reprendra, une fois encore, très vite ses activités et :

– En 1949, Dual exposera au Salon de la radio de Berlin, y présentant le premier changeur de disques, la Dual 1000.

– En 1950, la force d'appui est passée à 6 g contre 100 g, moins de dix ans plus tôt.

– En 1951/52 sortie d'une nouvelle gamme, à 3 vitesses, dont les 33 et 45 tr/mn pour les disques microsillons qui viennent d'être introduits en Europe.

– En 1952, Dual sort la première cellule à cristal (piezo) avec des cristaux de sa propre fabrication.

– En 1953, la gamme est complétée par des études d'électrophones.

– En 1956, pour la première fois, des électrophones Dual, avec amplificateur et haut-parleur, sont mis sur le marché.

– En 1958, la stéréophonie devient universelle et Dual présente dès la

nouvelles conceptions de platines, magnétophones, amplificateurs et haut-parleurs.

– En 1963, la platine Dual 1009 Hi-Fi apporte de nouveaux critères de prix et de performances. 1 250 personnes sont alors employées.

– En 1971, prise en charge de la société Perpetuum-Ebner.

– En 1973, sortie de la première platine Dual à entraînement direct, la 701.

– En 1974 apparaît le premier magnéto-cassette Hi-Fi Dual, le C901 Hi-Fi.

– En 1975, c'est au tour de la première platine avec entraînement par courroie, la Dual 601.

– En 1976, près de 4 000 personnes travaillent dans les neuf usines du groupe Dual.

Si la fabrication des magnétophones à bobine ouverte a été abandonnée, la société propose tout ce qui est nécessaire pour composer une chaîne Hi-Fi. Le rack Hi-Fi, si banal de nos jours, n'a-t-il pas été

économique ? Résultat de la bataille de prix fratricide que se sont livrés les constructeurs allemands à la fin de la précédente décennie ? Erreurs de marketing ?...

Peut-être un peu de tout cela à la fois... Toujours est-il qu'au début de l'année 1982, et tout comme Nordmende et Saba l'avaient fait quelque temps avant elle, l'entreprise entre dans le groupe Thomson-Brandt. Plusieurs « dégraissages » énergiques s'étaient révélés insuffisants pour préserver son autonomie.

Depuis, avec une situation financière assainie, et avec le savoir-faire que confèrent 84 années d'existence, Dual est reparti du bon pied comme le prouvent ses dernières réalisations dans le domaine de l'audio.

ACTUELLEMENT

Il est un domaine où Dual a acquis



Photo 2. – M. Haettich, directeur de l'export, M. Kühn, responsable de Dual, et M. Georges Laugier, directeur général de Dual-France.

foire de Hanovre ses propres cellules stéréo et des platines adaptées.

– Dès le début des années 60, l'essor décisif est préparé. Dual se consacre à l'amélioration et à de

proposé par Dual dès la fin des années 1960...

Et puis, vient peu à peu le reflux. Concurrence des extrêmes-orientaux ? Difficultés dues à la crise

une expérience peu commune et une réputation mondiale : c'est celui des platines tourne-disques. 700 000 platines sont fabriquées annuellement à St-Georgen par

DUAL:ÇA TOURNE!

quelque 600 employés et, si la France continue à être le premier client à l'exportation pour l'ensemble des produits Dual, c'est l'Amérique du Nord (USA + Canada) qui tient la tête pour ce qui concerne les platines tourne-disques.

Dual avait commencé à se pencher sur le lecteur de « Compact-disc » dès le début des années 1980 et l'on se souvient sans doute du Festival international du son de Paris 1981 où pas moins de cinq prototypes différents avaient été présentés.

Les connaissances acquises alors dans cette spécialité qu'est l'électronique numérique portent leur fruit puisqu'il nous a été donné de voir, à St-Georgen, deux versions très « up-to-date », des lecteurs de la deuxième génération, avec décodage 16 bits vrais, tiroir ouvrant pour le disque et refus de lecture si le disque est mal positionné, possibilité de programmation de 99 plages, affichage numérique du temps écoulé et du temps restant... Des modèles très sophistiqués qui devraient faire leur apparition, tant sur le marché français qu'allemand, au printemps prochain.

D'autre part, et c'est une nouveauté quant à la philosophie de Dual, la firme a également – prête à la fabrication – une platine à bras tangentiel qui lui permettra d'augmenter ses parts de marché. A vrai dire, si la platine à bras tangentiel – qui fait reprendre à la pointe lectrice la position du burin graveur – est séduisante à l'esprit, pratiquement cet avantage n'est pas décisif puisque cela se paie au prix d'un moins bon rapport signal/bruit, au niveau du rumble, par rapport à un bras pivotant classique.

Une autre nouveauté, et là il s'agit d'électronique, nous est annoncée pour les mois qui viennent. Comme quoi les laboratoires de recherche et développement font travailler leur imagination et leurs cellules grises. Ces services R et D se trouvent regroupés à Villingen, siège de Saba, avec ceux des autres firmes allemandes du groupe, de même qu'en France, les services R et D des quatre firmes françaises de Thomson-Brandt sont étroitement associés au Centre d'Angers. Il existe d'ailleurs une collaboration étroite et suivie entre Villingen et Angers. En dépit de cela – quoi que cette façon de procéder permette de mieux préciser les axes de re-

cherche et, tout en unifiant les diverses équipes, d'éviter les recouvrements et d'être plus économique – Dual dispose d'une large autonomie pour la commercialisation de ses produits.

La visite du centre de production de St-Georgen devait nous faire découvrir une fabrication des divers éléments automatisée autant que faire se peut, avec des tours et fraiseuses de précision à commandes numériques. En ce qui concerne le montage, les lignes d'assemblage sont encore essentiellement manuelles parce qu'il n'est pas possible de faire autrement.

Globalement, l'usine n'a rien à envier à ce qu'il y a de mieux au Japon, s'agissant de la fabrication de platines tourne-disques parce qu'il est impossible de descendre en dessous d'un certain pourcentage de main-d'œuvre pour parvenir au produit fini dans ce type d'activité, contrairement à ce qui se passe en électronique où une part plus large peut être réservée à l'automatisation. Au fil des fins de chaîne, on peut constater que Dual ne fabrique pas seulement pour sa propre marque mais aussi pour d'autres partenaires au sein du groupe Thomson-Brandt et même pour des firmes qui y sont extérieures, telles Grundig, ITT, Schneider (société allemande qu'il ne faut pas confondre avec le Schneider français)... Mais

européen : 15 000 platines dans un cas et 100 000 platines dans l'autre. Analogique pas mort ! D'ailleurs en 1985, il est prévu que un million de platines tourne-disques sortiront de St-Georgen, conjointement avec les premiers lecteurs de « Compact-disc » Dual « made in Germany ». Et puisque Dual est la seule firme allemande – et européenne avec Philips et B & O – solidement implantée aux USA où le « Compact-disc » se développe plus rapidement que sur les autres marchés, on peut s'attendre à voir les exportations augmenter dans cette direction.

Nous avons pu aussi apprécier la multiplicité des contrôles menés en permanence pour assurer un parfait suivi de la qualité de la fabrication : courbe de réponse, pleurage et scintillement, rapport signal sur bruit, vérification des vitesses et des automatismes... rien n'est laissé dans l'ombre. Ce temps supplémentaire consacré à la bonne concordance avec les spécifications augmente, certes, le prix de revient et pourtant il faut rester compétitif du point de vue prix face à la concurrence... La disposition adoptée subira d'autre part quelques changements très prochaine-

ment, quand la production du lecteur « Compact-disc » sera mise en place, une production qui a nécessité un gros investissement de la part de Dual, mais il est vrai que les

paris sur l'avenir – et celui-là est de tout repos quant à son issue favorable – ne se font pas sans une mise de fonds initiale que justifie l'ampleur de l'enjeu. * Quoi qu'il en soit, le tourne-disque analogique a encore quelques bonnes années devant lui et l'on voit mal un discophile averti mettre à la poubelle sa précieuse collection de gravures « à sillon » sous prétexte que le numérique existe. D'abord parce que toutes les interprétations n'existent pas, loin s'en faut, en « Compact-disc » – certaines n'existeront même jamais, y compris sous forme de repiquage – et puis aussi parce qu'il nous semble que nombre de ces possesseurs voudront approcher, avec leurs disques analogiques, les performances des disques numériques qu'ils auront pu écouter. Et c'est pourquoi, les fabricants de platines tourne-disques et de cellules (Dual fait appel à des Ortofon et à des Audio-Technica) ne cessent de perfectionner les produits qu'ils proposent à la vente.

Pour sa part, Dual, en ce qui

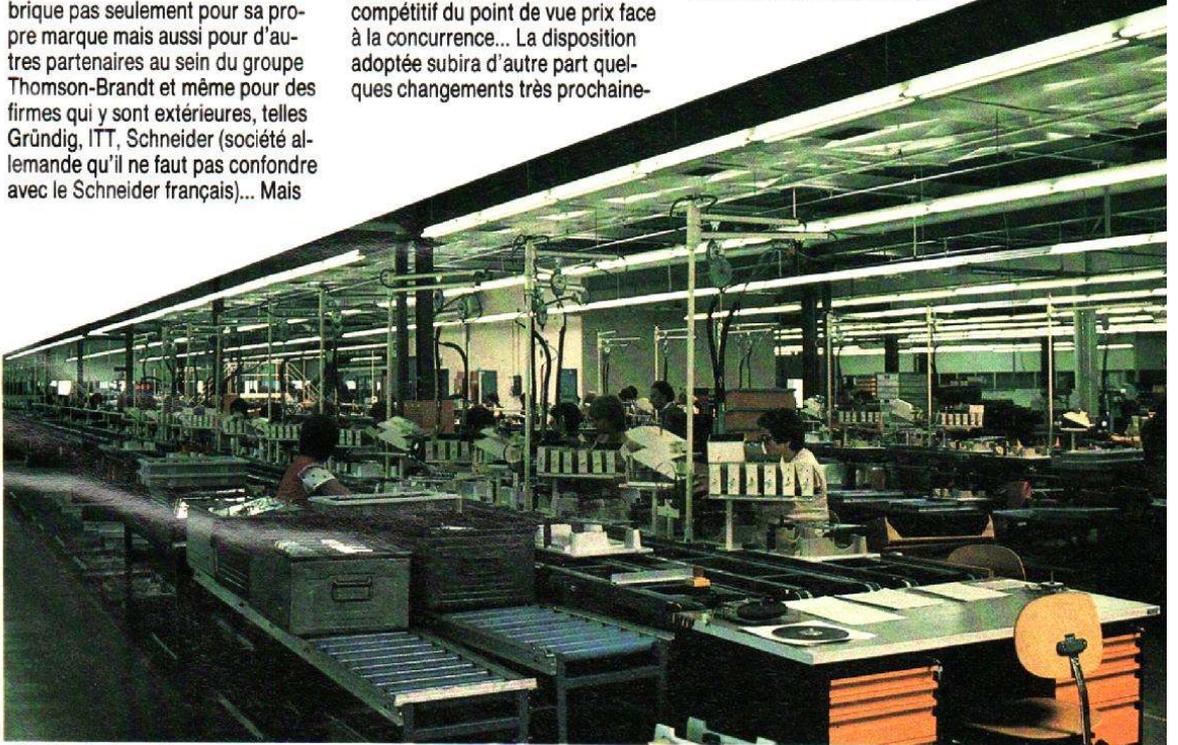


Photo 3. – Les lignes d'assemblage.

la plus grande fierté de M. Kühn, responsable de Dual, est d'avoir reçu commandes de deux constructeurs japonais pour équiper des chaînes Hi-Fi destinées au marché

concerne la technologie des platines tourne-disques, s'est attaché à développer des solutions aux problèmes mécaniques et électro-acoustiques que posent encore les

concerne la technologie des platines tourne-disques, s'est attaché à développer des solutions aux problèmes mécaniques et électro-acoustiques que posent encore les

platines de notre époque. C'est ce que nous allons voir ci-après en examinant les différents aspects. S'agissant des platines TD, les efforts de Dual ont porté sur les points suivants :

DUAL :ÇA TOURNE!



Photo 4. - Les réglages et contrôles sont soit manuels...

- Le bras de lecture
- L'entraînement
- Le châssis
- Le confort d'utilisation.

* Il en sera probablement de même pour l'amplificateur 2 x 200 WRMS numérisé que nous devions découvrir par la suite au « Hi-Fi Vidéo » 84 de Düsseldorf, postérieurement à notre passage à St-Georgen, et ce bien qu'il n'en ait pas été question lors de notre visite chez Dual.

LE BRAS DE LECTURE

Il utilise la technique ULM (Ultra Low Mass = masse ultra-légère) qui implique un bras de lecture, cellule comprise, représentant une masse effective inférieure à 8 grammes. Quelle est l'importance, d'un



Photo 6. - Un travail qui conserve un côté artisanal.



Photo 5. - ... soit automatisés.

point de vue pratique, d'une telle orientation ?

● Les ondulations d'un disque sont plus ou moins importantes et, par ailleurs, l'excentricité du trou central du disque est plus ou moins marquée. En conséquence de quoi le mouvement du bras de lecture se révèle très complexe ainsi que le résultat de diverses sollicitations. Un bras de lecture sans masse n'opposerait aucune réaction à ces mouvements ; malheureusement un tel bras ne peut être qu'utopique et physiquement impossible à concevoir autrement que par la pensée. Un bras de lecture réel présente

toujours une certaine masse et oppose, de par son inertie, une force contraire aux mouvements extérieurs qui le sollicitent.

Il modifie donc, de façon permanente, et la force d'appui et la position de la pointe lectrice dans le sillon du disque.

Des mesures précises ont montré que la force d'appui qui en résulte varie jusqu'à $\pm 20\%$ de la force d'appui nominale. Dans la partie basse (creux) d'un disque ondulé, la pointe lectrice est soumise à des forces plus élevées alors que celles-ci sont moindres dans les parties hautes (crêtes), ce qui se traduit alors par un contact moins bon

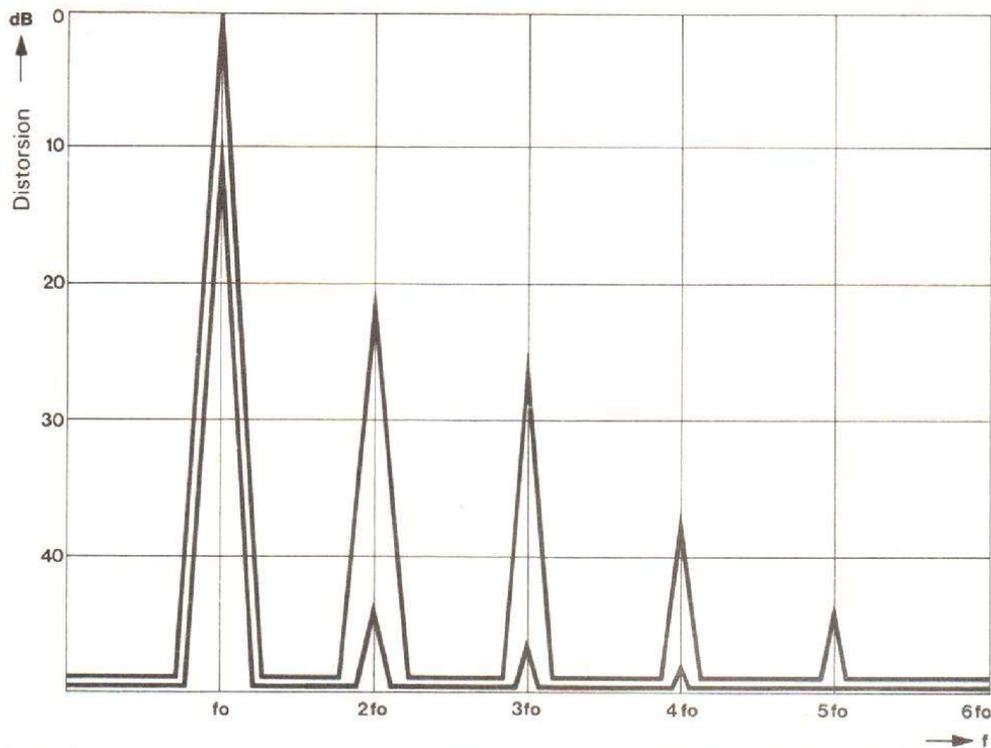


Fig. 1. — Taux de distorsion en fonction de la masse du bras. Force d'appui 0,9 p (1 p = 10 mN); amplitude 80 μ . $f_0 = 300$ Hz. Lecture sur disques voilés $\pm 0,5$ mm. Dent de scie du haut : masse du bras : 18 g ; taux de distorsion total : 11,5 %. Dent de scie du bas : masse du bras : 6,5 g ; taux de distorsion total : 0,56 %.

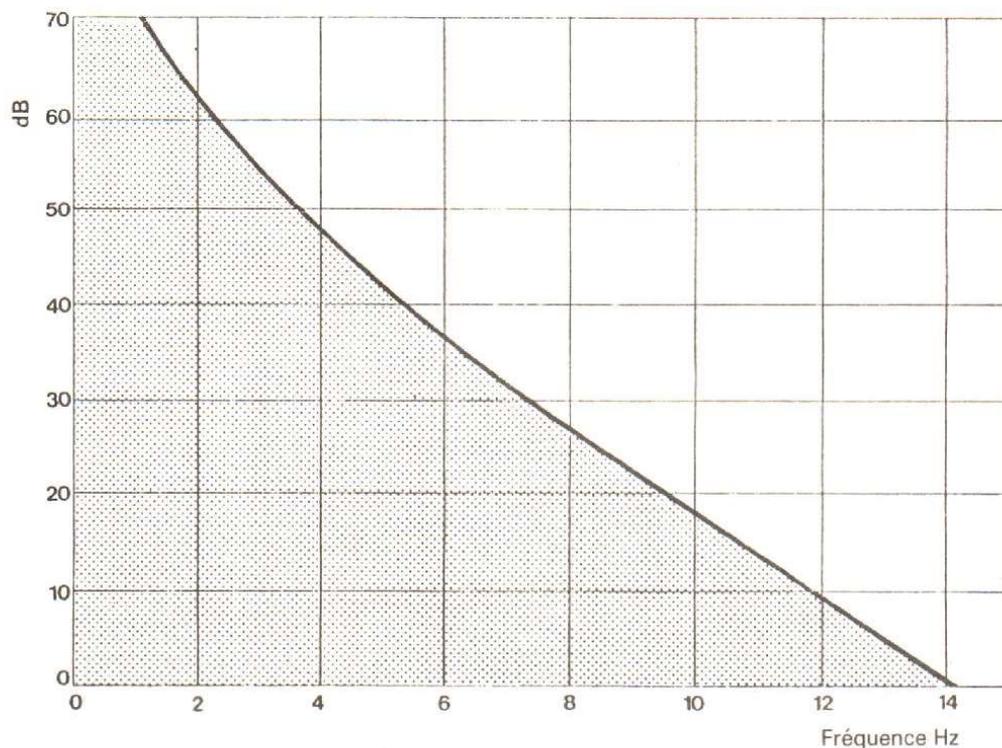


Fig. 2. — Spectre de bruit d'une platine tourne-disque avec un disque générateur de fréquences parasites.

entre la pointe de lecture et le sillon.

Pratiquement, il en résulte :

— Une distorsion harmonique accrue et audible à la lecture.

Une plus grande rapidité d'usure de la pointe de lecture et du disque.

Sur un bras de lecture ULM, de masse totale effective réduite avec comme conséquence un moment d'inertie plus faible, ces effets pernicieux sont minimisés.

A titre d'exemple, on pourra se reporter à la figure 1 qui compare la distorsion d'un bras de lecture de masse effective 18 g et celle d'un bras ULM de 6,5 g de masse effective. La distorsion harmonique passe de 11,5 % pour le premier à 0,56 % pour le second...

Par ailleurs, un bras de lecture équipé de sa cellule dont la pointe repose sur le disque constitue un système oscillant ; comme tout système de ce type, il présente, soumis à une excitation extérieure, une courbe de résonance dont la fréquence propre f_r — maximum de cette courbe en fonction de la fréquence — est donnée par la relation :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C.M.}} \quad (f_r \text{ en hertz}) \quad (1)$$

avec : C : compliance de la cellule en mètres/newton,

M : masse effective du bras de lecture en kilogrammes.

(En fait, ces unités sont trop grandes et habituellement C est exprimé en micromètres/millinewtons dans le système SI ou encore en cm/dynes dans le système Cgs.)

Une très bonne cellule magnétique, à hautes performances, se caractérise par une compliance élevée, par exemple :

$C = 30 \mu\text{m/mN}$ (ou $30 \cdot 10^{-6}$ cm/dynes) ce qui donne une fréquence $f_r = 6,9$ Hz pour 18 grammes de masse effective totale du bras de lecture et $f_r = 10,3$ Hz pour 8 grammes de cette même masse. Pour obtenir, avec une très bonne cellule, une augmentation de la fréquence de résonance, il n'y a qu'une solution : réduire la masse totale effective du bras. Mais quel est l'intérêt de cette façon de faire ? C'est ce que nous allons voir.

Lorsque le bras exécute des mouvements consécutifs à son excitation par des fréquences voisines de f_r , ces fréquences se superposent

DUAL : ÇA TOURNE !

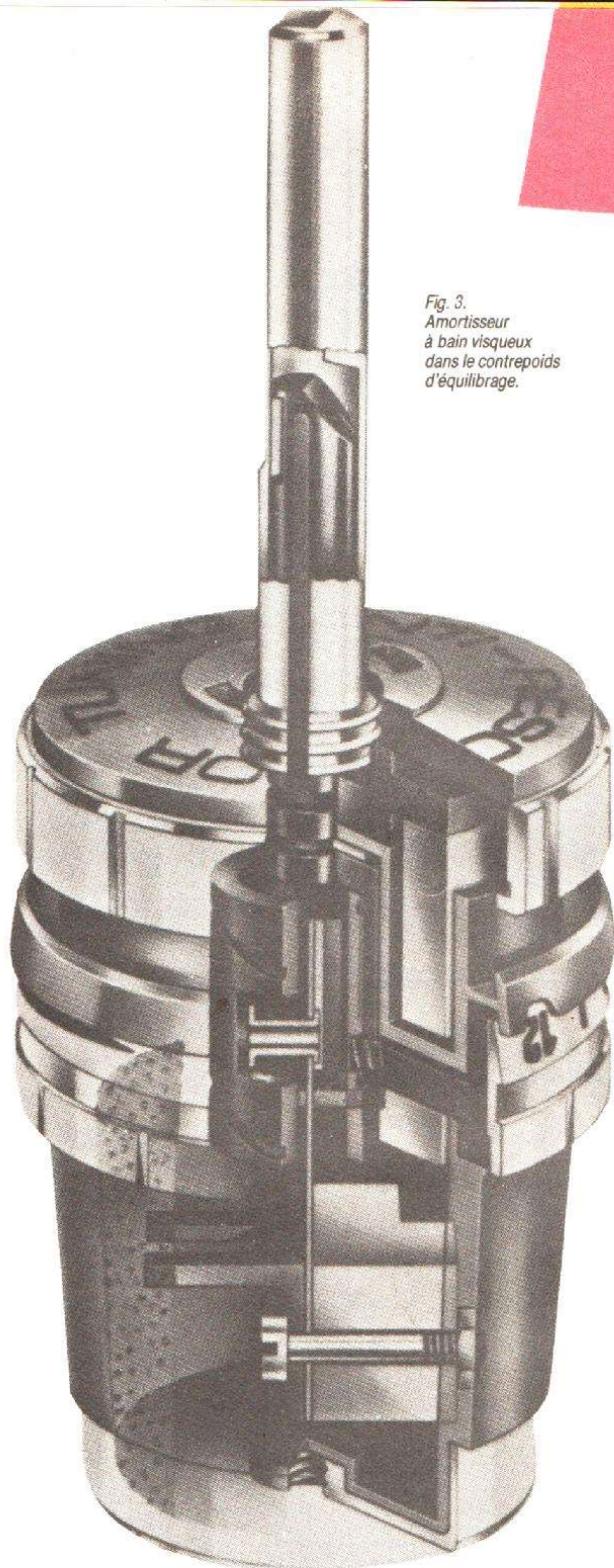


Fig. 3.
Amortisseur
à bain visqueux
dans le contrepois
d'équilibrage.

aux fréquences effectivement lues et modulées sur le disque. Or ces fréquences excitatrices parasites se situent entre 0 et 14 Hz, avec une amplitude croissante au fur et à mesure que la fréquence diminue (fig. 2). Pour réduire leur influence, il convient donc qu'il n'y ait qu'un faible recouvrement entre ces fréquences nuisibles et la fréquence propre du bras f_r . Repousser f_0 vers les fréquences les plus hautes réduit donc le risque de voir le bras sollicité par des fré-

quences indésirables. Certes, il n'est pas possible de supprimer totalement ce couplage entre les fréquences parasites et f_r ; mais tout au moins peut-on s'arranger, avec une valeur relativement élevée de f_0 , pour que celle-ci tombe là où les fréquences d'excitation parasites sont de faibles amplitudes, évitant ainsi la zone du spectre représenté figure 2 où celles-ci sont d'amplitudes plus notables. A quoi peut-on attribuer l'existence de ce spectre ? dont, d'ailleurs, les diverses composantes varient (la figure 2 ne re-

présente qu'une moyenne statistique). A la non-planéité du disque, à son excentricité et aussi à la structure non parfaitement lisse du sillon (le théoricien en phénomènes aléatoires dirait que l'on a affaire à un bruit de fond en $1/f$). Pour obtenir cette masse effective minimale, il a fallu parvenir à une

nance efficacement amortie et, par voie de conséquence, des distorsions de modulation réduites. Ce que montre la figure 4. L'effet de l'antirésonateur d'accord est optimal, comme il a été dit, lorsqu'il est convenablement réglé. Si un bras de lecture doit recevoir différents types de cellules, cela nécessite un

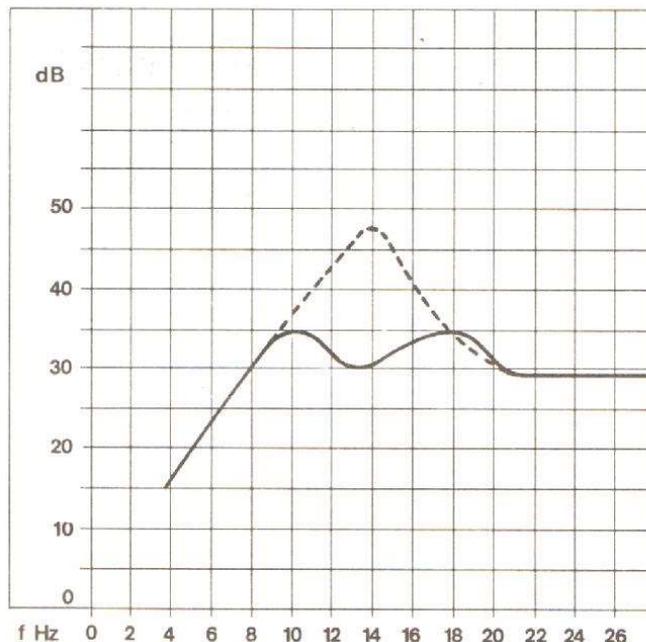


Fig. 4. - Bras avec (trait plein) et sans (tirets) antirésonateur. La réduction de l'amplitude à $f = f_r$ est notable.

réduction de poids de la cellule, y compris les éléments de fixation et donc développer une cellule de faible poids, ce qui s'est fait en collaboration avec des fabricants renommés.

Mais il nous faut également citer, à propos de la résonance du bras, la minimisation de l'amplitude par un antirésonateur réglable à amortissement par bain visqueux (fig. 3). Dual a été le premier à utiliser le principe de l'antirésonateur sur certains de ses bras - tel celui qui équipe la platine haut de gamme CS 741Q. Cet antirésonateur consiste en une masse additionnelle suspendue, du côté du contrepois, sur ressort à lames dont un élément en forme de peigne plonge dans un liquide visqueux en vue d'un amortissement optimal. Accordé de façon précise, cet ensemble masse-ressort oscille exactement à la fréquence f_r du bras de lecture, mais en opposition de phase, ce qui entraîne une réso-

réglage adapté à chacune d'elles. Pour ce faire, le degré du couplage du ressort peut être modifié à l'aide d'une bague graduée, opération facilitée par l'utilisation d'un diagramme joint au mode d'emploi (fig. 5). Pour une cellule de compliance donnée, on obtient alors la valeur de réglage correspondante en projetant, en abscisse, la valeur de la masse de la cellule (y compris ses éléments de fixation) sur la courbe de compliance indiquée dans le diagramme et en lisant ensuite, en ordonnées, la valeur correspondante.

Le bras de la plupart des platines est suspendu dans 4 roulements à billes disposés symétriquement. Suivant le principe de la suspension à cardan, il est compensé dans tous les plans de déplacement. La force d'appui est produite par un ressort, lequel est, pratiquement, sans masse. Ainsi, les bras des platines Dual peuvent lire un disque dans toutes les positions, même à titre

de démonstration, platine retournée. Les 4 roulements identiques du bras de lecture sont composés de 5 billes, usinées avec précision, dans lesquels s'engage une pointe d'acier trempé extrêmement polie et lisse. Dans ces conditions, le frottement de la suspension est particulièrement faible ($70 \mu\text{ N}$). Depuis plus de vingt ans, le bras de lecture droit est une des caractéristiques de la technique Dual, lequel considère qu'il rassemble, de façon optimale, les solutions aux problèmes de masse, de rigidité et de précision géométrique. Avec un nouvel alliage, le XM 300, Dual a mis au point un matériau idéal pour le tube du bras de lecture. Dans la bande

toutes les conditions d'utilisation. Enfin, le lève-bras, amorti dans les deux sens par bain visqueux, est commandé par des touches à affleurement frontales, ce qui permet un fonctionnement sans risque et pour le disque, et pour la pointe de lecture.

L'ENTRAÎNEMENT

L'entraînement du plateau de la platine à une vitesse angulaire précise, tout en minimisant les forces de vibrations indésirables, se conçoit de deux façons : entraînement direct ou entraînement par

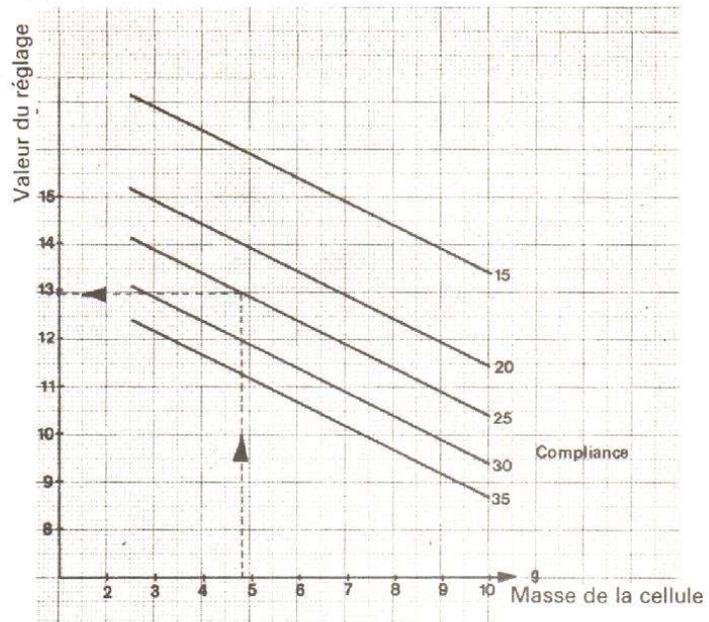


Fig. 5. - Diagramme de réglage de l'antirésonateur.

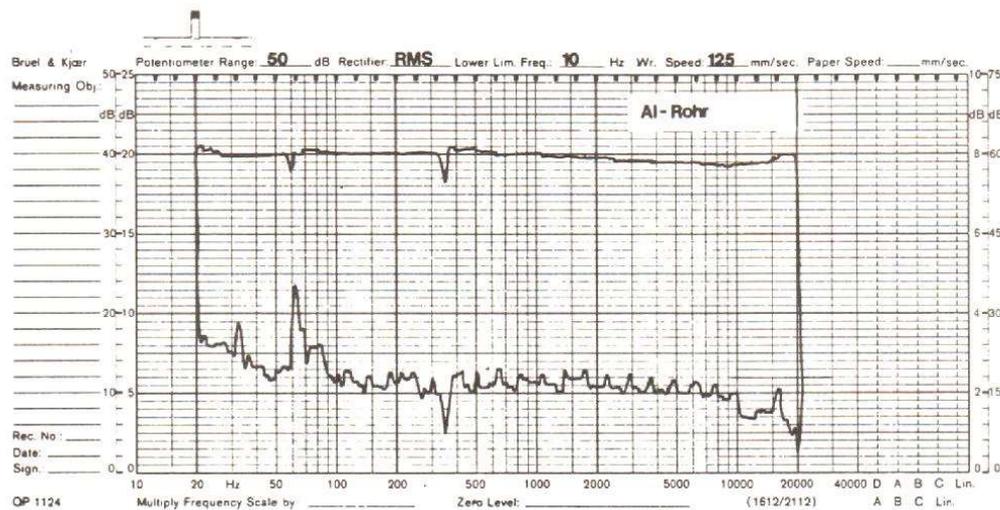


Fig. 6

60-80 Hz, les bras de lecture élaborés à partir de ce matériau ne présentent plus de résonances de flexion mesurables ; il en est de même pour les résonances de torsion entre 300 et 400 Hz. Les caractéristiques de poids et de rigidité de cet alliage sont nettement supérieures à celles de l'aluminium ou de la fibre de carbone, ce qui entraîne un taux de diaphonie plus bas (figures 6, 7 et 8).

Quant au dispositif « anti-skating », il fonctionne avec un ressort de précision attaquant, en son centre, la suspension du bras de lecture et ce sans frottement. Or ce sont justement les bras de lecture à faible frottement qui demandent un dispositif « anti-skating » très précis et non soumis aux contraintes extérieures. Des échelles précises permettent le réglage en fonction de

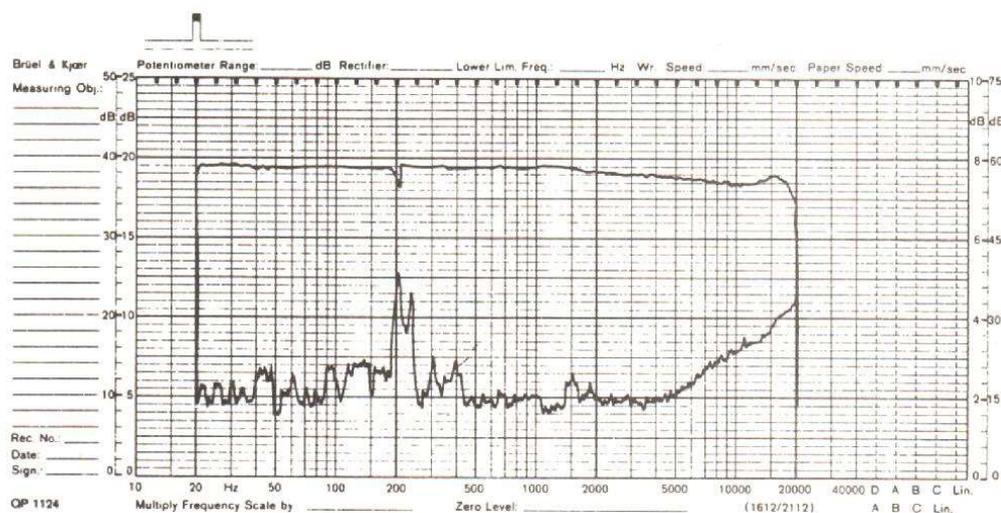


Fig. 7

Fig. 6, 7 et 8. - Courbes de réponse et de résonances parasites d'un bras en aluminium (6), d'un bras en fibres de carbone (7) et d'un bras en alliage XM 300 (8).

courroie.

Peu importe la solution retenue, l'essentiel étant l'équilibre entre la force d'entraînement et la masse du plateau, la conception technique de l'entraînement et le soin apporté tant à la fabrication qu'aux contrôles.

L'entraînement direct, mis en compétition avec l'entraînement par courroie, présente deux avantages incontestables :

- Moins de pièces soumises à usure et donc une plus grande fiabilité. Grâce à un meilleur rendement, il demande une puissance électrique plus réduite pour la rotation du plateau.
- Moins de vibrations sont géné-

DUAL : ÇA TOURNE !

rées, vibrations que la cellule transforme en signaux électriques parasites, puisque la puissance du moteur est faible : par exemple, lorsque son plateau a atteint la vitesse nominale, la Dual CS 741Q n'utilise plus, pour maintenir le mouvement et l'entretenir, qu'une puissance de 10 mW, ce qui correspond à 1/1000 environ de la puissance nécessaire à un moteur synchrone pour un entraînement classique par courroie. Cette puissance de 10 mW n'est dépassée qu'au moment où le plateau démarre ou encore lorsqu'il est freiné alors que le moteur d'un entraînement par courroie doit fournir une

puissance élevée permanente. La gamme Dual comporte 6 platines à entraînement direct, dont 5 à asservissement de vitesse par boucle PLL (Phase Lock Loop) et 6 platines à entraînement par courroie. Le modèle CS 741Q, haut de gamme, est équipé d'un entraîne-

ment « high-torque » (couple élevé) et le temps d'accélération de cet entraînement pour atteindre la vitesse nominale n'est que de 1,3 seconde, soit donc moins que la durée d'un tour. Ensuite la puissance est ramenée à 0 mW ; il n'y a donc pas de vibrations mesurables

dues à un surplus d'énergie et le rapport signal/bruit de 80 dB (pondéré) ne peut être mesuré qu'à partir de feuilles vernies spéciales, car les disques étalons de mesure du rapport signal/bruit se révélant insuffisants. Pour obtenir ce résultat, il fallut un moteur de conception « sans balai » – la commutation électronique est assurée par un capteur à effet Hall très sensible – sans rainure ni fente (fig. 9), car grâce à la disposition des bobines plates sans noyau ferreux, le champ magnétique moteur agit directement sur le plateau équipé d'un aimant multipolaire (quand l'entraînement est coupé, il n'existe plus de sensibilité polaire résiduelle).

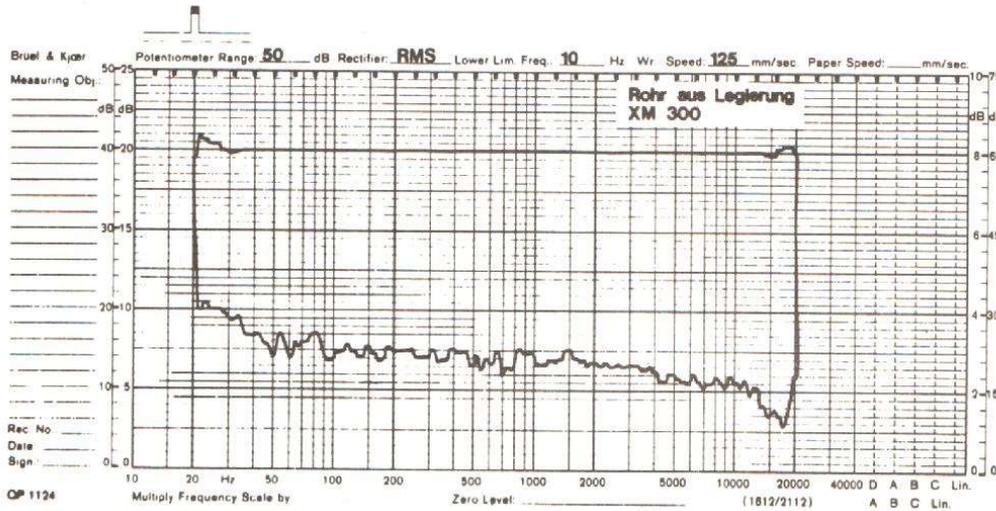


Fig. 8

LE CHASSIS ET LA SUSPENSION

Les bruits de pas, les vibrations que génèrent ces derniers sur des planchers souples et donc non exempts de flexion, le couplage acoustique entre enceintes et platine... sont autant de sources parasites perturbatrices du bon fonctionnement d'une platine et, en particulier, peuvent parasiter le signal que délivre la cellule lectrice tout en endommageant le disque : bras qui saute par exemple. Il fut un temps où l'action de ces parasites avait leur action contre-carrée par des masses importantes : châssis et plateaux lourds, dépassant plusieurs kilogrammes. Avec le châssis flottant, Dual emprunte une voie différente (fig. 10). Aidé par des pieds absorbant les chocs (pour la CS 741Q), ce châssis assure un découplage optimal. Quatre éléments sophistiqués, à caoutchouc et ressorts avec amortissement aux silicones, découpent, en permanence, le châssis – qui porte le moteur et le bras de lecture – du coffret. La fréquence de résonance se trouve dans la bande subsonique et très amortie. En ce qui concerne le CS 741Q, la fréquence de résonance des pieds absorbant les chocs se situe, suivant le réglage, entre 30 et 45 Hz (fig. 11). Par ailleurs les résonances transmises au disque par le plateau sont absorbées par un tapis antirésonnant, à surface parfaitement plane et lisse, exempt de tout phénomène de vibrations.

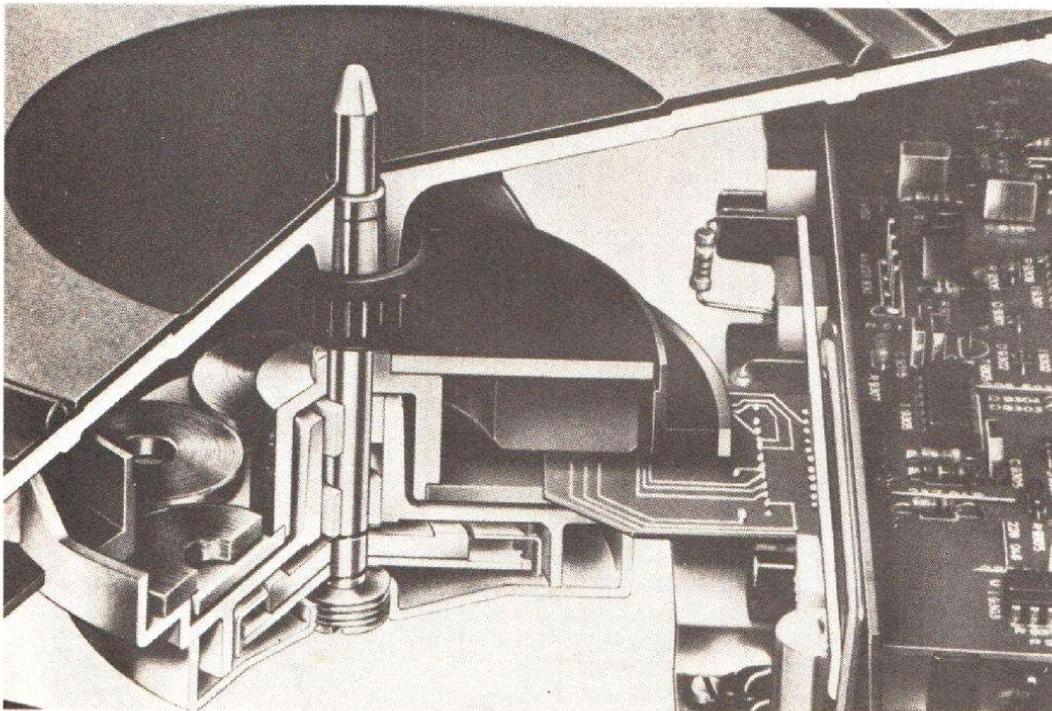


Fig. 9. – Le moteur sans balai avec capteur à effet Hall.

LE CONFORT D'UTILISATION

Les éléments de commande sont presque tous disposés sur la partie frontale des platines ; disposant de touches électroniques, ils peuvent être mis en fonction même pendant l'utilisation sans que pour autant le bras de lecture saute du sillon. Sur la plupart des platines, il est possible de procéder à un réglage continu de la vitesse à $\pm 6\%$. Enfin, mentionnons l'automatisme de retenue du couvercle que l'on peut bloquer dans n'importe quelle position.

EN CONCLUSION

Dual, qu'il s'agisse de platines tourne-disques analogiques ou de lecteurs de « Compact-disc », a su conserver la tradition de la mécanique de précision qui a été à ses

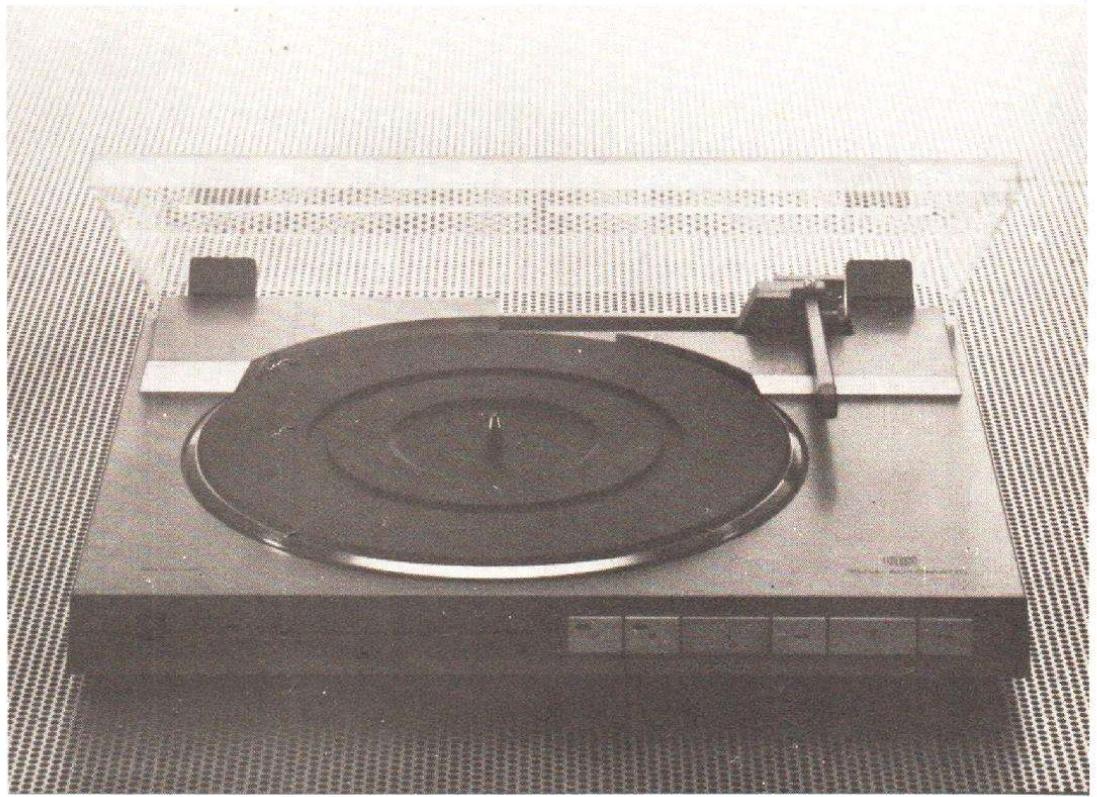


Fig. 12. - La nouvelle platine à bras tangentiel CST 100.

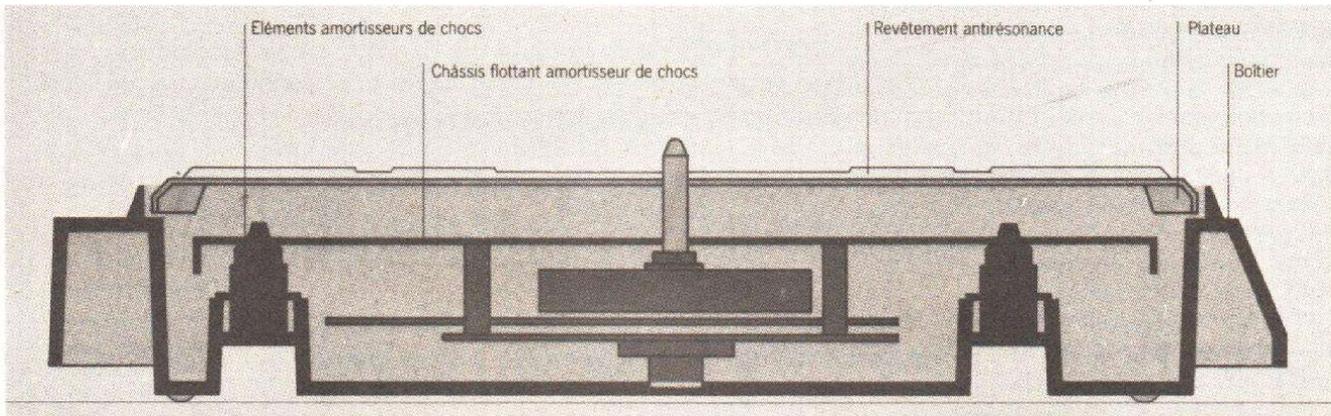
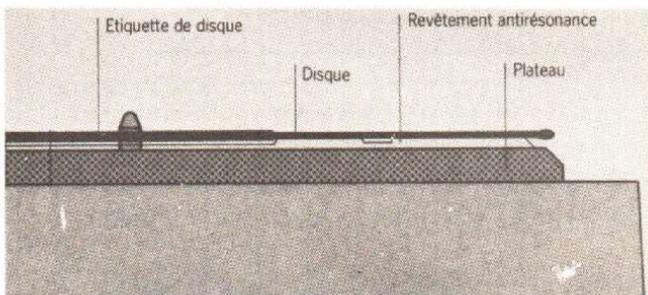


Fig. 10. - Les artifices mis en œuvre pour lutter contre les excitations extérieures à la platine.



origines. Qui plus est, la conception de lecteurs de disques numériques apporte aussi la preuve que la maîtrise de l'électronique la plus avancée fait aussi partie de ses atouts majeurs. Même au sein d'un groupe puissant, Dual a su préserver sa

personnalité et son caractère propre, aussi faut-il nous attendre à voir la firme de St-Georgen nous donner, dans les années futures, de nouvelles démonstrations de son savoir-faire, qui reste indiscutable.
Ch. PANNEL

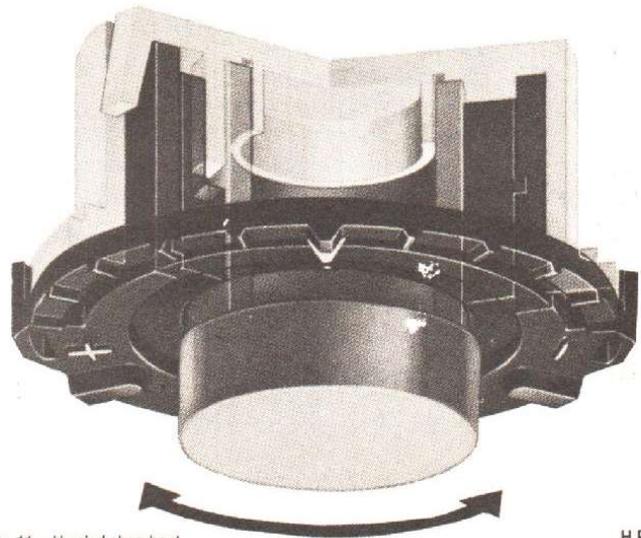


Fig. 11. - Un pied absorbant.

UN INDICATEUR DE PUISSANCE

Pour avoir une idée de la puissance qu'un haut-parleur rayonne à un moment donné, il suffit d'indiquer la tension à ses bornes. Mais un appareil de mesure à aiguille n'est pas assez rapide pour cela, et une échelle de LED risque de ne pas être assez précise. De plus, la mode est à la digitalisation, et cette digitalisation peut être relativement simple, si on fait appel à des composants à haute densité d'intégration.

Chez Texas-Instruments,

on propose ainsi un montage combinant un convertisseur analogique, digital, TL 505, avec une unité de commande d'affichage multiplex, TL 502. Le haut-parleur dont on veut indiquer la tension de fonctionnement est suivi d'un circuit de redressement et d'un potentiomètre de sensibilité P_1 , dont le curseur accède directement à l'entrée analogique du TL 505. Le TL 502 qui lui fait suite, peut normalement commander jusqu'à 5 chiffres (digits). Il n'est utilisé ici

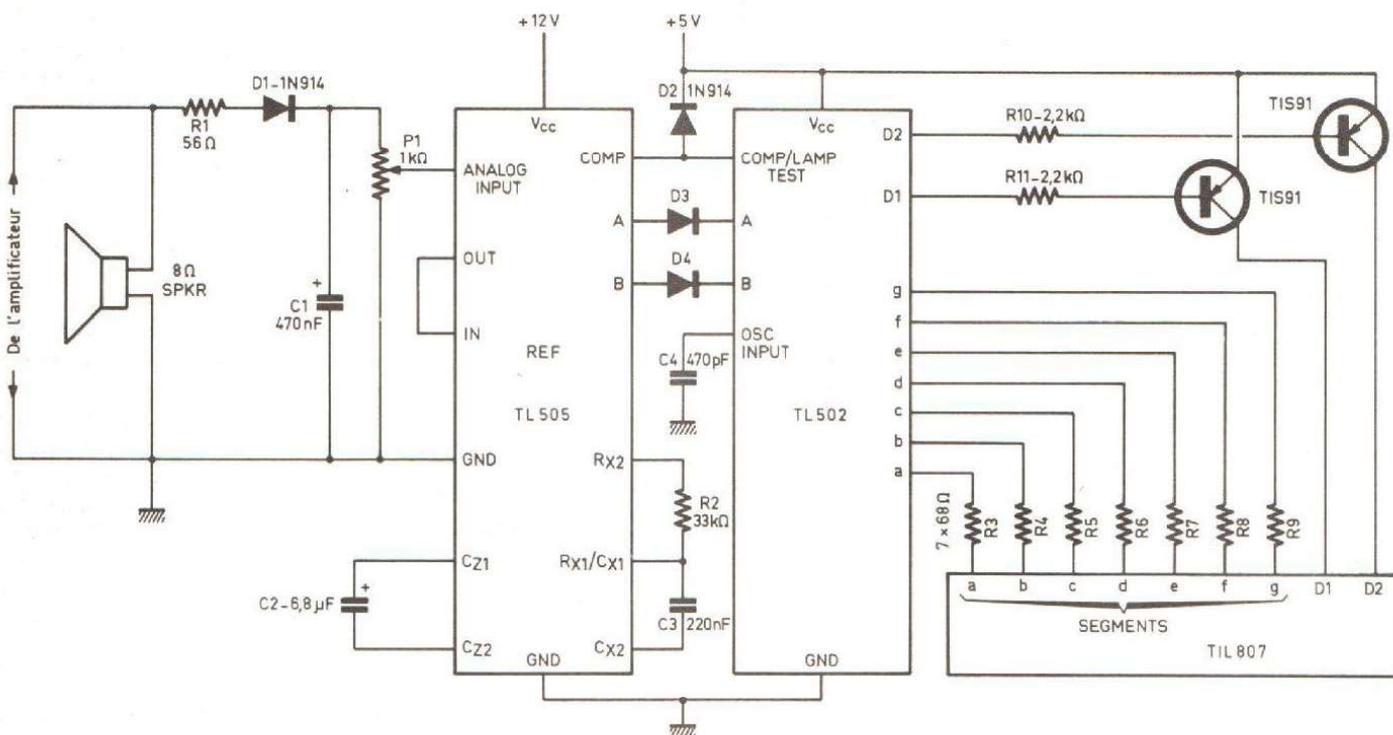
que sur les sorties D_1 et D_2 , soit pour afficher entre 0 et 99.

The Linear Control Circuits Data Book, Texas Instruments 1980, page 374

Liste des composants

Circuits intégrés TL 505 et TL 502
 2 transistors TIS 91 (ou BC 327, BC 328)
 4 diodes (D_1 à D_4) 1N 914 (ou 1N 4148)

2 condensateurs polarisés, de 470 nF (C_1) et de 6,8 μ F (C_2)
 2 condensateurs non polarisés, de 220 nF (C_3) et de 470 pF (C_4)
 1 résistance de 56 Ω (R_1)
 1 résistance de 33 k Ω (R_2)
 7 résistances de 68 Ω (R_3 à R_9)
 2 résistances de 2,2 k Ω (R_{10} , R_{11})
 1 potentiomètre de 1 k Ω (P_1)
 1 afficheur 7 segments double, anode commune (TIL 807 ou similaire)



LES TRANSMISSIONS PAR FIBRES OPTIQUES

Notre civilisation, et plus encore les civilisations futures mais très prochaines – la périodicité des révolutions techniques n'est plus maintenant que de quelques années – repose pour une large part sur l'abondance et la rapidité des communications.

Dans le domaine du grand public, plus personne ne s'étonne de recevoir immédiatement à domicile l'image d'événements en provenance de l'autre bout du globe. Bientôt, de nombreux services simplifieront l'existence en économisant le temps, et la dépense d'énergie.

La masse des informations véhiculées nécessitera alors une capacité de transmission très largement supérieure à celle que nous exploitons actuellement. Or, la théorie de l'information montre que cette capacité croît avec la fréquence des ondes porteuses.

Au sein des techniques s'apparentant à la radio, les micro-ondes atteignent 3.10 GHz (3.10^{10} Hz). Avec la lumière, autre manifestation de l'électromagnétisme, on gagne un facteur de 10^4 à 10^5 .

L'apparition du laser, source de lumière cohérente, a constitué le premier pas vers ces techniques nouvelles. Elles n'ont pu toutefois amorcer leur essor, qu'avec le développement et le perfectionnement des fibres optiques, véhicule le plus adapté à la transmission de la lumière à longue distance, avec de très faibles pertes.

L'étude des fibres optiques constitue donc un sujet d'actualité brûlante, qu'aucun électronicien ne peut dédaigner. Elle doit être complétée par celle des sources de rayonnements (avec leurs procédés de modulation), et par celle des récepteurs. C'est à quoi vise le dossier, dont on trouvera ci-dessous le premier volet.

L'article commence par d'indispensables développements théoriques, nécessaires à la compréhension du phénomène de guidage. Il devient plus pratique avec l'examen des méthodes de fabrication des fibres optiques, que nous ferons suivre d'une étude de leurs propriétés. Ensuite seront abordés émetteurs et récepteurs. Enfin, nous terminerons ce diptyque par quelques considérations commerciales, en examinant les marchés actuels et futurs des transmissions par voie optique.

A – Transmission par guidage de la lumière

Le phénomène de guidage de la lumière par un conduit transparent a été observé dès l'Antiquité, lorsque les Grecs ont découvert la technique de fabrication du verre. A Venise, vers le XV^e siècle, on construisait des fleurs décoratives en fibre de verre, selon le principe exploité dans nos modernes bouquets lumineux. Mais c'est seulement en 1930 que sont effectuées les premières expériences systématiques, sur des fibres de silice, en Allemagne. Jusqu'en 1960, les résultats restent décevants, avec des portées maximales... de l'ordre du mètre !

En fait, il fallait attendre la naissance du laser (1960), puis de nouvelles techniques de fabrication des fibres (à partir de 1970), pour que la transmission par fibres optiques prenne son essor.

Le principe du guidage de la lumière par une fibre optique repose sur les lois qui régissent la réflexion et la réfraction des rayons lumineux à la surface séparant deux diélectriques d'indices différents. Notre étude commencera donc par le rappel de ces lois.

Réflexion et réfraction de la lumière

Une étude rigoureuse et fine de ces phénomènes passerait par la résolu-

tion des équations de Maxwell, puisque la lumière est une forme d'onde électromagnétique. Pourtant, les longueurs d'onde envisagées restant très courtes vis-à-vis des dimensions des matériels, on peut raisonner en terme de « rayon lumineux », et d'optique géométrique.

La surface plane S de la figure 1 sépare deux diélectriques transparents, d'indices respectifs n_1 et n_2 , avec $n_2 > n_1$ (rappelons que l'indice du vide, et pratiquement celui de l'air, est égal à 1. Tous les autres matériaux ont un indice supérieur, de l'ordre de 1,5 pour un verre courant). Un rayon incident, arrivant au point P, fait un angle i_1 avec la normale à la surface. Il se partage alors en :

- Un rayon réfléchi, qui se propage dans le milieu d'indice n_1 . L'angle de réflexion i_1 est égal à l'angle d'incidence.
- Un rayon réfracté i_2 , qui se propage dans le milieu d'indice n_2 . L'angle de réfraction i_2 est lié à i_1 par l'égalité : $n_1 \sin i_1 = n_2 \sin i_2$

L'angle maximal du rayon incident, avec la normale, est évidemment 90° (rayon rasant la surface), ce qui correspond à $\sin i_1 = 1$. On en déduit que i_2 ne peut dépasser la valeur donnée par :

$$\sin i_2 = \frac{n_1}{n_2}$$

Envisageons maintenant le cas où $n_1 > n_2$, le rayon incident se propageant dans le milieu d'indice le plus élevé (fig. 2). Lorsque i_1 croît, i_2 augmente aussi, jusqu'à la valeur limite 90° , qui correspond à l'angle i_1 tel que :

$$\sin i_1 = \frac{n_2}{n_1}$$

Au-delà, il n'y a plus de réfraction, et la totalité de l'énergie incidente est réfléchi par la surface S : c'est la réflexion totale (fig. 3). Ainsi, lorsque le milieu incident offre l'indice le plus élevé, la lumière y reste confinée, dès que l'angle d'incidence i_1 dépasse la limite de réflexion totale.

Pour l'étude des fibres optiques, il apparaît souvent plus commode d'utiliser comme variables les angles θ des rayons avec la surface de séparation. Ces angles étant complémentaires des angles i , la loi de la réfraction s'écrit :

$$n_1 \cos \theta_1 = n_2 \cos \theta_2$$

Cas du gradient d'indice

Aux figures 1, 2 et 3, les indices, constants à l'intérieur de chaque milieu, varient brusquement sur la surface de séparation : on dit qu'il y a saut d'indice. Mais une variation progressive est également possible, le passage de n_1 à n_2 s'effectuant peu à peu dans une zone d'épaisseur non nulle : on dit qu'il y a gradient d'indice.

Pour étudier la trajectoire d'un rayon lumineux dans le cas d'un gradient d'indice, on peut décomposer la zone de transition en un grand nombre de couches élémentaires très minces, ayant chacune un indice constant. Dans la figure 4, les indices de ces couches décroissent de haut en bas. Pour un rayon incident, les angles θ successifs diminuent de proche en proche, et le trajet lumineux s'incurve vers l'horizontale. Il peut alors, dans une couche assez profonde, subir la réflexion totale et reve-

nir au milieu d'origine en s'incurvant à nouveau.

Les gradients d'indice sont très utilisés dans les fibres optiques, comme nous le verrons plus loin.

Fibre optique à saut d'indice

Dans la pratique, les fibres optiques ont une section circulaire, comme le montre la coupe en perspective de la figure 5-a. Le cylindre intérieur, d'indice le plus élevé, est le cœur ; il est entouré par la gaine, d'indice inférieur.

L'étude de cette structure cylindrique apparaît compliquée. Mais on peut en approcher l'analyse par analogie avec la configuration plane de la figure 5-b. Une loi de correspondance permet ensuite de revenir aux guides cylindriques.

Dans la coupe de la figure 6, le rayon 1, provenant de l'air, subit, en pénétrant dans le cœur de la fibre, une première réfraction qui le rapproche de l'axe. Si, dans le cœur, l'angle θ du rayon avec l'axe est inférieur à l'angle limite de réflexion totale, il se produit une réflexion totale à la surface de la gaine. Le rayon continue à se propager dans le cœur, puisque toutes les réflexions successives s'effectuent sous le même angle.

Au contraire, un rayon tel que 2 ne subit qu'une réflexion partielle, avec perte d'énergie. Après plusieurs réflexions de ce type, il finit par disparaître, et ne se propage donc pas dans le guide. L'angle $2\theta_m$, dans l'air, inclinaison maximale des rayons guidés, engendre le « cône d'acceptance ».

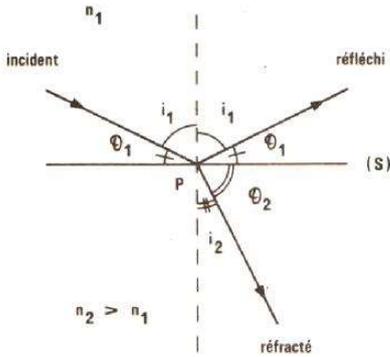


Fig. 1

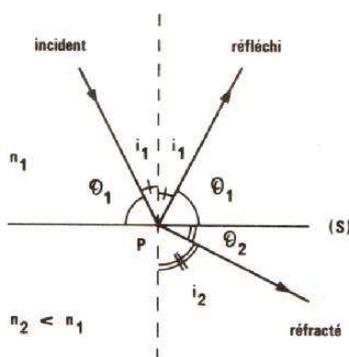


Fig. 2

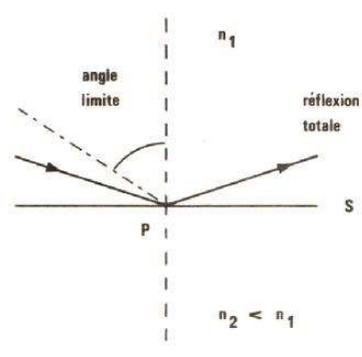


Fig. 3

On appelle « ouverture numérique » ON, la quantité : $ON = \sin \theta'_m$

On définit aussi un paramètre très utile pour l'étude des fibres optiques : c'est la différence relative des indices de réfraction, notée Δ :

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2 n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

La simplification se justifiant par le fait que n_1 et n_2 sont toujours très voisins et donc $n_1 + n_2 \approx 2 n_1$. On voit aussi que Δ est un nombre toujours très inférieur à 1 ; on l'exprime souvent en pourcentage, et son ordre de grandeur est voisin de 1 %.

A partir des relations définissant ON et Δ , et en tenant compte des approximations permises par les faibles valeurs de Δ (le sinus égale l'angle), on peut facilement établir que :

$$ON \approx n_1 \sqrt{2 \Delta}$$

Propagation des ondes

Depuis l'établissement de la théorie de l'électromagnétisme par Maxwell, en 1865, on sait que la lumière résulte de l'association d'un champ électrique \vec{E} et d'un champ magnétique \vec{H} variables, perpendiculaires l'un à l'autre, et perpendiculaires à la direction de propagation (fig. 7). Cette théorie montre l'identité de nature des phénomènes lumineux et des phénomènes électromagnétiques.

Pour étudier la propagation de la lumière et les phénomènes d'interférences auxquels conduit, sous certaines conditions, l'interaction de deux rayonnements, il suffit de ramener la vibration lumineuse à celle d'un vecteur transversal : c'est ce qu'avait fait Fresnel dès 1815. Nous savons maintenant que les récepteurs optiques (œil, plaque photographique, cellules...) sont sensibles à \vec{E} . On peut donc identifier le vecteur de Fresnel au vecteur « champ électrique ».

Sur un axe Ox (fig. 8), supposons une source lumineuse ponctuelle placée à l'origine O des abscisses. En O, la vibration lumineuse s (où s désigne, dans le plan de vibration, la mesure algébrique du vecteur de Fresnel) dépend du temps t selon une relation de la forme :

$$s(t,0) = a \cos 2 \pi \frac{t}{T}$$

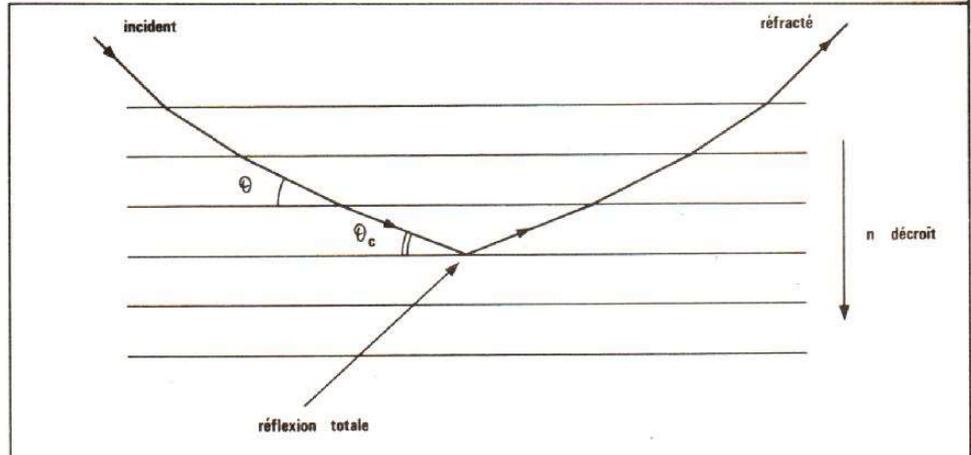


Fig. 4

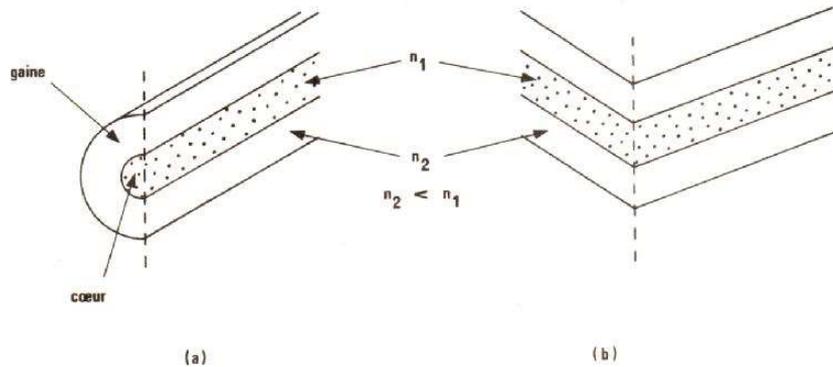


Fig. 5

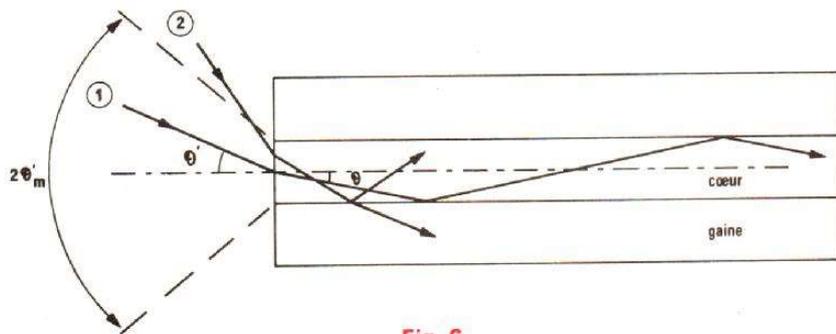


Fig. 6

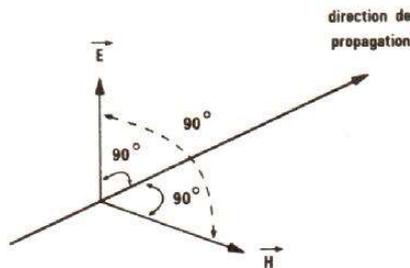


Fig. 7



Fig. 8



Photo A. — Réalisation des épissures des fibres optiques par soudure à l'arc (photo Alix, doc. Portenseigne).

Dans cette relation, a est l'amplitude des vibrations et T leur période. En un point d'abscisse x quelconque, l'état de la vibration dépend à la fois de t et de x :

$$s(t,x) = a \cos \left(\frac{2\pi t}{T} - \frac{2\pi x}{\lambda} \right)$$

expression où la longueur d'onde λ est liée à la période T et à la vitesse de propagation V par :

$$\lambda = VT$$

Il importe de noter que λ caractérise une radiation donnée, c'est-à-dire de période T ou de fréquence $F = 1/T$ données, dans un milieu déter-

miné. Lors d'un changement de milieu, la fréquence reste fixe, mais la longueur d'onde et la vitesse de propagation varient.

La quantité $2\pi x/\lambda$ a la dimension d'un angle : c'est la phase φ de la vibration considérée, au point d'abscisse x . Sur la direction de propagation, entre deux points distants de Δx , les vibrations présentent une différence de phase :

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta x}{\lambda}$$

On notera alors que :

- si $\Delta x = k\lambda$, où k est un entier, $\Delta\varphi = 2k\pi$. Les vibrations sont en phase.

- si $\Delta x = k\lambda + \lambda/2$, $\Delta\varphi = 2k\pi + \pi$. Les vibrations sont en opposition de phase.

Superposition de vibrations-interférences

Nous supposons les vibrations considérées, issues de sources **cohérentes**, offrant dans le temps des différences de phases définies et constantes. Avec les sources lumineuses traditionnelles, par exemple les lampes à incandescence, cette condition n'est pas remplie : deux sources distinctes, ou les différentes parties d'une source non ponctuelle, ne peuvent interférer. Le problème ne se pose pas avec les lasers, qui émettent un rayonnement cohérent et monochromatique. Nous reviendrons sur cette question dans la seconde partie de notre étude, où il sera traité des sources associées aux fibres optiques.

Nous n'entreprendrons pas ici une analyse exhaustive des phénomènes d'interférence : elle justifierait la rédaction d'un traité. Les quelques notions dégagées constituent le minimum nécessaire pour comprendre la formation des modes de guidage dans une fibre à saut d'indice.

La linéarité des équations de l'électromagnétisme permet de conclure que si, en un point, parviennent deux ou plusieurs vibrations lumineuses, elles se superposent sans interaction. Leur résultante se calcule donc en additionnant (au sens vectoriel du terme) les valeurs instantanées des vibrations composantes. Les déphasages relatifs, dus aux distances différentes parcourues par les rayons lumineux qui parviennent au point considéré, conduisent alors au phénomène d'interférence. Celui-ci, d'ailleurs, doit être envisagé sous l'aspect énergétique : une vibration d'amplitude a transporte une énergie proportionnelle au carré a^2 de l'amplitude.

Limitons-nous, pour l'instant, au cas de deux vibrations de même direction, de même amplitude a , et de même fréquence (vibrations sinusoïdales). La résultante est aussi une vibration sinusoïdale, évidemment de même fréquence, et dont l'amplitude A dépend des différences de phase des vibrations composantes. La figure 9 montre la construction géométrique du vecteur \vec{V} , somme des vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 représentatifs de deux

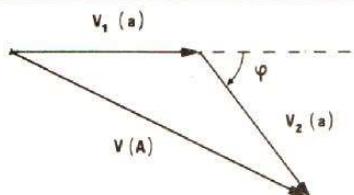


Fig. 9

faisceaux
incident réfléchi

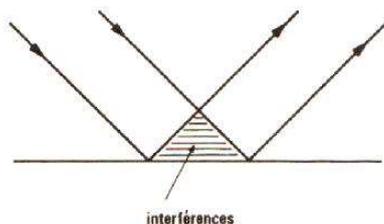


Fig. 11

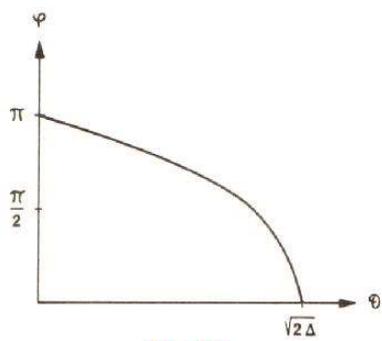


Fig. 10

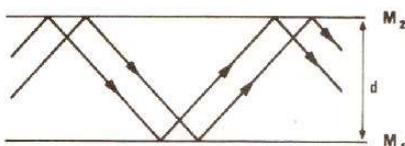


Fig. 12

ondes déphasées d'un angle φ . Les amplitudes sont alors reliées par :

$$A^2 = 2a^2 + 2a^2 \cos \varphi$$

où le deuxième terme de la somme est le terme d'interférence. On voit que l'amplitude résultante varie, avec φ :

- d'un minimum, ici nul en raison de l'égalité d'amplitude des composantes : on dit qu'il y a interférence destructive. Les vibrations composantes s'annulent, et il ne reste aucune énergie. C'est le cas où $\cos \varphi = -1$, qui correspond à $\varphi = \pi + 2k\pi$;

- à un maximum, ici $2a$. Il y a interférence constructive, et l'intensité lumineuse est maximale. C'est le cas où $\cos \varphi = +1$, ce qui correspond à $\varphi = 2k\pi$.

Modes d'une onde guidée

Nous avons illustré, à la figure 6, le mécanisme de guidage d'un rayon lumineux dans le cœur d'une fibre optique à saut d'indice. Nous allons maintenant préciser les conditions de ce guidage, en tenant compte des conditions aux limites, c'est-à-dire des conditions imposées au vecteur « champ électrique » par la réflexion sur la surface séparant les milieux d'indices n_1 et n_2 .

Lorsqu'il y a réflexion totale (angle θ inférieur à l'angle critique θ_c), cette réflexion s'accompagne d'un déphasage qui peut varier de 0 à π . La figure 10 explicite ces variations de φ en fonction de θ . En abscisse, on voit apparaître le paramètre Δ , différence relative des indices de réfraction, déjà défini plus haut. Souvent, dans les fibres optiques, l'angle θ est faible, et φ voisin de π .

La réflexion, en imposant φ , impose aussi la valeur du champ électrique (relativement à son amplitude maximale) sur les surfaces de séparation.

Considérons (fig. 11), un faisceau incident qui parvient sur la surface de réflexion. Il existe une zone où il est recoupé par le faisceau réfléchi et où la superposition des deux ondes conduit à l'établissement d'interférences. Les plans d'égaux différences de phase, donc d'égal énergie lumineuse et d'égal amplitude du champ électrique résultant, sont des plans parallèles au miroir.

Introduisons (fig. 12) un deuxième

miroir M_2 parallèle à M_1 . Les conditions aux limites qu'impose sa surface sont, vis-à-vis du champ électrique, les mêmes que pour M_1 . Pour un faisceau incident de grande largeur, les réflexions multiples et les interférences qu'elles entraînent, ne peuvent exister que si ces conditions sont satisfaites. Pour une distance d donnée, séparant les deux miroirs, ceci n'est possible que pour certaines valeurs particulières de l'angle θ , auxquelles correspond, lors d'un trajet complet entre deux miroirs (un aller et un retour), un déphasage multiple de 2π . La distribution transversale des amplitudes algébriques du champ peut alors adopter diverses configurations, comme le montre la figure 13. Chacune de ces configurations constitue un **mode** de l'onde guidée.

On note généralement N l'ordre d'un mode, N croissant à partir de zéro (mode fondamental). On remar-

quera que, dans ces conditions, N indique aussi le nombre de zéros de l'intensité du champ électrique, dans sa distribution transversale.

Sur la figure 13, les angles θ sont considérablement exagérés, pour la lisibilité du dessin.

Fibres monomodes

Lorsque la largeur du guide d'onde diminue, il en va de même, à fréquence donnée, du nombre possible des modes. Au dessous d'un certain diamètre, seul le mode fondamental ($N = 0$) peut être guidé. On dit alors qu'il s'agit d'un guide, ou d'une fibre, monomode. Dans une telle fibre, il n'y a évidemment pas de dispersion du signal propagé. Nous verrons ultérieurement que cela se traduit, notamment, par une très large bande passante. Par contre, le très faible diamètre du cœur (1 à 2 μm environ)

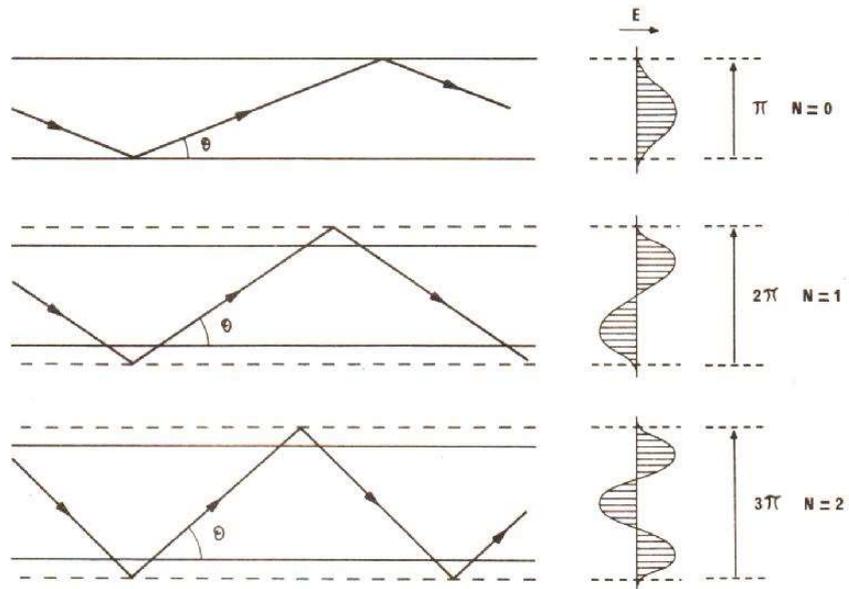


Fig. 13

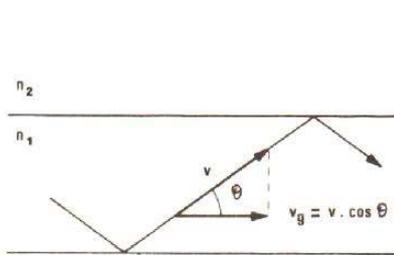


Fig. 14

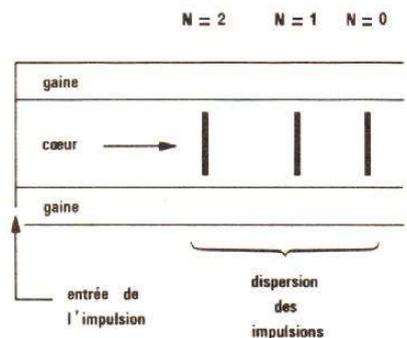


Fig. 15

complique les problèmes de raccordement.

Vitesse de phase et vitesse de groupe

On sait que, dans le vide, la lumière se propage à la vitesse $C = 3.10^8$ m/s. Dans un milieu uniforme (homogène et isotrope) d'indice n_1 , la vitesse de propagation, plus faible, devient :

$$v = \frac{C}{n_1}$$

Ainsi, dans un verre d'indice 1,5, cette vitesse n'est plus que de 200 000 km/s.

La vitesse d'une onde plane, dans le cœur d'une fibre optique, est la vitesse v de déplacement de la phase, le long du rayon lumineux (fig. 14).

Cependant, la vitesse de déplacement de l'énergie, dans l'axe du guide d'onde, n'est plus que v_g :

$$v_g = v \cos \theta = \frac{C}{n_1} \cos \theta$$

cette vitesse, dite **vitesse de groupe**, est celle à laquelle le signal optique se propage le long de la fibre.

L'existence de plusieurs modes, caractérisés par des angles θ différents, conduit à l'existence simultanée de plusieurs vitesses de groupe. Injectée à l'entrée de la fibre, une impulsion lumineuse circule d'autant plus lentement qu'elle est véhiculée par un mode d'ordre plus élevé. C'est ce qu'illustre, schématiquement, le diagramme de la figure 15. Cette caractéristique de la propagation par modes multiples constitue une gêne,

car elle entraîne une déformation des impulsions lors de leur propagation.

Fibre optique à gradient d'indice

Nous avons déjà évoqué le mécanisme de la réfraction et de la réflexion totale, dans un milieu à gradient d'indice (revoir la fig. 14).

On peut exploiter les propriétés du gradient d'indice dans les fibres optiques : l'indice n décroît alors depuis l'axe du guide jusqu'à la gaine, selon une loi fixée par construction. On dit que la variation est **quadratique** lorsque, depuis l'axe, et en fonction de la distance x à ce dernier (fig. 16), l'indice décroît de la façon suivante :

● si $|x| \leq a$ (a est le rayon du cœur) : $n^2(x) = n^2(0) [1 - (g x)^2]$

● si $|x| > a$ (on est alors dans la gaine, d'indice n_2 constant) :

$$n_2(x) = n_2^2$$

Le paramètre g est le gradient de l'indice de réfraction. Si le cœur a une répartition parabolique parfaite, g admet pour valeur :

$$g = \sqrt{2\Delta/a}$$

où Δ est toujours la différence relative maximale d'indice :

$$\Delta = \frac{n(0)^2 - n_2^2}{2 n(0)^2} \approx \frac{n(0) - n_2}{n(0)}$$

Dans un guide à gradient d'indice, les rayons lumineux ne suivent pas une trajectoire en zig-zag comme dans un guide à saut d'indice. Ils sont progressivement déviés, ainsi que le montre la figure 16. Ils se propagent dans le cœur de la fibre avec un mouvement ondulatoire autour de l'axe.

Des calculs que nous ne développerons pas ici, montrent que, dans un guide à gradient d'indice, les vitesses de groupe peuvent devenir égales pour tous les modes. On peut en donner une explication qualitative, en nous référant à la figure 17.

Le rayon 1, qui correspond à un mode d'ordre faible (angles θ petits), circule toujours au voisinage immédiat de l'axe. Il y rencontre donc des indices élevés, qui ralentissent sa vitesse de phase. Le rayon 2, qui correspond à un mode d'ordre élevé, s'écarte davantage de l'axe, et décrit donc une trajectoire de longueur plus grande. Mais, dans les régions éloignées de l'axe, l'indice devient plus faible, et la vitesse de phase est plus grande.

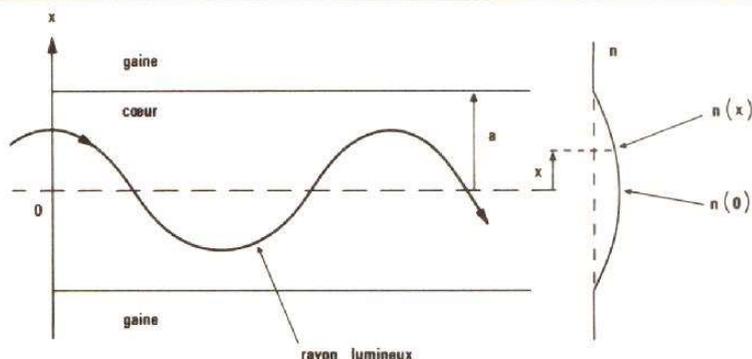


Fig. 16

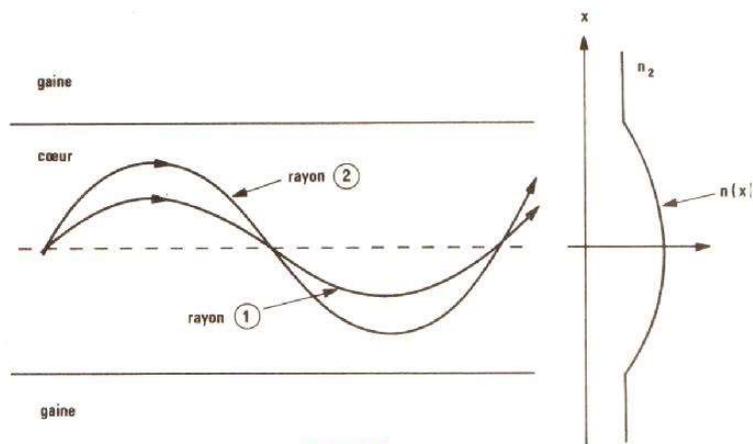


Fig. 17

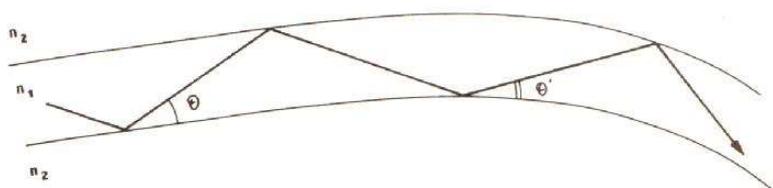


Fig. 18

Pour les impulsions appliquées à l'entrée de la fibre, les vitesses de groupe tendent alors à s'égaliser et ne dépendent plus du mode. On évite, alors, la dispersion constatée à la figure 15.

On peut dire aussi que la fibre à gradient d'indice exerce, sur les différents rayons, un effet de focalisation. Pour cette raison, le paramètre g s'appelle aussi **constante de focalisation**.

Influence de la courbure d'une fibre optique

Dans la pratique, il est évident qu'une fibre optique, longue de plusieurs kilomètres ou de plusieurs dizaines de kilomètres, doit subir des courbures dans sa trajectoire. On est donc conduit à se préoccuper des phénomènes qui se produisent dans un tel cas.

Le premier de ces phénomènes, dit « conversion de mode », est illustré par la figure 18, dans le cas d'un guide à saut d'indice. L'angle de réflexion, qui était θ dans la partie rectiligne, devient θ' dans la partie courbe. Il peut donc y avoir, pour certains rayons de courbure, un changement de mode, avec modification du temps de propagation. Dans certains cas, θ' peut devenir plus grand que l'angle limite de réflexion totale, θ_c . Une partie du rayonnement se trouve alors réfractée dans la gaine, et perdue pour le guide.

Ces pertes par rayonnement peuvent aussi se produire même pour des courbes à très grand rayon. Le front d'onde extérieur au cœur, et qui correspond au champ électrique pénétrant dans la gaine, ne pourrait suivre le guide qu'en se déplaçant, dans le milieu d'indice n_2 , à une vitesse supérieure à celle de la lumière. Ceci n'étant possible que dans certains romans de science-fiction délirante, l'énergie pénétrant dans ces parties de la gaine, rayonne vers l'extérieur.

Les phénomènes décrits pour les fibres à saut d'indice s'appliquent aussi aux fibres à gradient d'indice.

Influence des irrégularités d'interface

Nous avons, jusqu'alors, supposé parfaitement régulière la surface qui sépare le cœur de la gaine. Dans la

réalité, elle offre des accidents, comme le montre la figure 19. Il en résulte une dispersion des angles de réflexion θ , qui peuvent soit introduire des changements de mode, soit donner lieu à des pertes par réfraction.

B - La fabrication des fibres optiques

On peut, comme nous l'avons vu dans l'étude théorique qui précède, classer les fibres optiques en deux catégories principales : les fibres monomodes et les fibres multimodes. Tandis que les premières sont toutes des guides à saut d'indice, les secondes se partagent à leur tour en fibres à saut d'indice et en fibres à gradient d'indice.

Les techniques de fabrication et les matériaux choisis varient avec ces différents types : nous les passerons rapidement en revue.

Un problème pratique important est aussi celui du raccordement, bout à bout, de deux fibres ou de deux faisceaux de fibres. Ces raccordements sont inévitables lors de l'installation de lignes de grande longueur. Ils interviennent aussi dans les opérations de maintenance, pour la réparation de faisceaux coupés.

Différents types de fibres et matériaux de base

Les fibres monomodes doivent avoir un cœur de très faible diamètre : quelques micromètres seulement. Ce cœur est fabriqué en verre de silice, forme vitreuse d'oxyde de silicium SiO_2 très pur, offrant une atténuation extrêmement faible dans le proche infrarouge. L'indice de réfraction, voisin de 1,45, est plus faible que celui des autres verres. On doit alors, pour la gaine, choisir un matériau offrant un indice encore plus faible. Il est possible d'utiliser soit de la silice dopée au bore ou au fluor, soit certains composés organiques (plastiques).

Certaines fibres à saut d'indice multimodes, dont le cœur a un diamètre de quelques dizaines de micromètres, sont aussi constituées de deux zones concentriques de verre à la silice, ou d'un cœur de verre à la silice entouré d'une gaine plastique. Mais on construit aussi souvent le cœur

dans des verres à composants multiples. Les verres au phosphosilicate et au germanosilicate, à indice de réfraction plus élevé que celui de la silice, conviennent bien.

Les fibres à gradient d'indice comportent généralement un cœur en verre à la silice (diamètre de 30 à 50 micromètres), gainé d'un verre à composants multiples.

Méthodes de fabrication

Au cours des temps, diverses méthodes de fabrication ont été expérimentées avec plus ou moins de succès. Il ne reste guère, à l'heure actuelle, que la méthode du double creuset, et celle du dépôt chimique en phase vapeur, particulièrement adaptée à la construction de fibres à gradient d'indice.

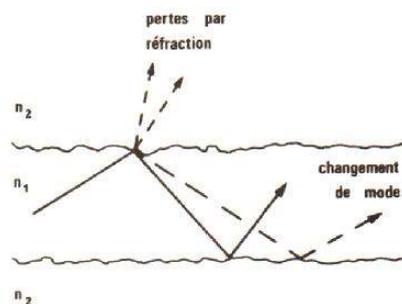


Fig. 19

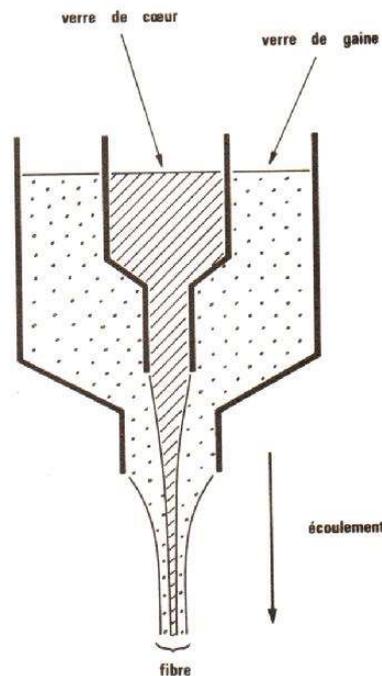


Fig. 20

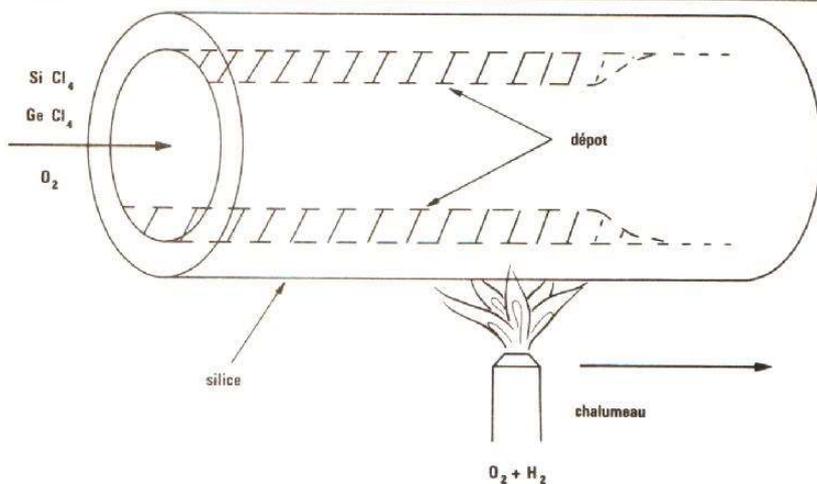


Fig. 21

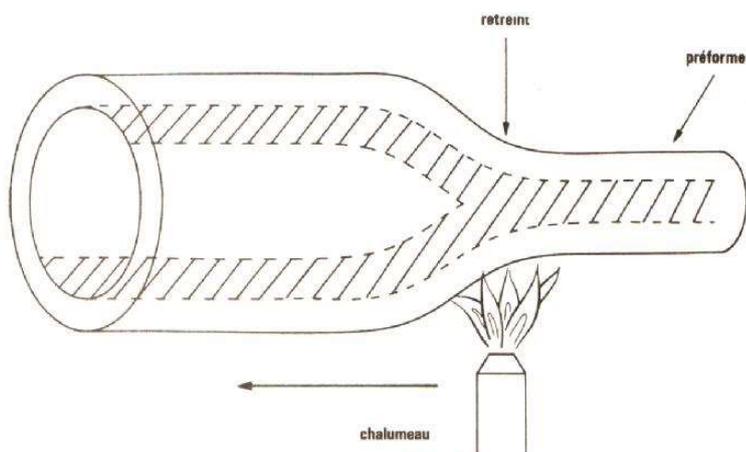


Fig. 22

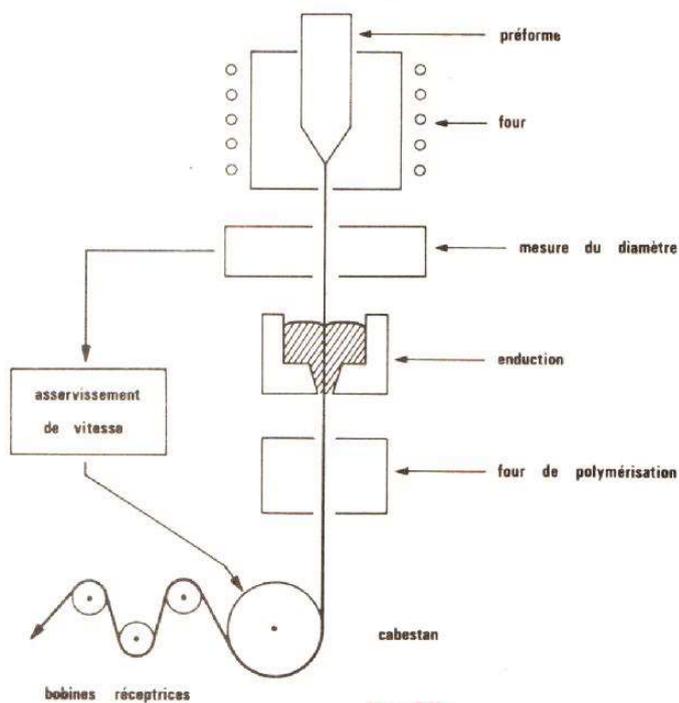


Fig. 23

La figure 20 illustre la méthode du double creuset. Le verre de cœur, fondu dans le creuset interne, et le verre de gaine fondu dans le creuset externe, s'écoulent par deux orifices concentriques pour former la fibre. Cette technique, applicable à une production industrielle, exige de grandes précautions pour éviter les contaminations par les impuretés des creusets.

Le dépôt chimique en phase vapeur (CVD = Chemical Vapor Deposition) est actuellement développé tant en laboratoire que dans l'industrie, et nous en proposons une description assez complète. Le procédé comporte deux étapes nettement distinctes :

- La fabrication d'une préforme, par le procédé CVD proprement dit. Cette préforme offre un diamètre de 10 à 15 mm, pour une longueur voisine du mètre. C'est donc une sorte de fibre optique très ramassée, courte et large.

- Le fibrage, opération employée aussi dans d'autres procédés, vise à étirer la préforme, pour en faire une longue fibre de très faible diamètre.

La réalisation de la préforme comporte deux étapes : le dépôt, et le collapsage. Pour effectuer le dépôt, on chauffe localement un tube de silice monté sur un tour de verrier (fig. 21), à l'aide d'un chalumeau oxyhydrique donnant une température de 1 400 à 1 600 °C. Le chalumeau se déplace sur toute la longueur du tube.

A l'une des extrémités de ce dernier, entre un mélange d'halogénures (chlorure de silicium SiCl_4 et chlorure de germanium GeCl_4) et d'oxygène. Dans la zone du tube à haute température, ce mélange donne un ensemble d'oxydes finement divisés, qui se dépose sous forme de poudre, juste au-delà de la flamme. Au passage du chalumeau, ces poudres subissent une vitrification.

Le choix de la température constitue un critère essentiel pour la reproductibilité des diverses réactions mises en jeu. L'épaisseur maximale déposable n'excède pas 10 à 20 μm , et il faut superposer de nombreuses couches, par des passages successifs du chalumeau. Ce dépôt de couches multiples permet d'ailleurs, en modifiant progressivement la composition de la phase gazeuse, d'obtenir aisément (!) des fibres à gradient d'indice.

Une fois le dépôt terminé intervient la seconde étape : le collapsage (fig. 22). L'injection des gaz est coupée et on augmente la température jusqu'à 2 000 °C. La silice se ramollit, et la tension superficielle provoque un rétreint du tube, qui se transforme en une baguette pleine, de 10 à 15 mm de diamètre.

A partir de là intervient le fibrage, réalisé sur une machine spéciale (fig. 23) qui étire les préformes. La préforme est descendue lentement et à vitesse constante dans un four chauffé à 2 000 °C. La fibre qui s'y forme par ramollissement, est étirée par un cabestan, puis enroulée sur des bobines réceptrices. Son diamètre ne dépend que de la vitesse du cabestan. Il risque cependant de fluctuer légèrement, à cause des inévitables variations de température du four. Pour pallier ces variations, on mesure le diamètre de la fibre, avec une précision de $\pm 0,1 \mu\text{m}$, en sortie du four, et on asservit la vitesse du cabestan au résultat de cette mesure. Les écarts, finalement, restent inférieurs au micromètre.

Un creuset, dans lequel passe la fibre, dépose sur celle-ci une couche plastique protectrice, de silicone ou de résine epoxyacrylate, qui est polymérisée par un deuxième four.

Raccordement et connexion des fibres optiques

Précisons la terminologie employée : par « raccordement », nous désignerons une liaison permanente,

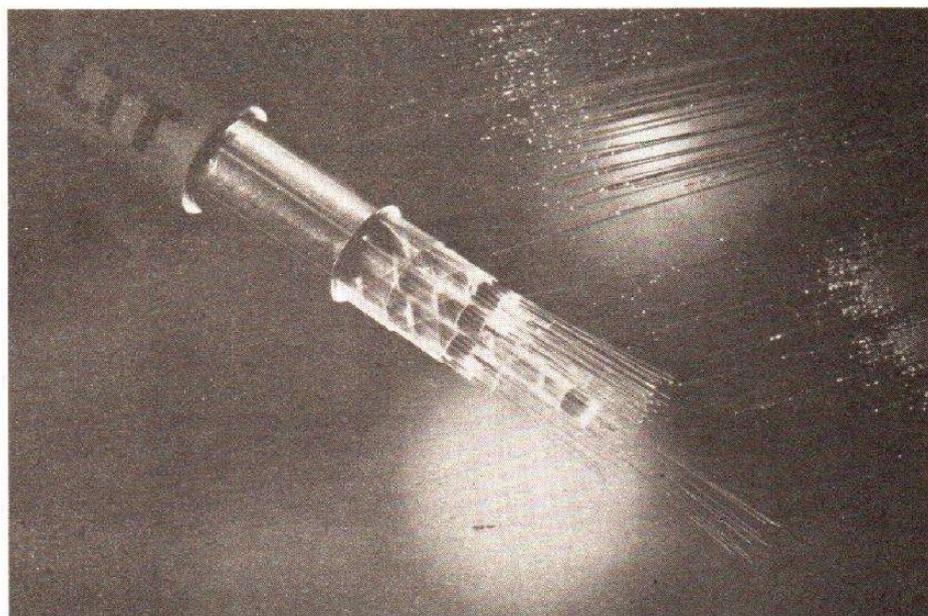


Photo B. – Câble de fibres optiques (doc. Thomson).

réalisée soit lors de l'installation, soit pour une réparation après rupture. Une « connexion » désignera, au contraire, un mode de liaison rapidement amovible et facile à rétablir.

Lors de la mise bout à bout de deux sections de fibres optiques, plusieurs défauts possibles nuisent à la continuité et sont sources de pertes, donc d'affaiblissement du signal. Les deux axes, en raison d'un glissement latéral s , peuvent n'être pas exactement en regard. La courbe de la figure 24a montre les pertes introduites, en fonction du glissement relatif s/d , où d est le diamètre du cœur.

On introduit aussi des pertes lorsque les faces en regard ne sont pas exactement au contact, mais séparées par un intervalle l . La figure 24b, donne l'affaiblissement en fonction du rapport l/d .

Enfin, un angle α entre les deux extrémités introduit les pertes indiquées par la figure 24c. Dans ces deux derniers cas, l'affaiblissement dépend aussi de l'ouverture numérique ON. Les courbes ont été tracées pour des ouvertures numériques de 0,15 et de 0,50.

Les problèmes d'alignement mécanique sont résolus par la création de supports de référence, sur lesquels les fibres viennent prendre appui. A cet effet, on peut utiliser diverses techniques. Dans la figure 25a, le guide est une rainure en V, où les fibres sont maintenues soit par une cale plane, soit par une autre cale en V. La figure 25b illustre la méthode du manchon en verre, dans lequel on emmanche les extrémités des fibres. Dans la figure 25c, la fibre optique est serrée entre quatre tiges, dont l'une

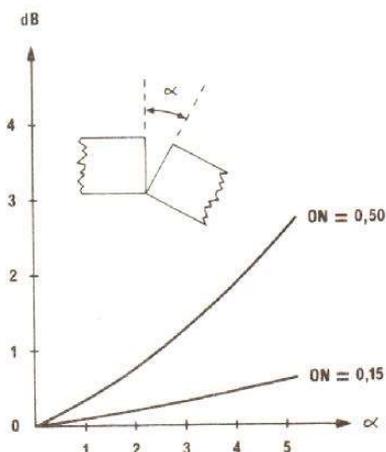


Fig. 24

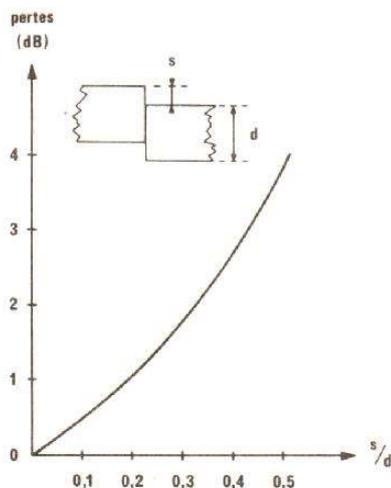


Fig. 24 a

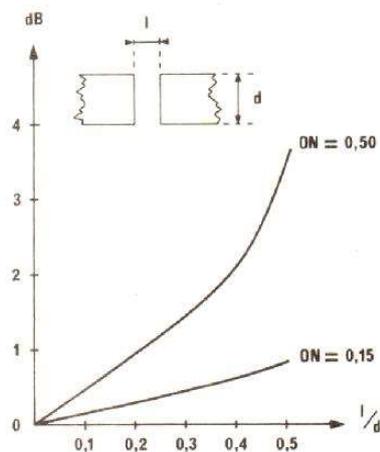


Fig. 24 b

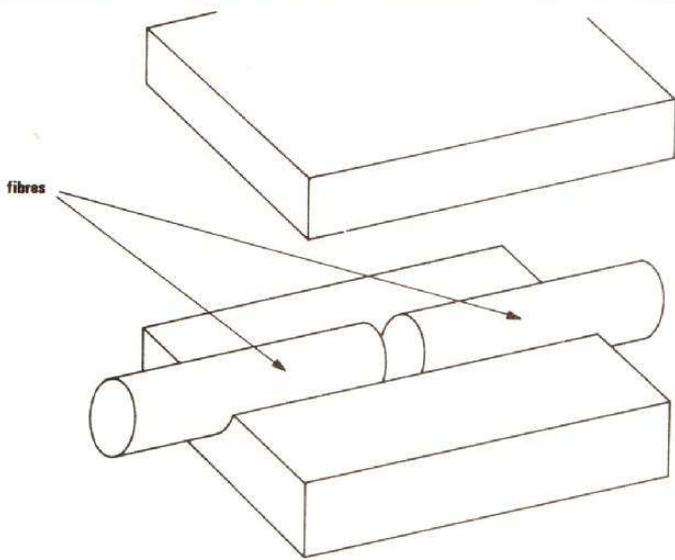


Fig. 25 a

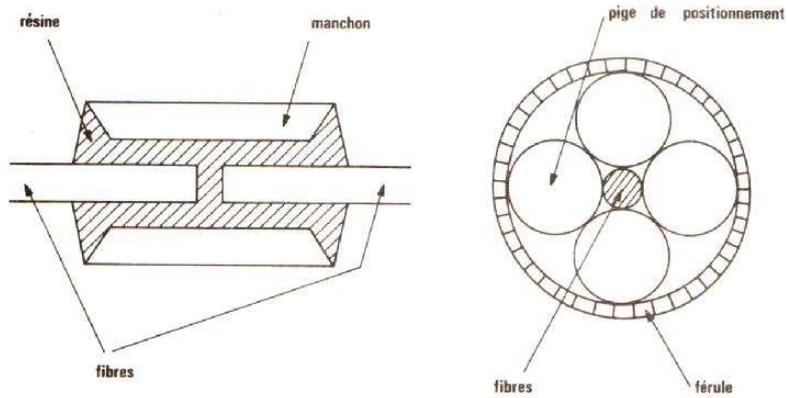


Fig. 25 b

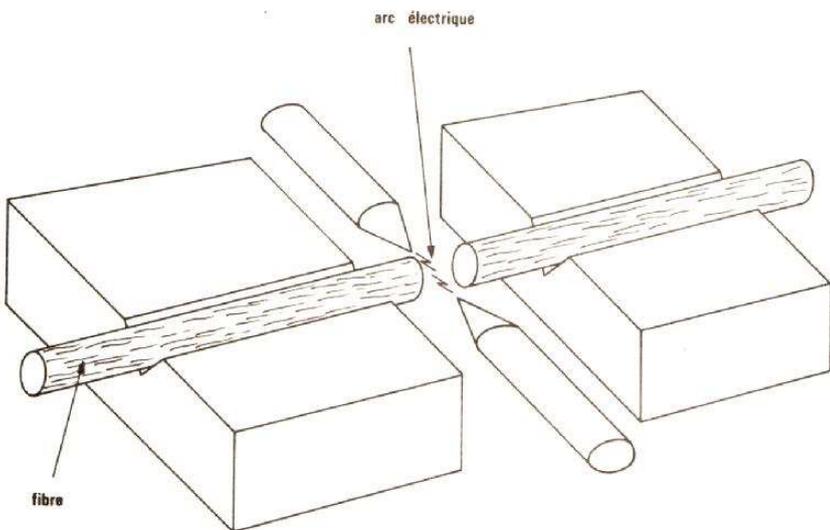


Fig. 26

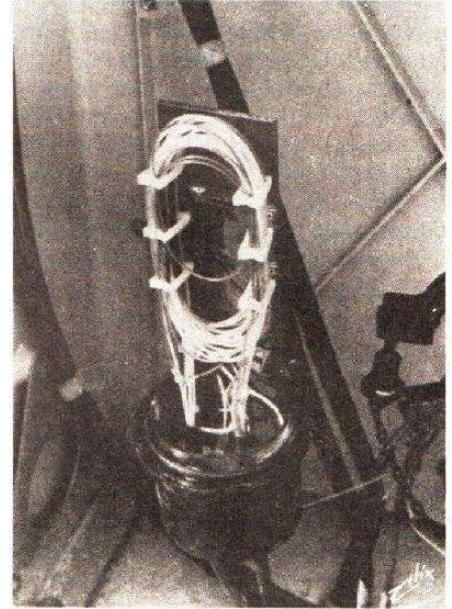


Photo C. – Détail d'une boîte de jonctions renfermant les épissures optiques (photo Alix, doc. Portenseigne).

sert de pige de positionnement, le tout étant maintenu par une fêrule. Toutes ces méthodes sont complétées par un collage à la résine époxy qui assure la fixation définitive (cette colle doit avoir le même indice de réfraction que la gaine d'origine).

On utilise de plus en plus, actuellement, le raccordement par fusion. Les deux extrémités des fibres sont ramollies dans un arc électrique à faible puissance, et pressées l'une contre l'autre dans des guides (fig. 26).

La réalisation des connecteurs apparaît un peu plus délicate. Plusieurs modèles proposés sur le marché, comportent un verrouillage à baïonnette. Une solution récente est le connecteur à double excentrique : au montage, les deux fibres sont légèrement décalées par rapport à l'axe. En faisant tourner les manchons l'un par rapport à l'autre, on peut optimiser la coïncidence. Le contrôle s'effectue optiquement, en mesurant l'intensité lumineuse qui sort de la fibre en aval.

On parvient à construire des connecteurs où, grâce à l'interposition entre les extrémités des fibres d'une feuille de plastique réduisant les pertes par réflexion, l'affaiblissement ne dépasse par 0,1 à 0,2 dB. (A suivre)

René RATEAU

Réalisez votre ordinateur individuel

LA CARTE COULEUR HAUTE RESOLUTION

Après une attente que certains ont peut-être trouvé un peu longue, nous avons le plaisir de vous présenter aujourd'hui la carte la plus performante du système, tant en raison de ses possibilités propres qu'en raison de sa polyvalence. Cette carte permet, en effet, de faire de l'affichage alphanumérique et graphique couleur, haute résolution sur écran TV lorsqu'elle est réalisée dans sa version la plus complète mais, pour un prix de revient bien moindre, correspondant à un équipement moins complet, elle peut aussi servir de successeur à la carte IVG09 dont la réalisation était devenue impossible ces derniers mois du fait de la disparition du marché des mémoires TMS 4044.

Vu l'importance du sujet, abordons celui-ci sans plus attendre avec une présentation exhaustive des possibilités de la carte baptisée AGC09.

Présentation

Comme le laisse entendre l'introduction, cette carte est polyvalente en ce sens qu'elle peut être équipée de divers types de composants correspondant à des utilisations, mais aussi à des dépenses, différentes. En version, que nous appellerons « de base » dans la suite de cet article, la carte AGC09 est équivalente à la carte IVG09 au point de vue résolution et possibilités d'affichage, mais dispose, en plus, d'un affichage couleurs avec huit couleurs de caractères et huit couleurs de fond, le fond étant programmable au niveau de chaque caractère. Toujours en plus par rapport à IVG09, la carte AGC09 en version de base offre deux jeux de caractères accessibles en permanence, ce qui permet, par exemple, de disposer du jeu normal et du jeu accentué français.

Précisons bien que dans cette configuration de base, la résolution graphique d'AGC09 est identique à celle d'IVG09 et ne permet, bien sûr, pas de prétendre à l'appellation haute résolution.

En utilisant d'autres mémoires et en basculant quelques mini-interrupteurs, il est possible de réaliser la version « haute résolution » d'AGC09 et ce qualificatif n'est pas usurpé, puisque l'on dispose alors, en mode graphique, de 512 points horizontaux sur 256 points verticaux ; c'est bien plus que ce qu'est capable de passer un téléviseur couleurs domestique, fut-il neuf et bien réglé ! Cette haute résolution est accessible elle aussi avec huit couleurs de points et huit couleurs de fond.

Bien sûr, même configurée en version haute résolution, la carte peut encore fonctionner en mode alphanumérique et afficher le 20 ou 24 lignes de 80

caractères, que savait afficher IVG09.

Dans les deux cas c'est-à-dire pour la version de base et pour la version haute résolution, il est possible à tout instant d'équiper la carte d'un générateur de caractères en RAM, qui peut être chargé et lu par le microprocesseur en temps réel. Ce générateur permet donc toutes les fantaisies telles que l'affichage de symboles au milieu de textes normaux par exemple ou l'utilisation de formes de caractères autres que celles des deux jeux normaux. Pour bien imaginer ce que permet un tel générateur de caractères en RAM, placez-vous dans la situation suivante : vous êtes en train d'éditer du texte avec l'éditeur du DOS par exemple et vous voulez faire apparaître celui-ci en gothique sur l'écran ; avec le générateur en RAM c'est immédiat (quelques millisecondes). Cet exemple est très restrictif et nous espérons que les photos que nous vous proposerons dans notre prochain article vous donneront une meilleure idée de ce qu'il est possible de faire.

Pour ce qui est du problème du moniteur ou du récepteur TV, cette carte est très souple puisqu'elle peut s'accommoder de tous les appareils existant sur le marché ainsi que des récepteurs TV ordinaires munis d'une prise péritélévision. Tous les niveaux de sortie (ceux des trois couleurs fondamentales mais aussi celui de la synchro) sont ajustables individuellement.

Bien que disposant de la couleur, cette carte peut aussi

être utilisée avec un moniteur noir et blanc sur lequel vous êtes libres d'exploiter ou non les variations de couleurs comme huit niveaux de gris.

Comme cette carte doit pouvoir succéder à IVG09, elle reçoit le même PIA que cette dernière, permettant de brancher un clavier ASCII et de commander le haut-parleur générant le bip sonore du code ASCII « bell ». Le connecteur couplé à ce PIA a le même format et le même brochage que celui d'IVG09 ; comme cela, si vous avez envie d'abandonner votre « vieille » IVG09 pour AGC09, cela n'en ira que plus vite.

Et les composants diriez-vous ? Ils doivent être chers et rares. Que nenni ; en effet, répondant en cela aux nombreuses demandes que nous avons reçues, nous avons utilisé sur AGC09 une majorité de composants déjà présents sur IVG09. Cette solution présente, en effet, plusieurs avantages :

- Elle ne lèse pas ceux d'entre vous qui avaient commencé à approvisionner des composants pour IVG09 et qui n'ont pu monter cette carte faute de TMS 4044.
- Elle permet à ceux d'entre vous qui ont une IVG09 et qui voudraient passer à AGC09 de le faire à moindre frais.
- Elle permet de ne pas casser tout le logiciel ayant pu être réalisé pour IVG09.
- Elle permet de vous proposer une carte utilisant des composants d'approvisionnement facile et de prix de revient abordable pour des performances qui sont, vous avez

pu le constater, à la hauteur des meilleures réalisations commerciales du moment sur systèmes à microprocesseurs 8 bits.

Ce long préambule étant fait — mais il nous semblait utile pour situer le sujet —, nous allons aborder l'étude de ce « monstre ».

Principe général

Nous n'allons pas décrire à nouveau en détail le principe d'une carte de visualisation sur écran TV, vous renvoyant pour cela aux pages consacrées à ce sujet lors de la description de la carte IVG09 dans notre numéro 1685. Tout au plus allons-nous rappeler en figure 1 le synoptique d'une telle carte et les généralités relatives à son fonctionnement car cela nous permettra de mieux comprendre celui d'AGC09.

Le principe de toute carte de visualisation, qu'elle soit alphanumérique ou graphique et quelle qu'en soit la résolution reste le même et repose sur un RAM à double accès. Dans cette RAM, le microprocesseur vient écrire les codes des caractères à afficher (en mode

alphanumérique) ou vient écrire les points à allumer (en mode graphique) et, indépendamment de cela et en permanence, une logique généralement regroupée dans un contrôleur de visualisation intégré vient adresser cycliquement cette mémoire et fait afficher son contenu converti de parallèle en série par un registre à décalage. Ce contrôleur génère également les signaux de synchronisation indispensables pour l'obtention d'une image stable sur un écran TV.

En mode alphanumérique, le contenu de la RAM n'est pas utilisé tel quel pour être visualisé puisque cette dernière contient les codes des caractères et non leurs formes ; ces codes sont donc appliqués à un circuit appelé générateur de caractères qui traduit les codes en formes.

Le multiplexeur visible figure 1 n'est autre qu'une circuiterie permettant au microprocesseur et au contrôleur de visualisation d'accéder à la même RAM sans conflit.

Ce synoptique était celui de notre carte IVG09 et est à la base de celui de la carte AGC09 que vous pouvez maintenant découvrir en figure 2. Il

est un peu plus chargé, mais nous allons l'analyser sous-ensemble par sous-ensemble en prélude à la lecture du schéma réel (ne le regardez pas encore vous risquez de prendre peur, à tort !).

L'élément essentiel du synoptique se remarque à peine et est constitué par la RAM d'écran visible au centre gauche de la figure ; comme sur la figure 1, cette RAM a ses lignes d'adresses reliées de A₀ à A₁₇ du bus du microprocesseur ou au contrôleur de visualisation par l'intermédiaire de multiplexeurs.

Le contrôleur de visualisation est (encore) un 6845 de Motorola et non un quelconque processeur graphique. Ce circuit est, en effet, moins cher que ces derniers et, surtout, est d'une programmation beaucoup plus facile en mode alphanumérique. Qui plus est, sa mise en œuvre matérielle est beaucoup plus simple que celle des EF 9365, 9366 et 9367, toutes choses égales par ailleurs. Rappelons que ce contrôleur peut gérer une taille mémoire quelconque comprise entre 256 octets et 16 K-octets ainsi que des générateurs de caractères de tailles

de matrices comprises entre une et 32 lignes. Il délivre, en outre, des signaux de synchronisation ligne et image qui sont entièrement programmables, ce qui permet de l'utiliser sans difficulté avec diverses configurations de mémoires d'écran.

Les données de la RAM d'écran peuvent être reliées au bus du microprocesseur via un amplificateur bidirectionnel classique mais sont, dans tous les cas, reliées en permanence à un latch (huit bascules D) qui commande les générateurs de caractères.

Afin de simplifier la circuiterie et les décodages d'adresses, les lignes de données du contrôleur d'écran 6845 et du PLA passent par des amplis différents de ceux de la RAM d'écran.

Avant de poursuivre la partie visualisation, examinons la fonction de la RAM d'attributs. Pour faire de la couleur sur une carte de visualisation, deux solutions existent. La plus performante, mais aussi la plus coûteuse en prix, en nombre de composants et en place, consiste à tripler la RAM d'écran en affectant chaque RAM ainsi constituée à une

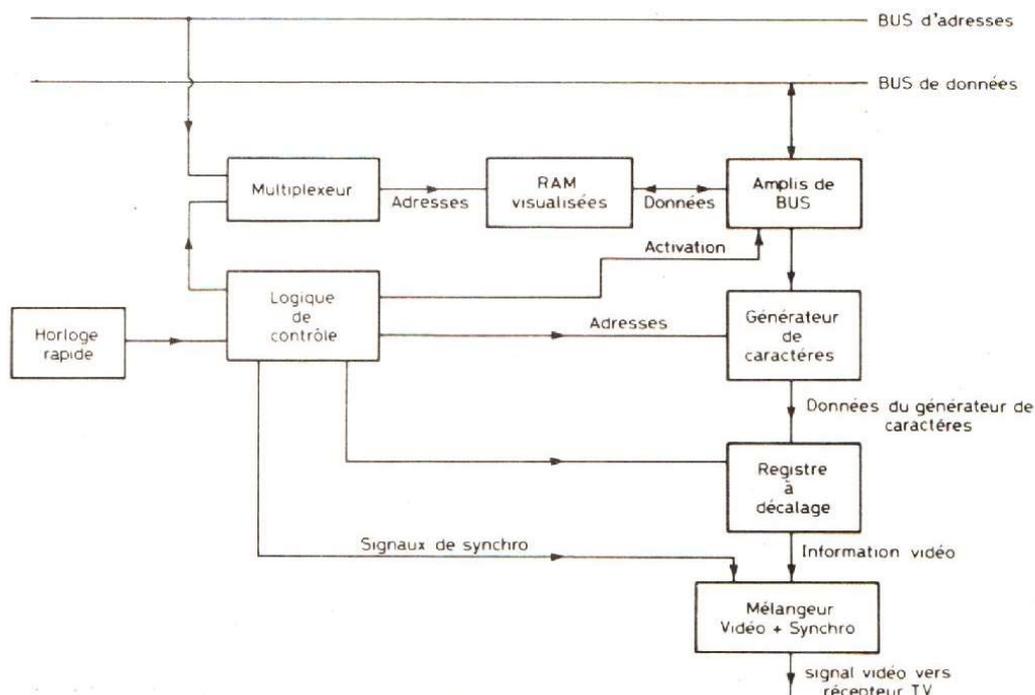


Fig. 1. — Synoptique général d'une carte de visualisation alphanumérique classique.

Une logique vidéo complète cela et, à partir d'une horloge, des signaux issus du registre à décalage, des bits d'attributs et des signaux de synchronisation fournis par le 6845 élabore un signal vidéo RVB - synchro propre à être appliqué à tout moniteur couleur ou téléviseur muni d'une prise péritélévision ; une option étant prévue pour combiner ces signaux et fournir ainsi un signal vidéo composite pour le moniteur TV noir et blanc.

Le schéma complet

Il vous est présenté figure 3 mais, si vous aviez déjà feuilleté ce numéro du Haut-Parleur

avant de le lire, vous aviez dû le remarquer... Malgré son apparente complexité, nous allons voir qu'il est assez facile à digérer et, surtout, que l'investissement qu'il nécessite est sans commune mesure avec ce que l'on pourrait penser de prime abord.

Pour le disséquer au mieux, il est souhaitable de procéder par analogie avec le synoptique de la figure 2 ; ce que nous allons faire. Liquidons tout d'abord les parties les plus simples.

Le PIA est câblé de façon analogue à ce que nous avons fait sur IVG 09. Côté bus, il est relié aux lignes de données par un ampli bidirectionnel du type 75LS640 ou 645 et son décodage d'adresse est confié à

une PROM 7611, dont le contenu est donné figure 4, vous montrant ainsi que ce PIA se trouve de 4 000 à 40 FF.

Côté extérieur, sa moitié B est réservée au clavier et peut admettre jusqu'à 8 lignes de données sur PBO à PB7. Si votre clavier utilise moins de lignes, il suffit de ne pas relier les entrées sur numéraires. Tous les types de « stobes » sont admis par le biais des interrupteurs S₇ à S₁₀ et du monostable de remise en forme éventuel. Dans la majorité des cas, ce dernier n'est pas nécessaire et est tout simplement strapé comme nous le verrons dans la partie mode d'emploi de la carte. Le strobe, remis en forme ou non, arrive sur CB 1 où il est facilement

délectable grâce aux propriétés du PIA. La ligne CB 2, quant à elle, est configurée en sortie et commande un petit oscillateur BF réalisé autour d'un 555 qui actionne le haut-parleur reproduisant le « bip » généré lors d'un code ASCII 07.

Le côté A est utilisé en sortie pour les bits d'attributs. Comme le nombre d'entrées connectées sur PA1 à PA7 et CA2 est élevé, un amplificateur de bus trois états est utilisé. De plus, il isole les sorties du PIA des lignes D₀ à D₇ des mémoires d'attributs lorsque celles-ci sont en lecture évitant des courts-circuits fâcheux.

Le contrôleur de visualisation 6849 fait ampli de bus commun avec le PIA mais est

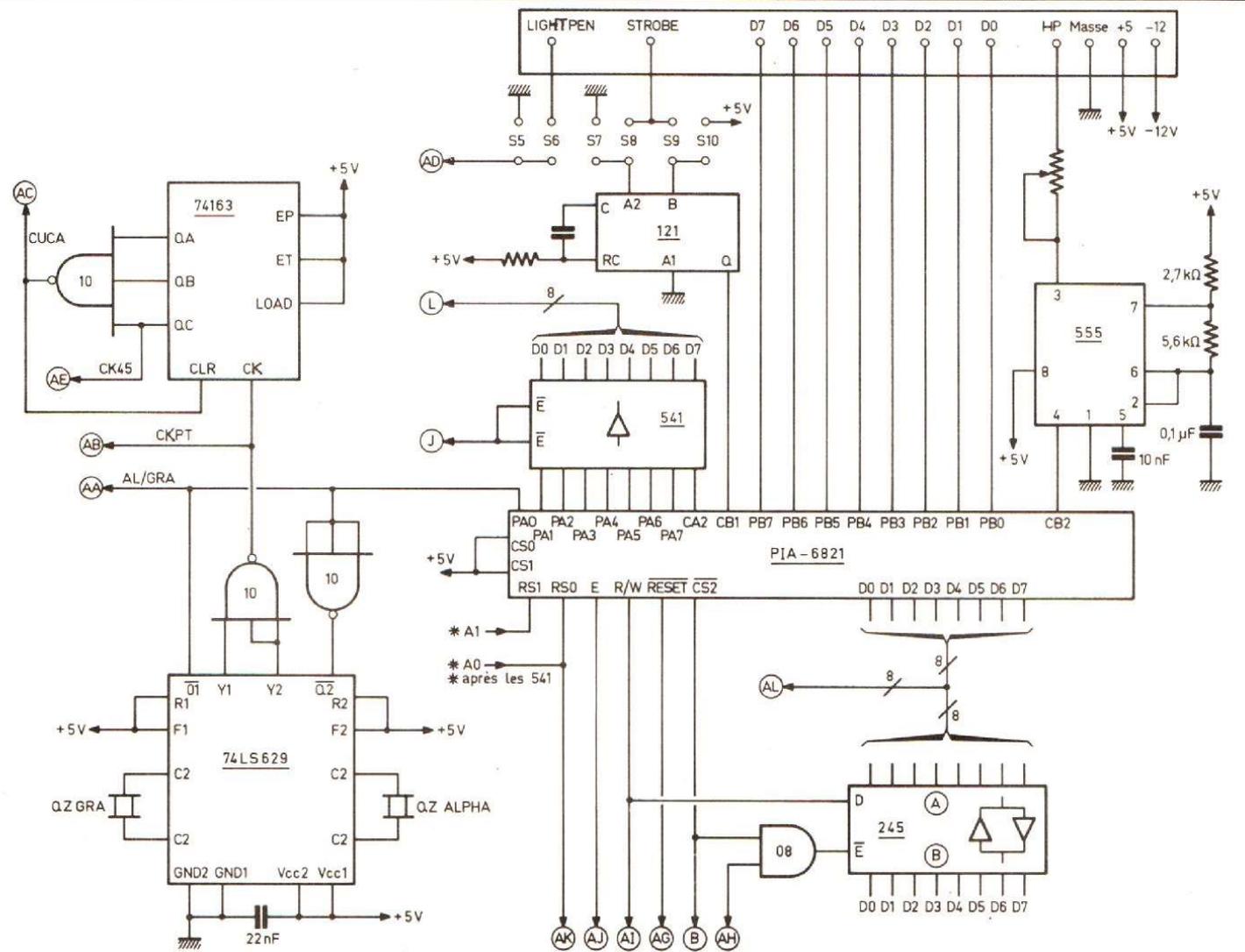
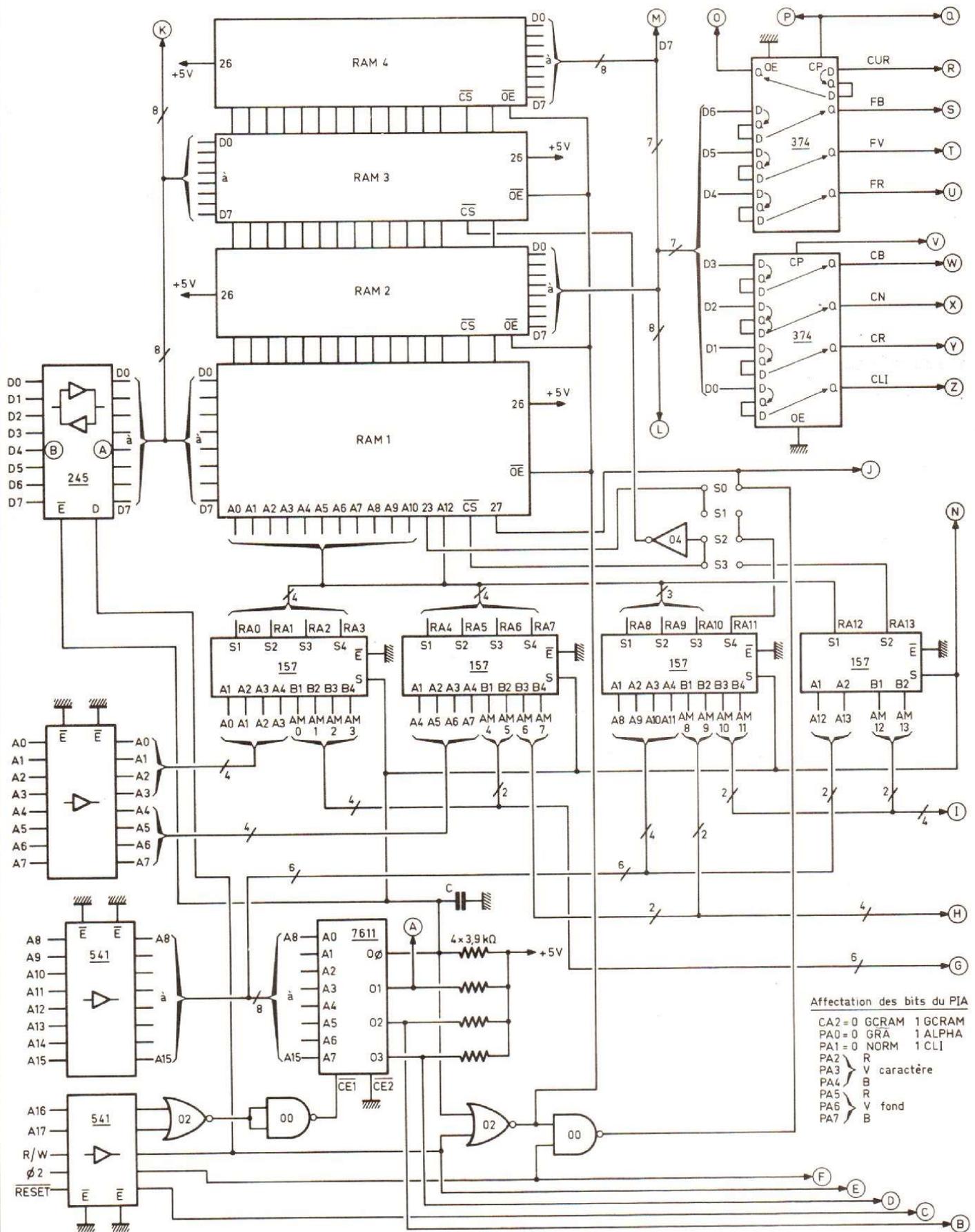


Fig. 3. — Schéma complet de la carte AGC 09.



Affectation des bits du PIA

- CA2 = 0 GGRAM 1 GCRAM
- PA0 = 0 GRA 1 ALPHAM
- PA1 = 0 NORM 1 CLI
- PA2 } R
- PA3 } V caractère
- PA4 } B
- PA5 } R
- PA6 } V fond
- PA7 } B

Fig. 3 a

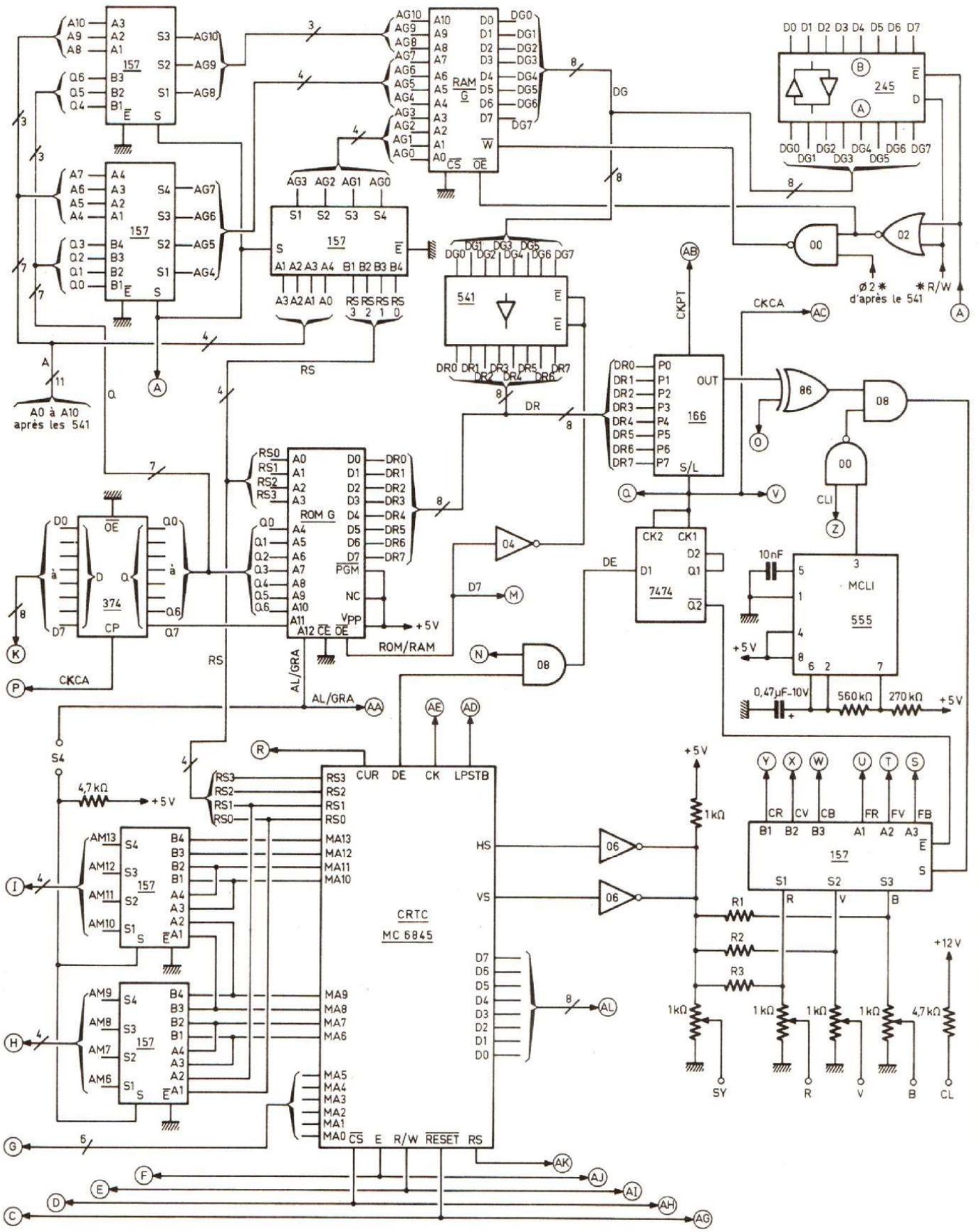


Fig. 3 b

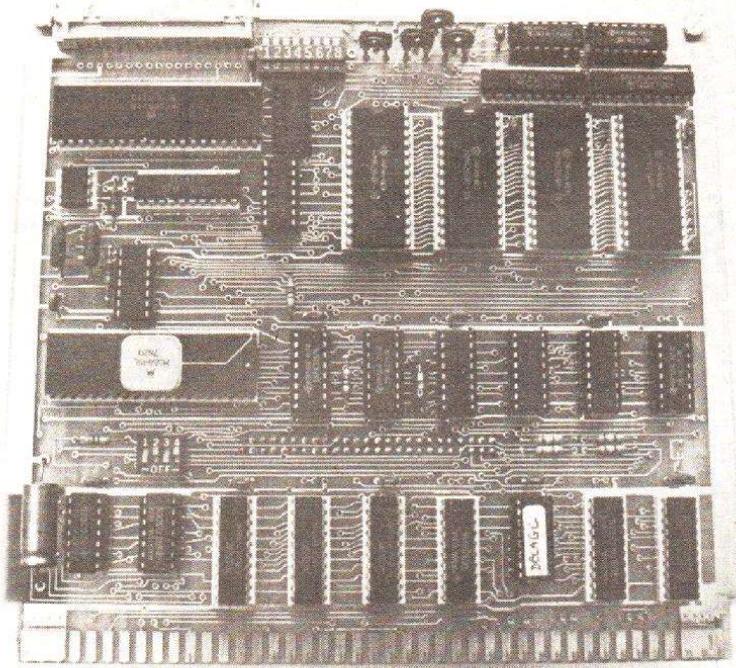


Photo 1. — La carte AGC 09 côté composants en version haute résolution.

adressé de 4100 à 41FF comme vous pouvez le constater encore une fois par examen du contenu de la 7611 de décodage d'adresses. Ses lignes d'adresses MA0 à MA13 vont sur les lignes d'adresses des RAM d'écran via des multiplexeurs tandis que les lignes RSO à RS3 vont sur les divers générateurs de caractères afin de sélectionner les lignes des matrices visualisées. Ce CRTC reçoit une horloge sur sa patte CK ; horloge issue de celle utilisée pour produire le signal vidéo et à partir de laquelle il fabrique tous ses signaux de comptage interne servant à l'adressage des mémoires, ainsi que les signaux de synchronisation disponibles sur les sorties HS (horizontale) et VS (verticale). La sortie CUR signale la présence du curseur à la logique vidéo tandis que DE (Display Enable) interdit la génération des signaux vidéo hors des périodes où il y a réellement des caractères à afficher (bords de l'écran et retours lignes et trames). L'entrée LPSTB permet de connecter un light pen qui sera directement opérationnel dès lors que quelqu'un voudra bien en écrire le logiciel d'exploitation...

La RAM de visualisation est organisée autour de RAM 1 et RAM 3 tandis que RAM 2 et

RAM 4 sont leurs RAM d'attributs associées. Les lignes d'adresses et de données de RAM 1 et RAM 3 sont reliées ; la sélection d'un boîtier ou de l'autre se faisant grâce à la patte CS (Chip Select) de ces mémoires. Les RAM utilisées sont des RAM statiques de 2 K-mots de 8 bits ou 8 K-mots de 8 bits selon la résolution désirée ; des mini-interrupteurs S₀ à S₄ permettant de sélectionner l'une ou l'autre taille mémoire.

Les quatre 157 placés sous les mémoires constituent les multiplexeurs d'adresses du synoptique de la figure 2. Ils sont commandés par une des lignes de la 7611 afin que le microprocesseur soit prioritaire sur le CRTC lors des accès mémoire. Compte tenu de la programmation de la 7611, la RAM d'écran occupe de 0000 à 1FFF en version 2 fois 2 K-octets ou de 0000 à 3FFF en version 2 fois 8 K-octets.

Les RAM d'attributs quant à elles sont bien évidemment du même type que les RAM d'écran puisqu'il doit y avoir un attribut par caractère et leurs lignes d'adresses sont reliées à celles des RAM d'écran puisque chaque attribut doit se trouver à la même adresse que le caractère qu'il concerne pour que la logique de génération vidéo puisse exploiter

celui-ci au bon moment. Les données sont, par contre, reliées aux sorties du 74541 placé en amplificateur sur PA1 à PA7 et CA2.

Les sorties de données des RAM d'écran arrivent sur un latch (74 374) d'où elles vont sur la ROM génératrice de caractères. Par rapport à IVG09, il n'y a plus ici qu'une seule mémoire qui regroupe les anciens GCG et GCA et qui, de plus, regroupe les versions normale et accentuée de ces générateurs. Cette mémoire est, de ce fait, une UVROM 8 K-octets de type 2764. Au-dessus de celle-ci se trouve la RAM génératrice de caractères montée exactement comme schématisé sur le synoptique de la figure 2. Cette RAM est une 2 K-octets puisqu'elle n'est utile qu'en mode alphanumérique et qu'il est inutile de lui prévoir une taille supérieure compte tenu des jeux de caractères déjà disponibles dans la ROM. Les 74157 qui sont à sa gauche commutent ses lignes d'adresses sur le bus du microprocesseur lorsque celui-ci veut écrire ou lire cette mémoire, ou sur les sorties du 6845 et des latches lorsqu'elle est utilisée en générateur de caractères. C'est, ici aussi, la 7611 qui décode l'adresse de cette mémoire et qui commute en conséquence

les 74157 ; mémoire qui est placée de 4800 à 4FFF.

Les sorties de la ROM ou de cette RAM arrivent sur un 74166 qui est un registre à décalage recevant d'autre part l'horloge « point » à 16 MHz en mode alphanumérique et à 12 MHz en mode graphique. Il produit un signal vidéo que l'on peut qualifier de noir et blanc auquel sont ajoutés les informations de présence du curseur et de clignotement éventuel grâce aux portes qui le suivent. Il commande alors un 74157 recevant sur ses entrées les bits d'attributs de couleurs de caractères et de couleur de fond ; 74157 qui délivre donc sur ses sorties les trois signaux fondamentaux R, V, B pouvant être dosés individuellement par des potentiomètres.

Le signal de synchro quant à lui est fourni par un 7406 qui additionne et inverse HS et VS en provenance du 6845. Les résistances facultatives R₁, R₂ et R₃ permettent, en application monochrome, d'ajouter R, V, B et la synchro pour former un signal vidéo composite traditionnel mais proposant tout de même huit niveaux de gris.

Les diverses bascules D regroupées dans 2 circuits 74374 se trouvant sur le passage des bits d'attributs retardent ceux-ci de façon identique au retard subi par le caractère auquel ils sont associés, du fait du passage de ce dernier dans le latch et le générateur de caractères.

L'oscillateur d'horloge point, cauchemar de certains réalisateurs de la carte IVG 09, est ici constitué par un double oscillateur intégré type 74LS629 qui est d'un fonctionnement absolument sûr ; son démarrage est, par ailleurs, toujours assuré quelles que soient les circonstances. Aucune commutation n'existe au niveau de cet oscillateur ; chaque moitié oscille sur une fréquence propre et l'on inhibe l'une ou l'autre selon que l'on fonctionne en graphique ou en alphanumérique.

Nous en resterons là de cette analyse pour l'instant ; les particularités que nous avons volontairement laissées

dans l'ombre étant expliquées au moment de la description du mode d'emploi de la carte (car il en faut un, vu toutes ses possibilités). Nous allons maintenant consacrer quelques lignes aux composants à approvisionner selon la version que vous souhaitez réaliser.

Composants et versions

Pour vous faciliter la tâche, nous avons réalisé plusieurs tableaux. Le premier correspond au minimum nécessaire pour pouvoir espérer faire fonctionner la carte, et les différentes possibilités d'équipement sont présentées sur des tableaux qui le complètent comme nous allons le voir ; mais, en tout état de cause, il vous faut acheter ce qui est contenu dans le tableau de la figure 5.

Tous les composants figurant dans ce tableau sont classiques. Le quartz 16 MHz est disponible chez Facim ainsi que le circuit imprimé double face à trous métallisés avec vernis épargne. Le générateur de caractères en ROM, appelé GCGX (X pour exceptionnel ?) est également disponible prêt à l'emploi chez Facim sous forme d'une 2764 convenablement programmé ; il en est de même de la 7611 de décodage d'adresse référencée DECAGC. Si vous êtes équipé, vous pouvez toutefois la programmer vous-même en utilisant le tableau de la figure 4.

Le seul circuit TTL qui peut vous poser des problèmes est l'oscillateur 74LS629 qui peut éventuellement être remplacé par son prédécesseur plus ancien et moins performant, le 74LS124 (ces deux circuits sont pin for pin compatibles).

Comme pour toutes nos autres cartes, les amplis de bus de données sont des 74LS245 ou 74LS645 si votre carte CPU09 est équipée de circuits de ce type, et des 74LS640 si votre CPU09 utilise des 74LS640.

Malgré le léger surcroît de prix que cela implique, nous vous recommandons de monter tous les composants sur

supports ; pour cela nous avons indiqué dans chaque tableau le nombre nécessaire. Ne totalisez pas ces chiffres pour les comparer au schéma théorique car certains boîtiers de 7400 ou 7408 sont incomplètement utilisés afin de faciliter le dessin du circuit imprimé ; vous trouveriez alors plus de supports dans les tableaux que sur le schéma.

Vu l'évolution du marché et le nombre de composants de cette carte, nous vous recommandons fortement de n'y utiliser que des circuits TTL LS, sauf pour le 7406 qui n'existe qu'en version normale.

A ce tableau de base, il faut impérativement ajouter le contenu du tableau de la figure 6 qui correspond à l'équipement de la carte en basse résolution (analogue à la carte IVG 09) ou le contenu du tableau de la figure 7 qui corres-

pond à l'équipement haute résolution (512 par 256 points).

Le tableau de la figure 6 n'appelle pas de commentaire, les mémoires RAM y figurant étant des classiques du genre ; de plus notre carte AGC 09 peut admettre tous les modèles du marché actuel en boîtier 24 pattes au brochage normalisé. Le quartz 6 MHz n'est nécessaire que si vous voulez utiliser la carte en mode graphique et, si tel est le cas,

c'est une fréquence standard que tous les revendeurs ont en stock.

Pour ce qui est du tableau de la figure 7, c'est un peu différent ; en effet, il est fait appel à des mémoires statiques de 8 K-mots de 8 bits (encore inexistantes il y a un an) en boîtier 28 pattes. Ces mémoires vont être produites dans quelque temps par tous les grands fabricants mais, pour l'instant, elles ne sont

Adresse	Contenu	Fonction
00 à 3 F	7	Adressage RAM d'écran
40	D	Adressage PIA (6821)
41	E	Adressage CRTIC (6845)
42 à 47	F	Néant
48 à 4 F	B	Adressage RAM génératrice caractères
50 à FF	F	Néant

Fig. 4. - Contenu de la PROM de décodage d'adresses.

Nombre	Types
1	MC 6845 ou EF 6845
1	MC 6821 ou 6820 ou EF 6821 ou EF 6820
2	74LS 645 ou 74LS 245 (si 74LS 645 ou 245 sur CPU09)
2	74LS 640 (si 74LS 640 sur CPU09)
1	74LS 629 ou éventuellement 74LS 124
4	74LS 541
3	74LS 374
1	74LS 166
1	74LS 163
5	74LS 157
1	74LS 86
1	74LS 74
1	74LS 10
2	74LS 08
1	7406
1	74LS 02
2	74LS 00
2	NE 555 ou LM 555
1	ROM GCGX (2764 programmée)
1	quartz 16 MHz
11	Résistances 1/4 W 5 %, 1 × 560 kΩ, 1 × 270 kΩ, 1 × 5,6 kΩ, 2 × 4,7 kΩ, 4 × 3,9 kΩ, 1 × 2,7 kΩ, 1 × 1 kΩ
4	Potentiomètres ajustables carbone au pas de 2,54 mm, verticaux de 1 kΩ
3	Condensateurs chimiques : 1 × 0,47 μF 10 V, 2 × 100 μF 10 V
3	Condensateurs polyester : 2 × 10 nF, 1 × 0,1 μF
1	ROM 7611 programmée (référence DECAGC chez Facim)
32	Condensateurs céramique multicouche de 22 nF (découplage)
2	Connecteurs pour câble plat, mâles, coudés, 50 contacts, pour circuits imprimés.
2	Connecteurs femelle à sertir sur câble plat, 50 contacts, pour connecteur mâle ci-avant
10 cm	de câble plat 50 points à sertir sur les connecteurs ci-avant
1	Connecteur pour câble plat, mâle, coudé 34 points (clavier)
37	Supports, 2 × 40, 5 × 28, 9 × 20, 10 × 16, 9 × 14, 2 × 8
1	Circuit imprimé AGC09
3	Mini-interrupteurs en boîtier DIL : 1 × 8, 1 × 4, 1 × 1

Fig. 5. - Le matériel indispensable.

disponibles facilement que chez Hitachi sous la référence indiquée. Leur prix, au moment où ces lignes sont écrites, c'est-à-dire au mois d'août, est encore d'environ 500 F le boîtier, mais il est évident que celui-ci va chuter très rapidement dès qu'elles vont devenir disponibles chez d'autres fabricants (ce qui sera peut-être déjà le cas lorsque vous lirez cet article). Devant la nouveauté de ces circuits et le manque de dynamisme de la majorité des revendeurs, nous avons demandé à Facim d'en tenir quelques boîtiers en stock. Le quartz 12 MHz, nécessaire pour une exploitation graphique de la carte, est également une fréquence standard mais comme il n'est pas très répandu, il est aussi disponible chez Facim.

Si, maintenant, vous souhaitez ajouter le générateur de caractères en RAM, il vous faut ajouter aux tableaux déjà vus le contenu de celui de la figure 8. Précisons que le générateur de caractères en RAM est indépendant de la version de carte réalisée et qu'il fonc-

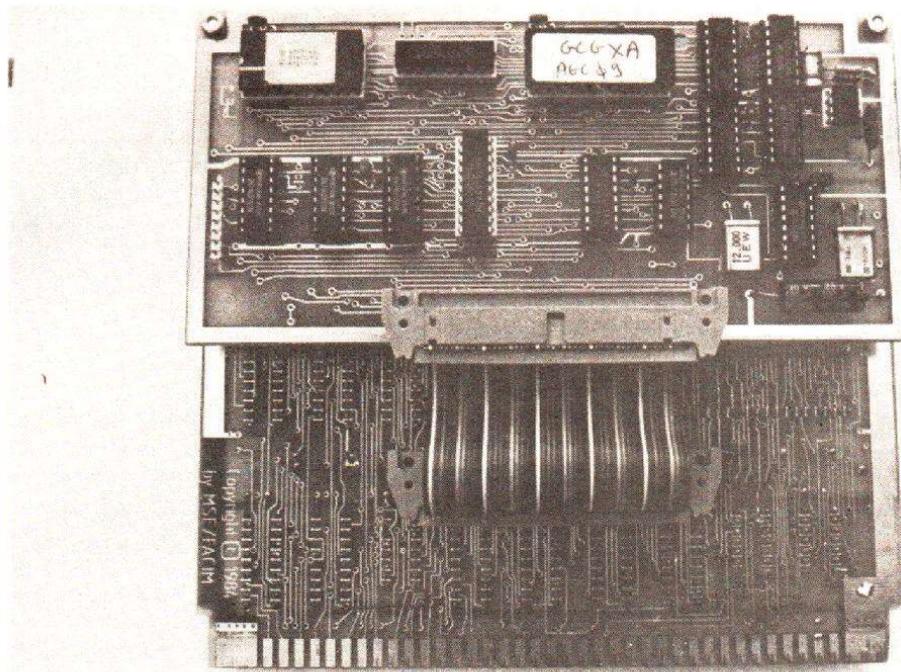


Photo 2. - La carte AGC 09 côté cuivre équipée du générateur de caractères en RAM.

tionne aussi bien avec la version basse résolution qu'avec la version haute résolution.

La RAM 2 K qui y figure peut, comme dans le cas de la

figure 6, être n'importe quelle RAM 2 K en boîtier 24 pattes au brochage normalisé.

En résumé, pour constituer une carte AGC 09 en

état de marche, il vous faut approvisionner :

- Le contenu du tableau 5 plus le contenu du tableau 6 pour la version basse résolution, équivalent d'IVG 09.

- Le contenu du tableau 5 plus le contenu du tableau 7 pour la version haute résolution.

A cela, il faut ajouter le contenu du tableau 8 si vous voulez bénéficier du générateur de caractères en RAM.

Nombre	Types
4	MK 4802, TMM 2016, HM 6116, D146... RAM 2 k × 8 bits boîtier 24 pattes, brochage normalisé
1	Quartz 6 MHz

Fig. 6. - Nomenclature complémentaire pour la version basse résolution.

Nombre	Types
4	HM 6264-15 Hitachi ou équivalentes, RAM 8 K mots de 8 bits, boîtier 28 pattes, brochage normalisé
1	Quartz 12 MHz
2	74LS 157

Fig. 7. - Nomenclature complémentaire pour la version haute résolution.

Nombres	Types
1	MK 4802, TMM 2016, HM 6116, D164... RAM 2 K × 8 bits, boîtier 24 pattes, brochage normalisé
1	74LS 645 ou 74LS 245 (si 74645 ou 74245 sur CPU09)
1	74LS 640 (si 74LS 640 sur CPU09)
1	74LS 541
3	74LS 157
6	Supports : 1 × 24, 2 × 20, 3 × 16

Fig. 8. - Nomenclature des composants de l'option générateur de caractères en RAM.

Conclusion

Nous en resterons là pour ce numéro, la réalisation complète de la carte faisant l'objet de notre prochain article dans lequel nous décrirons également son mode d'emploi ainsi que les tableaux d'initialisation du 6845 pour les divers modes de fonctionnement car cela pose, semble-t-il, des problèmes à nombre d'entre vous. Nous reprendrons ensuite le cours de nos descriptions de logiciels, interrompu en raison de l'urgence de la description de cette carte que vous étiez très nombreux à attendre.

C. TAVERNIER

HAUT-PARLEURS

ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

(Suite voir N° 1708)

Membrane et suspension

Pratiquement, en dehors de l'intérêt qu'offre la connaissance des paramètres de modélisation pour prévoir grossièrement la réponse acoustique et le rendement énergétique, il faut retenir que c'est la technologie de l'élément rayonnant qui conditionne la qualité d'écoute. A ce titre, les caractéristiques de la membrane doivent répondre à des critères tels que :

- légèreté pour diminuer l'inertie (indispensable pour une bonne restitution des régimes transitoires) et améliorer le rendement ;
- rigidité pour rejeter en haute fréquence les modes de vibration parasites ;
- forme optimisée pour pallier un manque de rigidité (profil conique ou exponentiel, dôme hémisphérique), mais aussi pour mieux contrôler la directivité aux fréquences élevées.

Les premiers haut-parleurs ont été classiquement munis de diaphragmes coniques dont l'angle d'ouverture était choisi par compromis entre :

- grande rigidité pour obtenir un fonctionnement en piston (avantage du cône fermé aux basses fréquences) ;
- directivité peu accusée (avantage au cône très ouvert).

A l'époque où les ensembles reproducteurs étaient utilisés en solo pour l'ensemble du spectre, un bon compromis a consisté à recourir :

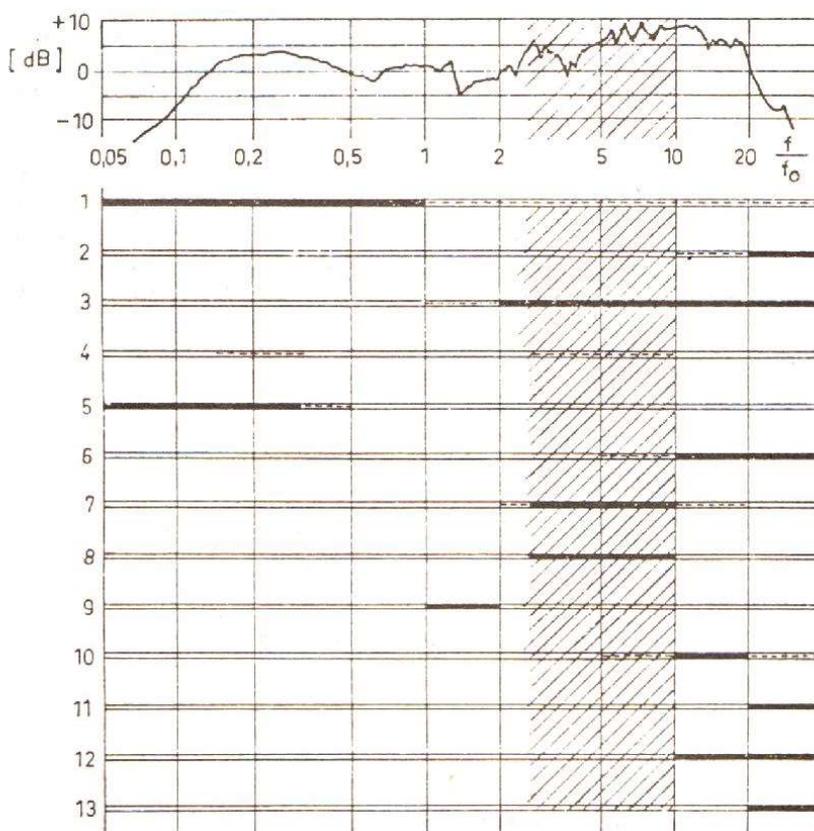


Fig. 28. - Influence des paramètres de fabrication d'un haut-parleur électrodynamique (d'après « Tesla Electronics ») :

$$f/f_0 = f/(c/\pi d)$$

$c = 340$ m/s ; d , diamètre, en m.

- | | |
|---|--|
| 1) Dimension et forme de l'écran. | 8) Résonances sur modes partiels de la membrane. |
| 2) Profondeur du cône. | 9) Réflexions sur la suspension périphérique. |
| 3) Densité du matériau constituant la membrane. | 10) Forme de la membrane. |
| 4) Amortissement pneumatique. | 11) Masse de la bobine mobile. |
| 5) Amortissement magnétique. | 12) Rigidité de la partie centrale du cône. |
| 6) Inductance de la bobine mobile. | 13) Rigidité de la liaison bobine-membrane. |
| 7) Frictions internes de la membrane. | |

— soit à un diaphragme elliptique dont la directivité est peu accusée dans le plan contenant le petit axe de l'ellipse ;

— soit à un profil courbe (exponentiel par exemple) conciliant rigidité et faible directivité.

C'est dans les années 1960 qu'on commença à appliquer à la grande série cette technique de pressage de membrane exponentielle avec la gamme des haut-parleurs SEM qui avait préalablement bénéficié d'une étude de la composition chimique des pâtes à papier conciliant légèreté et rigidité. C'est avec ce type de haut-parleur à large bande que les pionniers de la haute fidélité découvrirent les vertus de la modulation de fréquence. Même pour un haut-parleur classique, il est pratiquement impossible de dresser la liste des paramètres qui contrôlent réellement les performances d'un diaphragme.

Une tentative due à Antonin Milcak [10] est concrétisée par la figure 28 qui montre, dans une échelle de fréquence normée, les zones d'influence de 13 paramètres de réalisation relatifs à un haut-parleur classique à cône de 20 cm de diamètre.

On note qu'un tel modèle, monté sur écran normalisé (cf. Publication 268/5 - CEI 1972), couvre environ huit octaves, avec une réponse assez régulière sur trois octaves. Pour $f/f_0 = 1,5$ — valeur correspondant à 700 Hz environ — apparaît un premier accident dit « périphérique » (pic suivi d'un creux), parce que dû à la mise en résonance du système de suspension. A partir de $f/f_0 = 3$ apparaissent des irrégularités dues à des résonances partielles du diaphragme qui a cessé de vibrer en piston rigide. Ce type de défaut est parfaitement illustré par le tracé de profils calculés d'une membrane soumise à une force sinusoïdale appliquée en son centre (fig. 29) et qui font apparaître des cercles nodaux passant par les points d'intersection N, N' et N''.

En revenant à la figure 28, au-delà de $f/f_0 = 10$, on identifie mal les causes de non-linéarité où interviennent l'amortissement des ondes de flexion, l'émission secondaire par les éléments de suspension, les effets de focalisation au voisinage de la bobine mobile, etc., tous éléments qui ne sont contrôlables que par l'expérience, aidée il est vrai depuis quel-

ques années par les techniques holographiques. Ces techniques interférométriques exploitant un laser ont en effet confirmé ce que les hommes de métier connaissaient depuis fort longtemps, à savoir que toute membrane mince se fractionne. Ce phénomène d'apparition de modes de flexion et torsion combinés est schématiquement illustré par les dessins de la figure 30, où les fréquences correspondant à des modes à symétrie axiale (940 Hz - 1 100 Hz - 2 800 Hz - 3 800 Hz) peuvent être évaluées au moyen des formules

$$f_1 = \frac{0,55}{2 \pi R} v ;$$

$$f_2 = 1,23 f_1 ; f_3 = 1,23 f_2 \quad [11]$$

(R = rayon de la membrane en m ; v = vitesse de propagation dans le matériau).

Tout récemment, la technique holographique, qui sera décrite en détail au chapitre des mesures, a révélé que ces modes dépendaient de l'amplitude vibratoire, donc du niveau acoustique, confirmant, ce dont personne jusque-là n'était vraiment très sûr, qu'un haut-parleur était loin d'être assimilable à un transformateur linéaire.

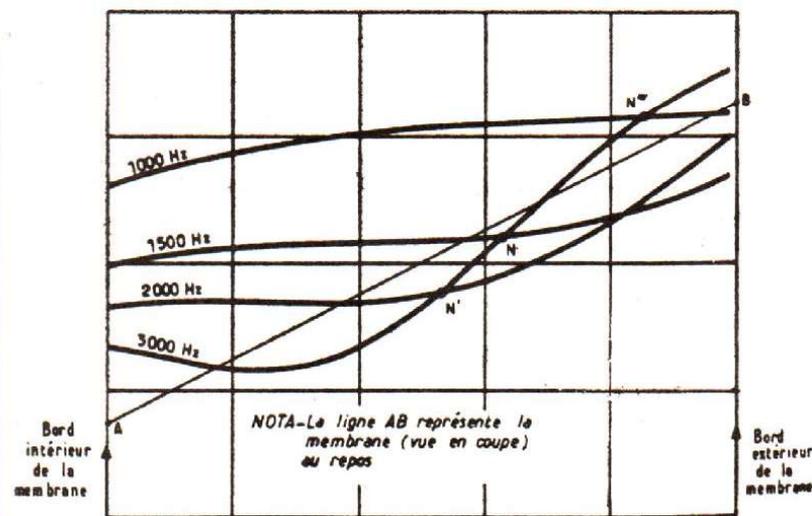


Fig. 29. — Profils calculés d'une membrane de 36 cm pour différentes fréquences où l'on fait intervenir la vitesse de propagation dans le matériau et le coefficient d'élasticité (courbes aimablement communiquées par la société Cabasse).

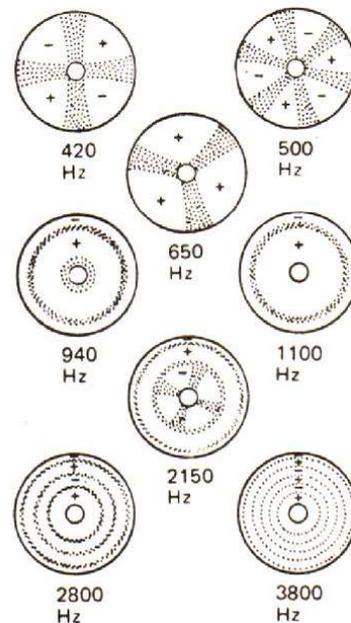


Fig. 30. — Illustration du phénomène de « fractionnement » d'une membrane conique (diamètre : 21 cm). Les signes (+) et (-) indiquent les signes des amplitudes et donc les oppositions de phase.

Voilà qui explique ce timbre si changeant avec le niveau de certains haut-parleurs et sans doute l'inaptitude apparente de certaines grandes membranes à plaire aux bas niveaux d'écoute ! C'est dire avec quelle prudence il convient d'évoquer aujourd'hui les théories classiques de la mécanique vibratoire des plaques, lesquelles tentent de corroborer les figures de Chladni [12] ; la principale difficulté tenant au caractère dispersif de la plupart des matériaux utilisés (à commencer par le papier qui peut être le siège d'ondes de surface dont la vitesse de propagation peut aller de 200 m/s à 2 000 m/s dans la gamme audible).

Ceci ne doit cependant pas freiner les tentatives pour mieux simuler le comportement réel d'une membrane qui n'est strictement assimilable à aucun des modèles étudiés par Rayleigh, Crandall et Lamb [2] (plaque encastree ou libre), en raison même des non-linéarités introduites par les suspensions.

Assez récemment, la méthode d'analyse dite « des éléments finis », utilisée pour le calcul des structures telles qu'on en rencontre dans l'industrie navale, en aéronautique ou en aérospatiale (plaques minces et coques) a été appliquée au domaine des diaphragmes de haut-parleurs. Cette méthode de calcul numérique, qui consiste à déterminer les déplacements

en un nombre limité de points d'une structure, connaissant les forces appliquées, ramène le système d'équation aux dérivées partielles à un système matriciel dont la manipulation numérique n'est accessible qu'aux gros ordinateurs.

C'est ainsi que certains programmes mis au point par la NASA ont pu être adaptés au calcul des diaphragmes

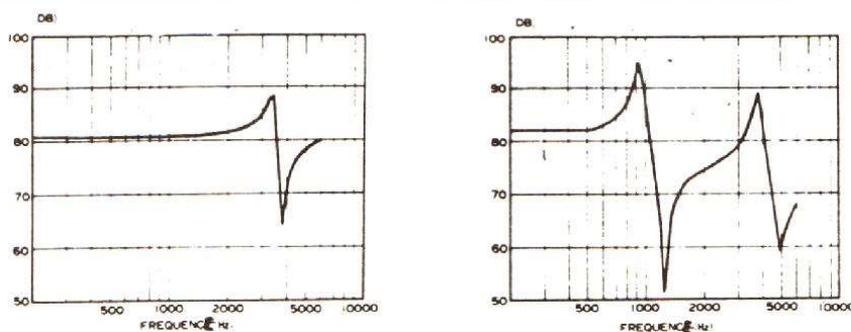


Fig. 32. — Réponses amplitude/fréquence comparées d'un diaphragme circulaire plan (diamètre : 32 cm) : a) Attaque sur ligne nodale (1^{er} mode). — b) Attaque au voisinage du centre. (Document Technics.)

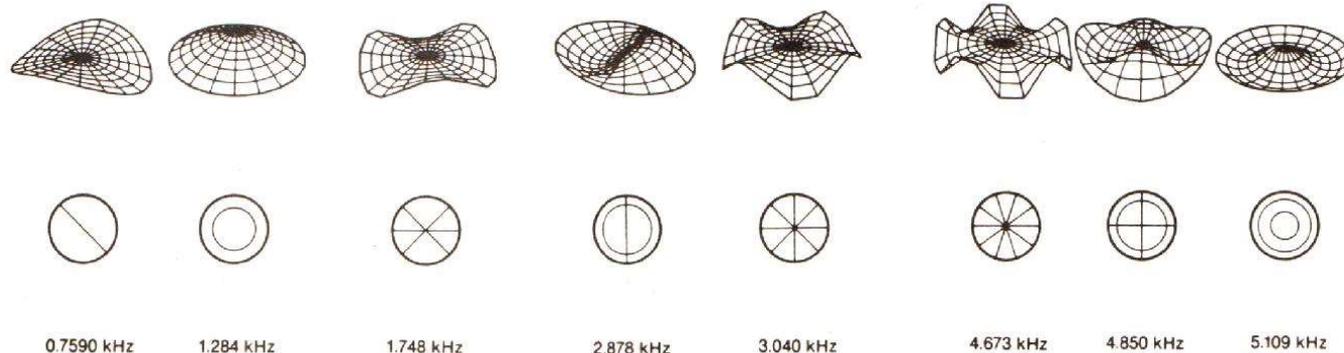


Fig. 31 a

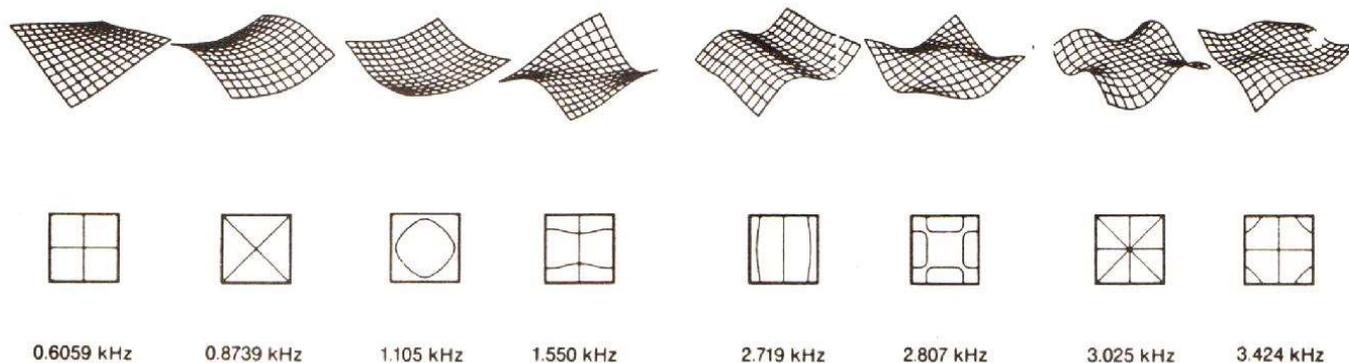


Fig. 31 b

Fig. 31. — Représentation par la méthode des éléments finis des premiers modes de vibration d'un diaphragme circulaire libre (diamètre : 30 cm) et d'un diaphragme plan carré libre (diagonale : 25 cm). (Document Technics.)

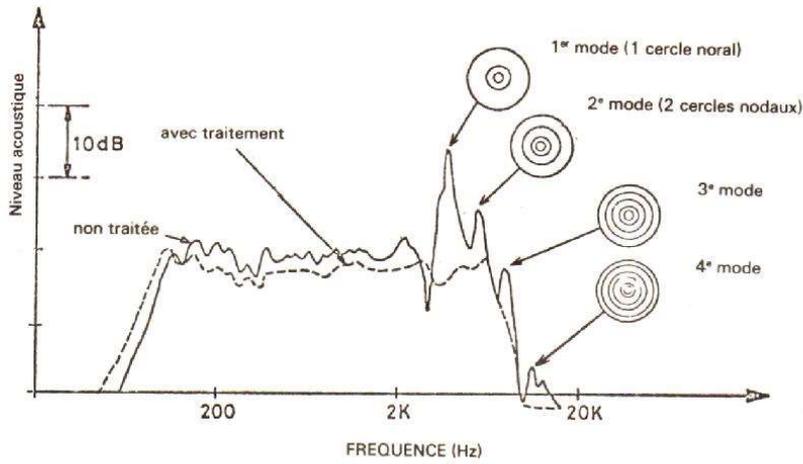


Fig. 33. – Influence du traitement d'une membrane en présence de modes de flexion à symétrie axiale identifiés par des hologrammes (Rank-Wharfedale).

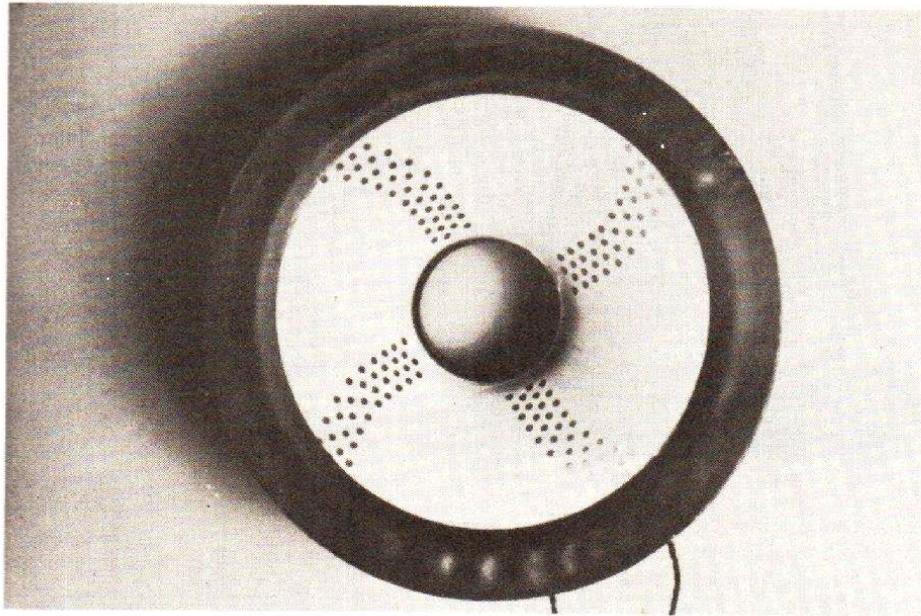


Fig. 34. – Membrane de haut-parleur médial traitée contre les modes de flexion (Rank-Wharfedale).

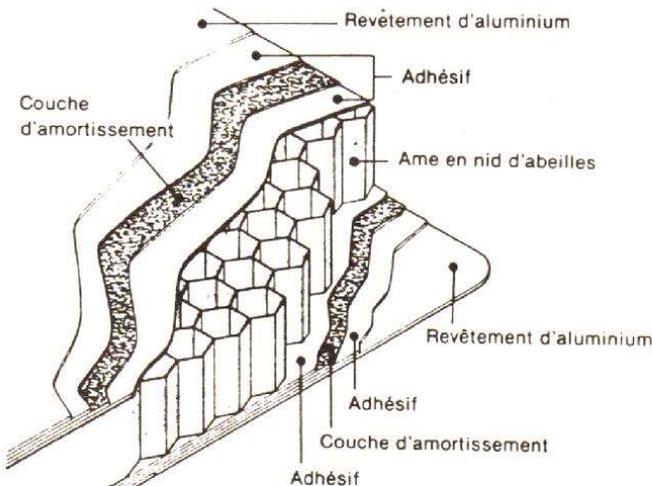


Fig. 35. – Structure de membrane plane à matériau composite (Sony 1980).

mes (programmes dérivés du NAS-TRAN), soit pour optimiser la structure des diaphragmes plans, soit pour choisir les points d'attaque à partir de l'élément moteur (lequel peut être distribué).

Les exemples qui suivent illustrent la portée considérable de ces nouvelles méthodes qui rendent complètement anachronique les méthodes d'examen visuels par poudre de lycopode ou sable fin.

Dans la figure 31, on voit les résultats théoriques obtenus avec des plaques minces circulaires ou rectangulaires, qu'on peut rapprocher des examens holographiques déjà mentionnés. La figure 32 montre l'effet calculé sur la réponse en fréquence du choix des points d'attaque d'un disque circulaire : on note qu'en adoptant un diamètre de bobine mobile coïncidant avec le premier diamètre nodal, on repousse l'accident d'amplitude de deux octaves environ.

Dans cette analyse, on constate que si le diamètre de la bobine mobile est fixe, l'augmentation du diamètre de la calotte antipoussière entraîne une diminution de la fréquence de résonance haute. Si le diamètre de la calotte est fixe, l'augmentation du diamètre de la bobine entraîne également la diminution de la fréquence haute de résonance ; de plus, le niveau d'amplitude correspondant baisse largement. On constate enfin que, à part cette variation de fréquence, aucune autre variation n'est engendrée, ce qui est en accord avec les résultats expérimentaux.

Le choix des formes et des matériaux est finalement guidé par la recherche d'une rigidité maximale qui s'oppose à l'apparition de déformations de flexion, par des traitements de surface qui en atténuent les effets (voir fig. 33). A cet égard, la solution Leak-Wharfedale consistant à percer les membranes aux endroits de contraintes maximales, puis à reboucher les trous par un vernis incolore visqueux, mérite d'être signalée (fig. 34).

Pour les formes, ceci est obtenu par des profils coniques peu ouverts, éventuellement renforcés par des rainures radiales – par des profils curvilignes le plus souvent exponentiels, voire par des contours asymétriques

ou des bossages inspirés du modèle RCA LCLA (1953). Des nervures concentriques (corrugations) permettent dans les grands haut-parleurs de diminuer la vitesse de propagation entre le point d'attaque et le point d'attache périphérique.

Pour les matériaux, D.A. Barlow [13] a indiqué qu'il convenait de rendre le terme E/ρ^3 maximum ($E =$ module de Young du matériau et ρ sa masse spécifique); ce qui revient du reste à rechercher une vitesse de propagation longitudinale élevée, tout en neutralisant les effets de surtension. Ceci justifie l'adoption de matériaux composites où l'on cherche à associer un matériau à grande rigidité à un autre matériau à faible surtension (cf. tableau IV).

Pour certains modèles destinés à la Haute Fidélité ou à la reproduction sonore de très grande puissance, on a recours :

- soit à un métal pur (Altec, Emi, Hitachi, Jordan Watts) ;
- soit à un métal poreux + contre-couche d'aluminium (Fisher) ;
- soit à des structures composites en nid d'abeilles (Technics, Sony) qui permettent la réalisation de membranes plates de grandes dimensions (fig. 35) avec une rigidité à la flexion de 500 à 1 000 fois plus grande que les complexes papier-cellulose.

Dans la majorité des cas, il est encore fait appel à une pulpe de cellulose dont la composition varie avec chaque fabrication, généralement traitée en surface par un vernis plastique (époxyde+flexibilisateur ou silicone, plastifiant dilué comme dibutylphthalate), sinon par flockage ou par enduction de tissu.

Pour choisir à bon escient un vernis pour traitement d'une membrane de haut-parleur, il faut connaître la nature exacte du défaut qu'on souhaite éliminer. Les fabricants de haut-parleurs se livrent à de multiples essais dont ils prennent bien garde de livrer les secrets. En tout état de cause, il faut choisir un produit dont l'impédance mécanique ne s'écarte pas trop de celle du matériau à recouvrir.

Si on cherche essentiellement à augmenter la rigidité de la membrane

Si on cherche essentiellement à augmenter la rigidité de la membrane

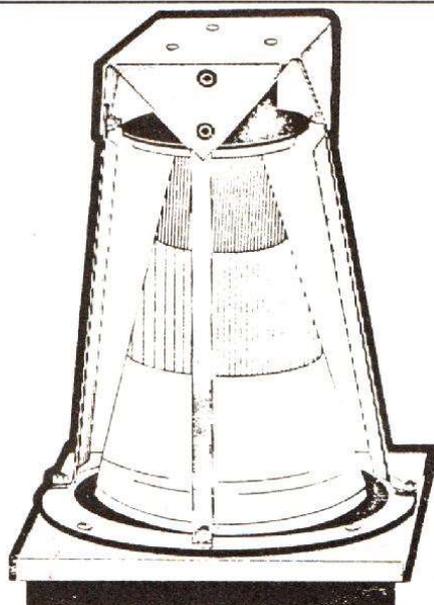


Fig. 36. - Vue schématique d'un tronç de cône traité comme une ligne de transmission constituée de plusieurs zones contiguës en titane, en aluminium et en matière plastique (Ohm Acoustics Corp).

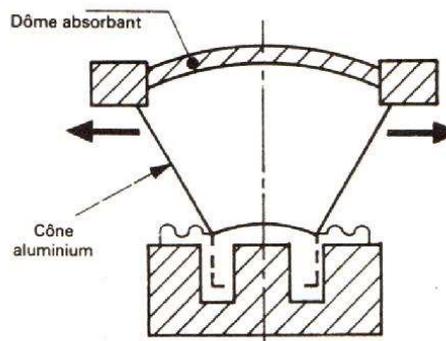


Fig. 37. - Haut-parleur à rayonnement horizontal spécialisé dans l'aigu.

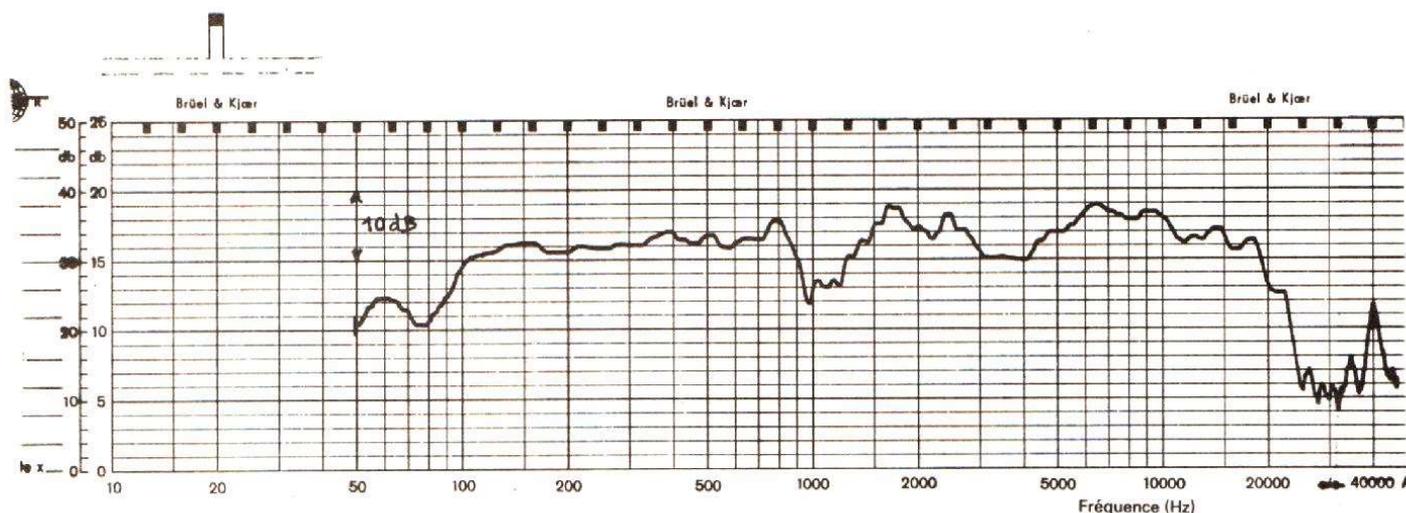


Fig. 38. - Exemple de réponse affectée d'un accident périphérique montrant une interférence, entre 900 Hz et 1 500 Hz, des ondes émises par la membrane et par la suspension périphérique d'un haut-parleur de 17 cm.

pour en éviter le fractionnement, on doit appliquer un film plastique qui reste souple au cours du vieillissement (sans craquelures ni déformations de la surface enduite).

Le meilleur procédé d'application paraît être la pulvérisation (bombe aérosol) de façon à doser régulièrement l'épaisseur du film. Le « nec plus

ultra » reste évidemment de suivre les progrès apportés par un tel traitement par mesures en chambre anéchoïde (réponse amplitude/fréquence pour l'essentiel).

Le recours à des matériaux plastiques à base de polyéthylène et de butyl (bextrène) est de plus en plus fréquent : il simplifie la fabrication par

thermoformage et améliore l'homogénéité des caractéristiques de fabrication. Ce type de matériau résiste bien aux températures élevées et à l'humidité.

Tout récemment, quelques fabricants ont commencé à s'intéresser à la fibre de carbone réputée en aéronautique pour ses qualités mécani-

	Module de Young E (N/m ²)	Densité ρ (kg/m ³)	Vitesse v (mode compression/ extension) (m/s) (1)	Facteur de perte tg δ = 1/Q	Facteur de surtension Q	Réf.
Composite	7,0 × 10 ¹⁰	1,8 × 10 ³	6,2 × 10 ³	0,05	20	A.E.S.
Aluminium	7,0 × 10 ¹⁰	2,7 × 10 ³	5,1 × 10 ³	0,002	500	
Titane	11,0 × 10 ¹⁰	4,5 × 10 ³	4,9 × 10 ³	0,002	500	
Cône papier	0,2 × 10 ¹⁰	0,5 × 10 ³	2,0 × 10 ³	0,05	20	
Fibres de cellulose	0,064 × 10 ¹⁰	0,7 × 10 ³	0,954 × 10 ³	0,14	7,08	LABORATOIRE ENI (Besançon)
Polyester	0,451 × 10 ¹⁰	1,83 × 10 ³	1,57 × 10 ³	0,05	19,9	
Nylon	0,205 × 10 ¹⁰	1,09 × 10 ³	1,37 × 10 ³	0,11	8,9	
PVC	0,345 × 10 ¹⁰	1,4 × 10 ³	1,57 × 10 ³	0,056	17,8	
Aluminium	7,0 × 10 ¹⁰	2,7 × 10 ³	5,129 × 10 ³	0,033	30	AUDAX & HARWOOD
Polyéthylène BD	0,0675 × 10 ¹⁰	0,91 × 10 ³	0,860 × 10 ³	0,08	12	
Polyéthylène MD	0,105 × 10 ¹⁰	0,94 × 10 ³	1,056 × 10 ³	0,10	10,5	
Polyéthylène HD	0,198 × 10 ¹⁰	0,95 × 10 ³	1,444 × 10 ³	0,06	17	
P.P. ⁽⁴⁾	0,155 × 10 ¹⁰	0,89 × 10 ³	1,319 × 10 ³	0,09	11,0	
Polystyrène	0,19 × 10 ¹⁰	0,99 × 10 ³	1,385 × 10 ³	0,03	31	
Polystyrène (2) plastiflex	0,19 × 10 ¹⁰	1,30 × 10 ³	1,21 × 10 ³	0,11	9,0	
PV F2 ⁽³⁾	0,35 × 10 ¹⁰	1,85 × 10 ³	2,2 × 10 ³	0,33	3	
Bextrène noir	0,23 × 10 ¹⁰	1,04 × 10 ³	1,51 × 10 ³	0,014	71	KEF
Bextrène blanc	"	1,063 × 10 ³				

(1) $v = \sqrt{E/\rho}$

(2) Bextrène

(3) polyfluore de vinylidène (film piézoélectrique - fabr. TH-CSF)

(4) polypropylène

Tableau IV. - Caractéristiques de matériaux pour membranes.

ques alliées à une faible densité ($\rho = 1,9$), mais des difficultés apparaissent en fabrication pour l'orientation convenable des fibres associées à la pulpe de cellulose classique.

Notons enfin, comme variante perfectionnée du haut-parleur conique classique, un diaphragme fonctionnant non plus en piston, mais comme une ligne de transmission adaptée dans laquelle la vitesse de propagation est ralentie de façon que l'onde sonore engendrée se déplace radialement dans l'air à la même vitesse que l'onde élastique dans le cône (brevet Walsh de 1969). On obtient ainsi une cohérence entre les deux ondes avec, comme résultat bénéfique, une réduction de masse effective, réduite à la masse seule de la bobine mobile excitatrice (fig. 36). Le même principe peut s'appliquer à un haut-parleur d'aigu à membrane en aluminium plastifié à caractéristique de rayonnement omnidirectionnel (fig. 37).

En matière de suspension périphérique, après avoir abandonné le feutre, le tissu ou le cuir, initialement réservés aux modèles soignés, au profit du

papier (faisant partie intégrante de la membrane), les fabricants sont revenus à des matières souples, tout au moins pour les éléments graves (butyl, tissu imprégné, chlorure de polyvinyle plastifié, mousse de polyuréthane). Une grande attention est désormais portée à la forme et en particulier à la concavité de l'anneau, qui ne doit pas créer d'émissions secondaires parasites, tout en minimisant les réflexions sur le bord du saladier.

Pour un haut-parleur de 17 cm de diamètre dont la surface utile de membrane fait environ 160 cm², il est courant que l'anneau de suspension périphérique représente près de 40 % de cette surface. Un tel rapport est éminemment défavorable, mais est nécessaire pour assurer une bonne linéarité de conversion électromécanique aux basses fréquences. Il en résulte toujours un risque d'interférence dans la plage de fréquences où se produit une résonance accompagnée d'un déphasage de 180° par rapport à l'émission de la membrane. Lorsque cet accident périphérique s'étale sur

plus d'un tiers d'octave, comme le montre la figure 38, il peut en résulter un déséquilibre tonal particulièrement gênant pour la restitution de la parole. Ce risque est moins grand avec les haut-parleurs de grand diamètre, compte tenu de la faible surface relative de l'anneau périphérique.

Pour les haut-parleurs de grandes séries, on en reste au pourtour gaufré prolongeant le diaphragme, traité par un produit visqueux pour amortir les réflexions.

Une solution originale, due au Japonais Kawamura, consiste à adopter une structure métallique plissée qui améliore la linéarité et réduit les pertes par frottement.

La suspension interne, dite spider, utilisée pour le centrage de la bobine mobile, connaît aujourd'hui peu de variantes au modèle classique en nylon gaufré visible sur la figure 39.

(A suivre)
P. LOYEZ



Fig. 39. — Haut-parleur de 13 cm à membrane. Bextrène, suspension externe en butyl et à large spider en nylon assurant à la fois grand débattement et référence inférieure à 35 Hz (réalisation Audax).



RÉALISEZ UN GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS LE LSG2

Il y a quelques mois (H.-P. n° 1656), nous vous proposons la réalisation d'un générateur de signaux logiques. Cet appareil permettait de faire varier le rapport cyclique d'un signal carré de 1 à 99 % grâce à un système digital, et ce sur la gamme de 0,1 à 1 000 Hz. 1 kHz étant une fréquence trop basse pour un certain nombre d'applications, nous avons repris le problème à zéro, et c'est ainsi qu'est né le LSG2.

I. Description du LSG2

A. Performances

- Par rapport à son aîné, les performances du LSG2 ont été largement améliorées et font de cet appareil un outil très efficace dans le laboratoire :
- réglage de la fréquence de 0,1 Hz à 100 kHz ;
 - sortie primaire directe et inversée avec rapport cyclique de 50 % ;
 - sortie retardée de 10 μ s à 10 s ;
 - durée des impulsions réglable de 10 μ s à 10 s ;
 - sortie secondaire normale et inversée ;
 - temps de montée des signaux : 25 ns ;

- sortance de chacune des sorties : 10 charges TTL ;
- sorties compatibles TTL ;
- alimentation sur secteur 220 V, consommation : 3 VA.

B. Principe de fonctionnement du LSG2

Le principal intérêt d'un générateur de signaux logiques tel que le LSG2 est de permettre l'obtention d'impulsions d'une durée réglable entre quelques microsecondes et plusieurs secondes à un rythme donné par une horloge précise. Pendant un cycle d'horloge, on peut retarder l'arrivée des impulsions et régler leur durée, ce qui permet la génération de signaux

complexes. L'emploi du LSG2 est bien évidemment indissociable de celui d'un oscilloscope, dont il devient le complément quasi indispensable pour l'analyse de circuits logiques. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle l'étalonnage des circuits du générateur d'impulsions n'a pas été très poussé, le réglage pouvant s'effectuer visuellement.

Le synoptique de la figure 1 vous montre comment a été conçu le LSG2. Le signal de base est fourni par une horloge basée sur un circuit NE 555, et la fréquence délivrée peut varier de 20 à 200 kHz. Le réglage s'effectue grâce à un commutateur associé à un réseau de résistances, et non par potentiomètre, ce qui aurait entraîné des problèmes d'étalonnage.

Une série de 5 décades divise autant de fois la fréquence du signal de base, et nous disposons de cette manière de signaux parfaitement synchrones dont la fréquence s'échelonne de 0,2 Hz à 200 kHz.

Les signaux sont ensuite reliés à un diviseur par 2 dont le but est de per-

mettre l'obtention, sur les sorties S₁, d'un signal dont le rapport cyclique est de 50 %. Nous obtenons donc ce signal sur S₁, son symétrique sur S₁, et sa fréquence varie de 0,1 Hz à 100 kHz.

Un premier monostable suit le diviseur par 2 et permet de retarder l'apparition du signal S₂ par rapport à S₁. Le décalage est bien entendu réglable, grâce à un commutateur et un potentiomètre entre 10 μs et 10 s, et ce

sans trou sur toute la gamme. Le monostable utilisé est du type 74121, ce qui conduit à une très grande simplicité de mise en œuvre.

Un deuxième monostable suit le premier et permet de régler la durée du signal S₂ dans les mêmes proportions que le premier. Le signal S₂ est disponible en sortie de ce deuxième monostable et son symétrique sur S₂.

La présentation du LSG2 s'arrête ici, et vous pouvez constater qu'il s'agit d'un appareil dont le fonctionnement est assez simple. Cette simplicité se retrouve dans les schémas que nous vous proposons d'étudier à présent.

nous était impossible de les représenter tous sur un seul et unique schéma. Aussi allons-nous les étudier séparément, ce qui est du reste plus efficace sur le plan pédagogique.

A. L'horloge

Le schéma de la figure 1 vous montre l'horloge, et force est de constater qu'il est d'une grande simplicité. L'horloge est bâtie autour du très célèbre 555, monté ici en astable. Le signal de sortie est pratiquement carré, et sa fréquence est déterminée par la relation indiquée sur le schéma. Cette formule est, en fait, purement théorique et ne tient pas compte de deux paramètres importants. D'abord, la charge reliée à la sortie perturbe la constante de temps du circuit. Par ailleurs, le NE 555 ne présente pas une linéarité parfaite

II. Etude des schémas

Compte tenu du nombre de circuits entrant dans la réalisation du LSG2, il

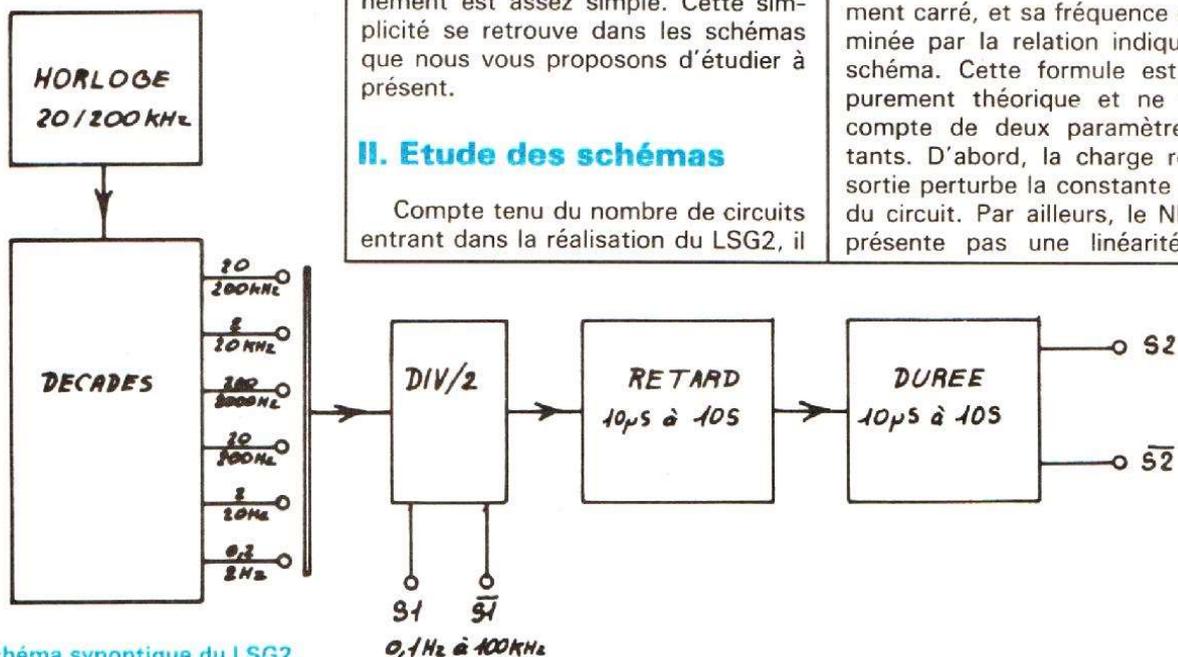


Fig. 1. - Schéma synoptique du LSG2.

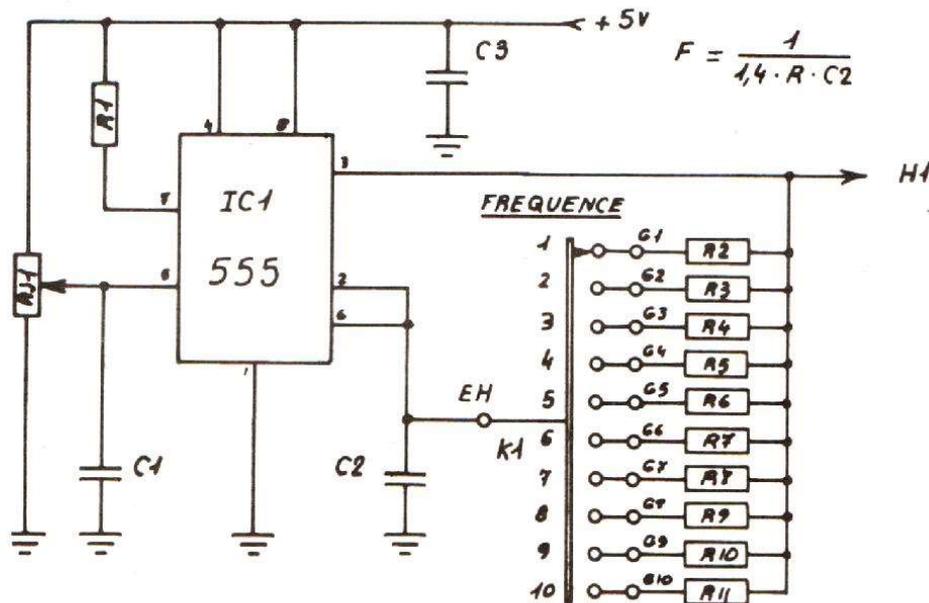


Fig. 2. - Schéma de principe de l'horloge.

pour toutes les valeurs de R et de C. Comme nous l'indiquons plus haut, le réglage de l'horloge s'effectue par commutation de résistances et non par un simple potentiomètre, ce qui nous permet un étalonnage plus précis. Afin d'approcher au mieux les valeurs théoriques des résistances et afin d'éviter l'emploi de coûteuses résistances de précision, nous avons à chaque fois monté deux 5 % classiques en parallèle, ce qui nous permet de serrer les tolérances à 5 % environ. A titre documentaire, nous vous donnons ci-après les valeurs idéales et approchées de R₂ à R₁₁.

tion du seuil de déclenchement du 555 et, de ce fait, la fréquence de base du montage, permettant ain-

si le réglage initial en fonction de C₂ dont la valeur théorique est de 1,5 nF.

Fréquence	Résistance	Val. théorique	Val. approchée	Ecart %
20 kHz	R ₂	20 900	21 313	1,9
40 kHz	R ₃	9 260	8 918	3,8
60 kHz	R ₄	5 720	5 633	1,5
80 kHz	R ₅	4 110	4 114	0,0
100 kHz	R ₆	3 170	3 197	0,8
120 kHz	R ₇	2 540	2 555	0,6
140 kHz	R ₈	2 120	2 125	0,2
160 kHz	R ₉	1 828	1 821	0,3
180 kHz	R ₁₀	1 584	1 579	0,2
200 kHz	R ₁₁	1 428	1 406	1,5

L'ajustable AJ₁ permet la modifica-

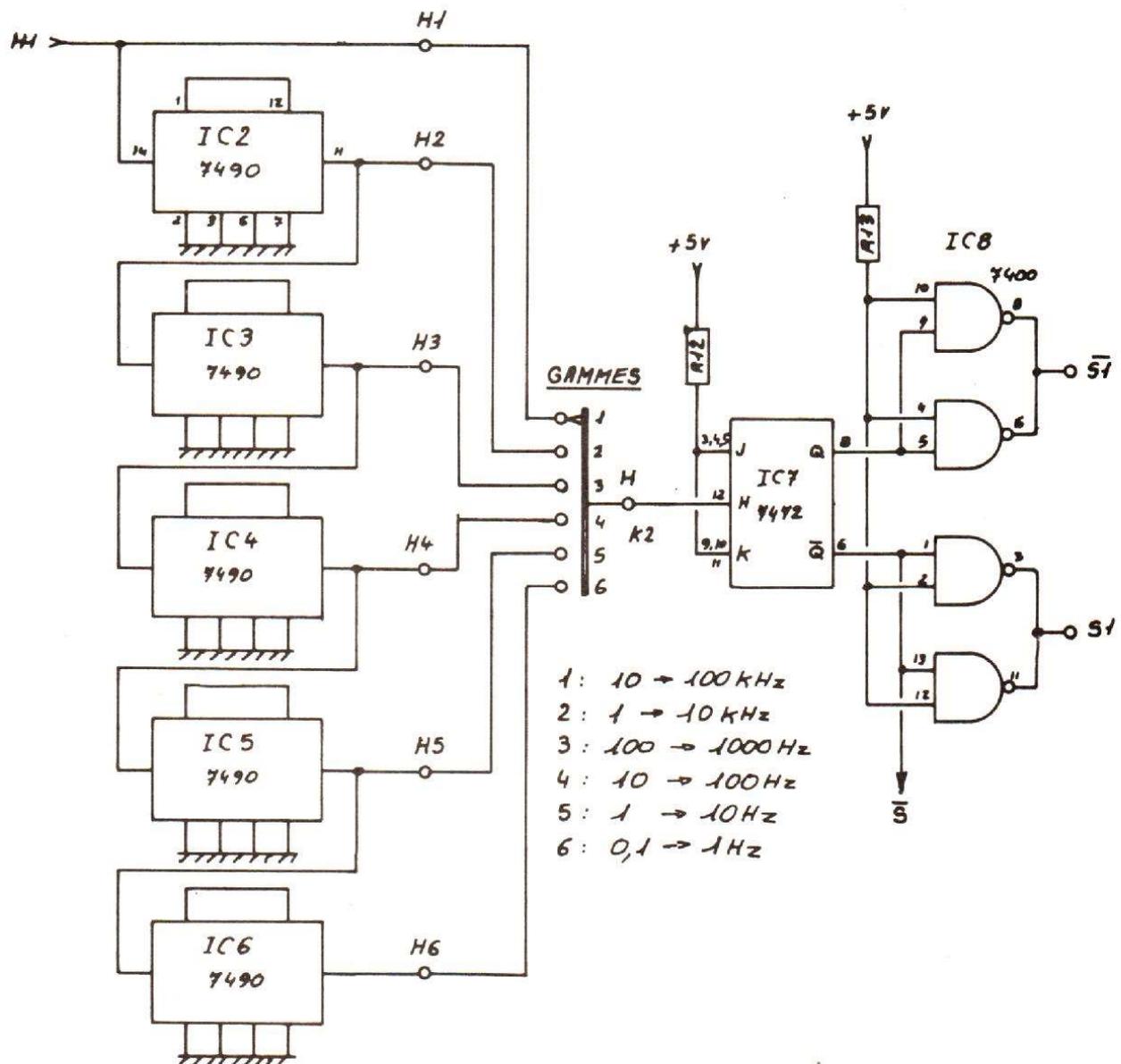


Fig. 3. - Les diviseurs de fréquence et les circuits de sortie primaire.

Le signal de sortie est disponible en H₁ et est d'une stabilité excellente.

B. Les décades et la sortie S₁

Cette partie du LSG2 est visible sur le schéma de la figure 3, qui brille, lui aussi, par sa simplicité.

La sortie H₁ est reliée à l'entrée d'un diviseur par 10 du type 7490, lui-même suivi de quatre autres diviseurs du même type, ce qui fait que nous obtenons aux points H₂ à H₆ un signal synchrone dont la fréquence est à chaque fois le dixième de la précédente. Le commutateur K₂ permet de sélectionner l'une des gammes, et le signal choisi est relié (point H) à l'entrée d'un diviseur par 2 (IC₇).

La présence de ce circuit, lequel est du type 7472, est rendue nécessaire par la forme des signaux issus des décades. En effet, si sur la sortie H₁ le rapport cyclique est proche de 50 %, il n'est que de 20 % sur toutes les autres. Désirant obtenir un signal primaire dont le rapport cyclique soit de 50 %, il était impératif qu'une mise en forme s'effectue, et le moyen le

plus simple est sans doute celui que nous avons adopté.

Nous obtenons sur les deux sorties Q et \bar{Q} de IC₇ des signaux symétriques d'un rapport cyclique de 50 % et dont la fréquence est égale à la moitié de celle appliquée au point H. Le circuit IC₈ est un quadruple NAND 7400 utilisé en simple inverseur. Les portes NAND ont été montées en parallèle dans le but d'accroître la sortie, qui est de 10 dans le cas présent, et les broches S₁ et \bar{S}_1 sont reliées aux sorties desdites portes.

C. Les générateurs d'impulsions

Ces circuits, dont le schéma est indiqué sur la figure 4, sont chargés de décaler l'apparition du signal secondaire par rapport au signal primaire et d'en permettre le réglage de la durée. Nous avons utilisé des monostables intégrés du type 74121, ce qui entraîne une simplification de mise en œuvre, comme en témoigne le schéma.

Le retard de déclenchement de l'impulsion est produit par IC₉, auquel est associé un circuit R.C. formé de P₁

et des condensateurs C₇ à C₁₂. Le déclenchement se produit par la descente du signal S (voir fig. 3), et la durée de l'impulsion présente en Q de IC₉ va dépendre de la gamme choisie et de P₁. Avec les valeurs indiquées, le retard s'échelonne de 10 μs à 10 s sans trou.

IC₁₀ est chargé de générer l'impulsion secondaire, et le fonctionnement est exactement identique. Le déclenchement de IC₁₀ a lieu à la descente du signal de sortie de IC₉, et la durée des signaux est déterminée par P₂ et K₄. Bien que nous ne l'ayons pas prévu à l'origine, il est tout à fait possible d'équiper le LSG2 d'une 7^e gamme permettant le réglage de 1 à 10 μs en montant un 330 pF 63 V céramique. Les sorties S₂ et \bar{S}_2 sont précédées d'un ampli de sortie constitué d'un 7400 et identique à celui qui équipe la sortie primaire.

Le fonctionnement du LSG2 doit vous sembler plus clair à présent, et le chronogramme de la figure 5 est là pour vous dépanner. Sur ce graphique, K₂ est supposé être positionné sur la gamme « 1-10 kHz », K₃ et K₄ sur les gammes « 10-100 μs » ou

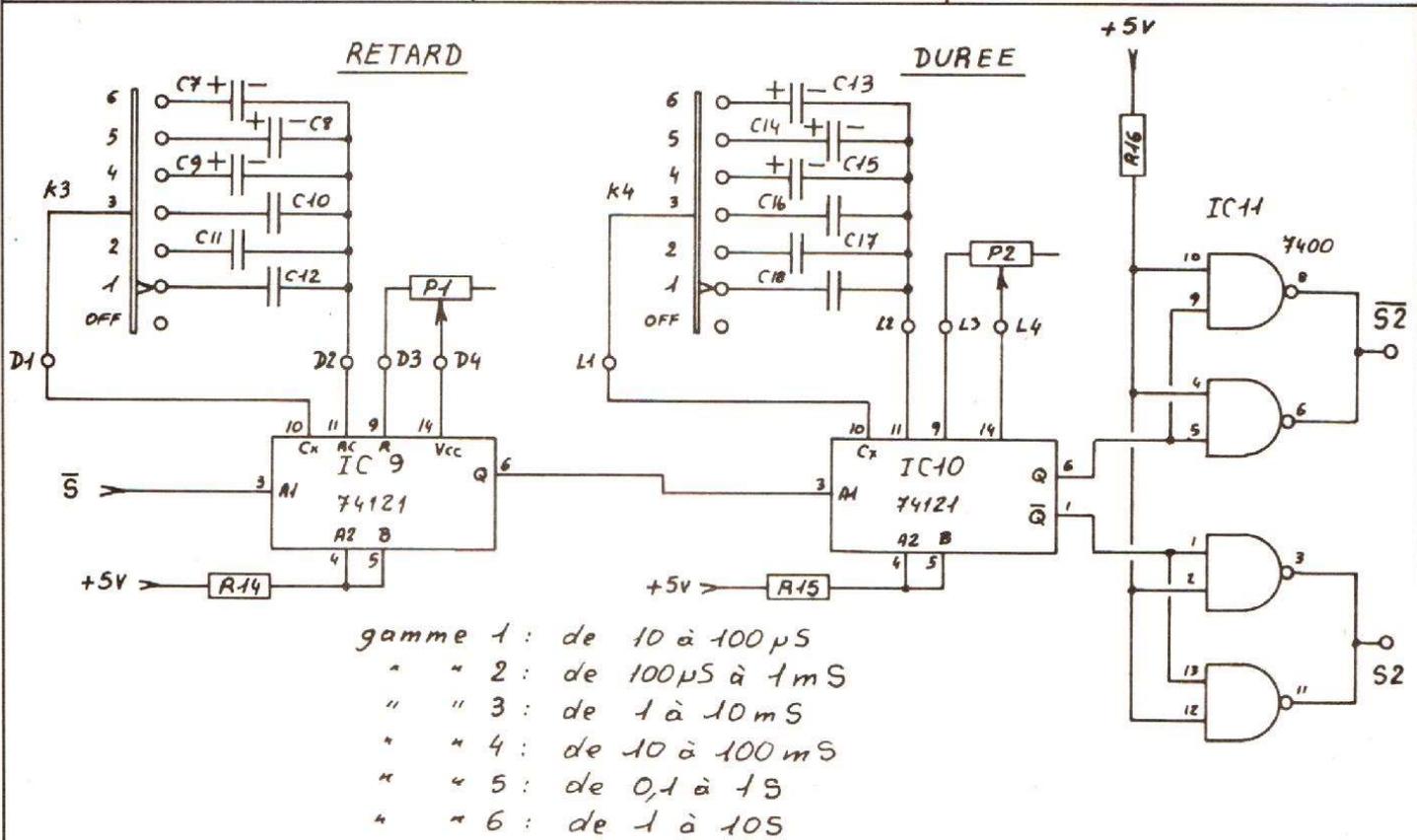


Fig. 4. - Schéma de principe des circuits de retard et de durée des impulsions.

« 100 μ s-1 ms ». Il est visible que la fréquence du signal H_2 est le dixième de celle de H_1 , et que le rapport cyclique est de 20 %. Par ailleurs, on voit que la fréquence du signal en S_1 ou \bar{S}_1 est égale à la moitié de celle présente en H_2 et que le signal est parfaitement symétrique. enfin, le synchronisme des opérations de retard d'impulsion et de durée est parfaitement visible.

D. L'alimentation

Le schéma de ce dernier élément du LSG2 est indiqué sur la figure 6, et il est très difficile de faire plus simple. Compte tenu de la consommation assez faible du LSG2 (100 mA environ avec des circuits TTL.LS), nous

avons prévu un transfo délivrant 9 V pour une puissance de 3 VA, ce qui est amplement suffisant. Le régulateur intégré du type 7805 en boîtier TO 220, sera tout de même monté sur un petit radiateur ou sur le fond du boîtier, si vous préférez cette dernière solution.

Ici s'achève l'étude des schémas du LSG2, et nous vous proposons d'en examiner à présent la réalisation, qui est, comme vous pourrez le constater, extrêmement simple.

III. Réalisation

Le LSG2 n'ayant rien d'une « usine à gaz », nous avons voulu en simplifier la réalisation au maximum. Les

composants sont disponibles partout, et la réalisation du circuit imprimé est à la portée de tout un chacun. Mais trêve de bavardages, voici la liste des composants.

A. Liste des composants

● Résistances

1/4 W 5 % :

- R_1 : 10 k Ω
- R_2 : 29 k Ω // 47 k Ω
- R_3 : 15 k Ω // 22 k Ω
- R_4 : 8,2 k Ω // 33 k Ω
- R_5 : 4,7 k Ω // 33 k Ω
- R_6 : 4,7 k Ω // 10 k Ω
- R_7 : 4,7 k Ω // 5,6 k Ω
- R_8 : 2,7 k Ω // 10 k Ω

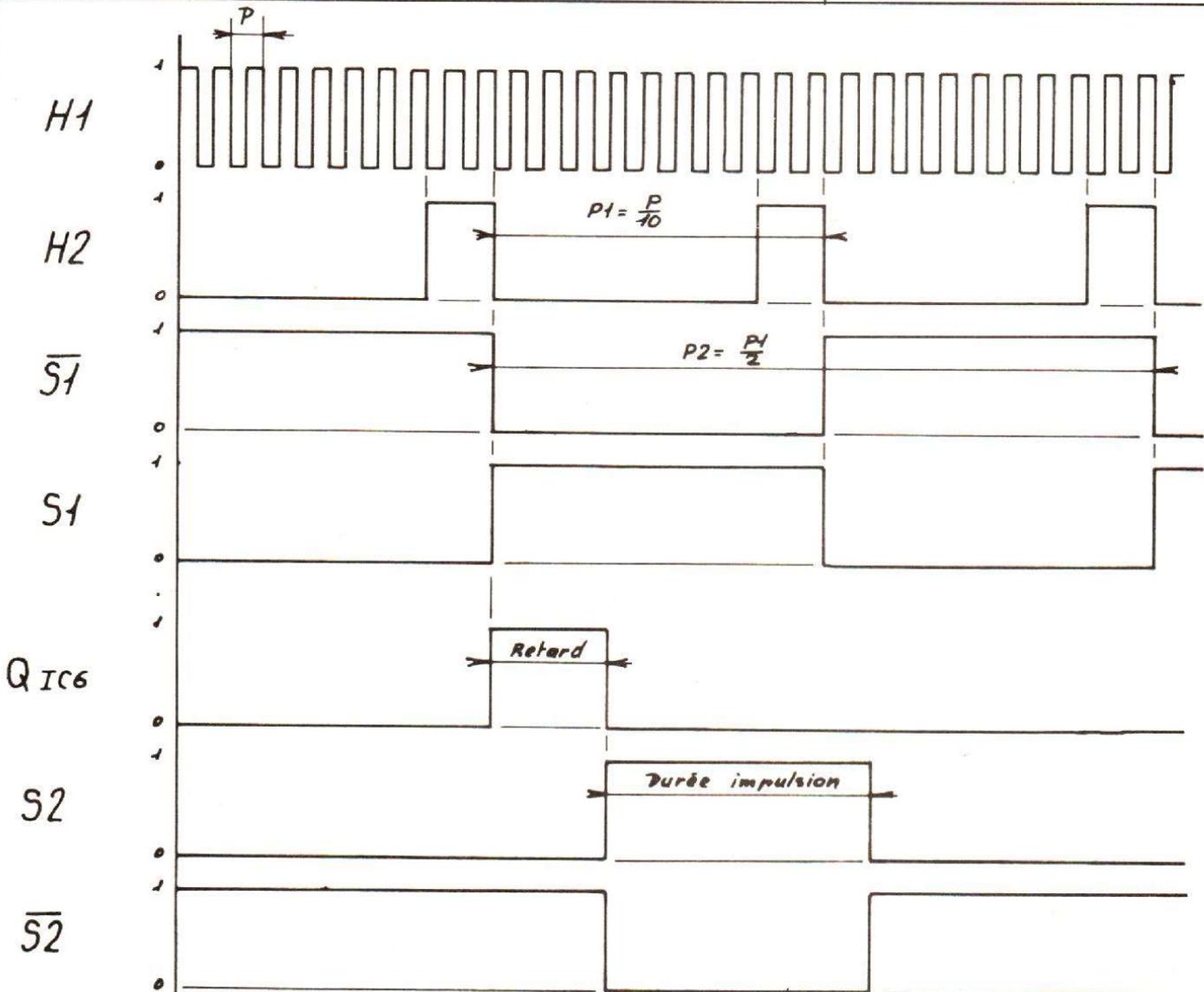


Fig. 5. – Chronogramme des principaux signaux du LSG2.

R₉ : 2,2 kΩ // 5,6 kΩ
 R₁₀ : 2,2 kΩ // 3,9 kΩ
 R₁₁ : 2,2 kΩ // 3,9 kΩ
 R₁₂ à R₁₆ : 15 kΩ
 R₁₇ : 330 Ω

AJ₁ : 1 kΩ ajustable miniature
 P₁ : 47 kΩ variation linéaire
 P₂ : 47 kΩ variation linéaire

● Condensateurs :

C₁ : 10 nF 63 V céramique
 C₂ : 1,5 nF 63 V céramique
 C₃ à C₆ : 47 nF 12 V GFO
 C₇ : 330 μF 16 V chimique
 C₈ : 33 μF 16 V chimique
 C₉ : 3,3 μF 16 V chimique
 C₁₀ : 330 nF 250 V mylar
 C₁₁ : 33 nF 250 V mylar
 C₁₂ : 3,3 nF 63 V céramique
 C₁₃ : 330 μF 16 V chimique
 C₁₄ : 33 μF 16 V chimique
 C₁₅ : 3,3 μF 16 V chimique
 C₁₆ : 330 nF 250 V mylar
 C₁₇ : 33 nF 250 V mylar
 C₁₈ : 3,3 nF 63 V céramique
 C₁₉ : 47 nF 12 V GFO
 C₂₀ : 1 000 μF 16 V chimique
 C₂₁ : 0,1 μF 50 V GFO

● Semi-conducteurs et circuits intégrés :

IC₁ : NE 555 P
 IC₂ à IC₆ : 74 LS 90 N
 IC₇ : 74 LS 72 N
 IC₈ : 74 LS 00 N
 IC₉ et IC₁₀ : 74121 N
 IC₁₁ : 74 LS 00 N
 IC₁₂ : 7805 boîtier TO 220
 RD₁ : pont 50 V 1 A
 LD : LED rouge Ø 3 mm

● Divers

K₁ à K₄ : commutateurs rotatifs 1 circuit 12 positions (Lorlin, par exemple)
 K₅ : inter unipolaire miniature
 1 circuit imprimé époxy simple face

TA : transfo 220/9 V puissance 3 VA
 6 douilles « banane » Ø 2 mm pour châssis

6 boutons Ø 16 ou 20 mm avec index

34 cosses « poignard »

1 radiateur tôle d'aluminium 10/10 mm pour IC₁₂

1 coffret ESM type EP 21/14

B. Le circuit imprimé

La quasi-totalité des composants trouve sa place sur un seul et unique circuit imprimé dont le tracé est indiqué à l'échelle 1/1 sur la figure 7. Reproduisez donc ce circuit par la méthode de votre choix en optant, par exemple, pour les symboles à transfert direct ou le feutre, étant donné la simplicité du tracé. Après gravure et étamage du circuit, il convient de percer la quasi-totalité des trous à 0,8 mm (circuits intégrés, résistances, condensateurs) et à 1 ou 1,2 mm pour les composants tels que AJ₁, C₂₀, IC₁₂, etc.

Ce travail achevé, vérifiez la conformité de votre circuit avec l'original et implantez les composants en vous aidant des schémas et de la figure 8. N'oubliez surtout pas les quelques straps que nous avons dû prévoir, car certains d'entre eux passent sous les circuits intégrés. Nous n'avons pas prévu de supports pour les circuits intégrés, car la série TTL n'est pas spécialement fragile, et même plutôt coriace. Rien ne vous empêche d'en mettre, mais nous estimons que c'est inutile car cela n'ajoute rien à la fiabilité d'un appareil tel que le LSG2.

La partie la plus amusante (?) de la réalisation étant terminée, passons au côté le plus rébarbatif qui consiste,

comme chacun sait, à mettre tout ce petit monde dans un coffret.

C. Le coffret

Une fois n'est pas coutume, nous n'avons pas réalisé nous-même le coffret du LSG2 et l'avons trouvé dans le commerce. Nous avons employé le modèle EP 21/14 de marque ESM dont la forme de pupitre convenait parfaitement à une telle application. En effet, si le circuit imprimé est de taille réduite, la face avant doit regrouper un nombre assez important de commandes diverses, sans parler des bornes de sorties. Ce coffret est donc tout à fait satisfaisant sur ce point, et il convient de disposer l'ensemble des composants à l'intérieur en vous inspirant des photographies qui illustrent cet article.

Tous les composants fixés à leur bonne place, effectuez le câblage à l'aide de fil souple ou rigide de 5/10^e, en commençant par les condensateurs C₇ à C₁₈, qui sont soudés directement sur K₃ et K₄ afin de gagner de la place et de faciliter le câblage. Cette opération terminée, nous vous conseillons très vivement de vérifier le câblage à l'ohmmètre, ce qui est absolument sans danger pour les composants.

Il ne nous reste plus qu'à procéder aux essais, ce que nous vous proposons d'entreprendre à présent.

D. Mise en œuvre et utilisation

Tous les acteurs étant en place, il ne nous reste plus qu'à tester le fonctionnement de l'appareil. Branchez un voltmètre entre + 5 V et la masse, et mettez le LSG2 sous tension. Vous devez mesurer 5 V à 5 % près. En cas

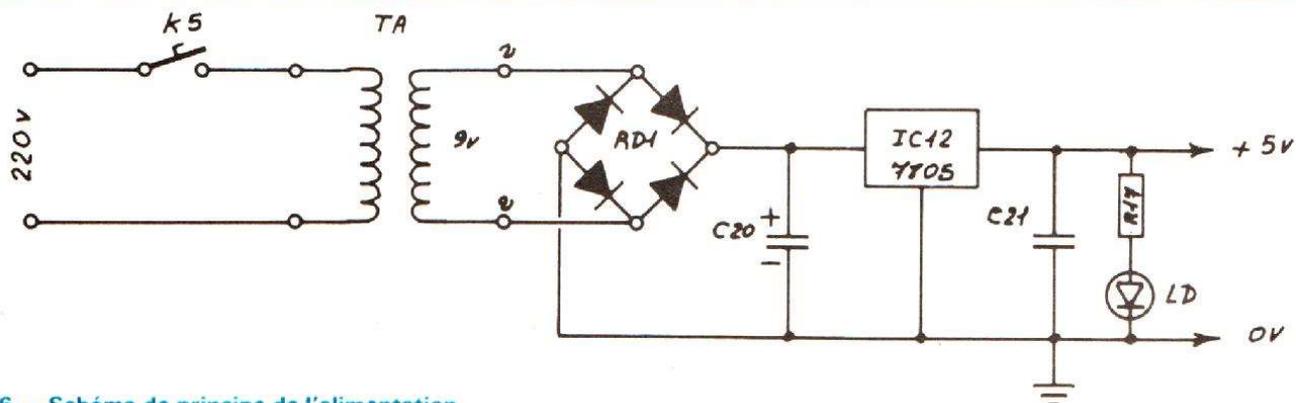


Fig. 6. - Schéma de principe de l'alimentation.

d'échec, vérifiez que vous obtenez au moins 11 V aux bornes de C₂₀, ce qui indique qu'il n'y a aucune défaillance au niveau du redresseur. Dans le cas contraire, il y a sûrement un court-circuit ou un CI branché à l'envers ou défectueux.

Cette première étape étant franchie, placez K₁ sur « 1 », K₂ sur « 1-10 kHz » et reliez un oscillo en H₁. Vous devez observer un signal carré dont la fréquence est de 20 kHz environ. Si la base de temps de votre oscillo est correctement étalonnée ou si vous possédez un fréquencemètre, réglez AJ₁ de manière que la fréquence dudit signal soit de 20 kHz. Positionnez à présent K₁ sur « 2 », « 3 », « 4 », etc., et vérifiez que vous obtenez les fréquences d'horloge désirées. Si tel n'était pas le cas, modifiez les valeurs de R₂, R₃..., quitte à limer (ce n'est pas une boutade) la couche des résistances jusqu'à l'obtention de la valeur désirée. Ce travail achevé, il convient de ne plus jamais modifier le réglage de AJ₁, sous peine de tout devoir recommencer.

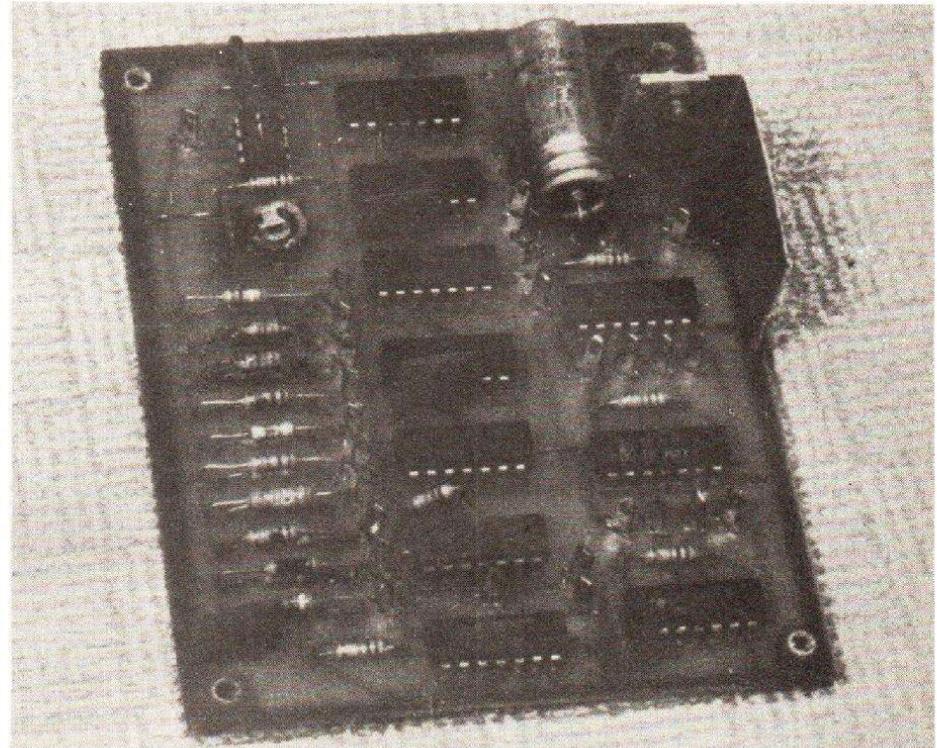


Photo 1. — Le circuit imprimé terminé et câblé. Notez la disposition du radiateur de IC₁₂.

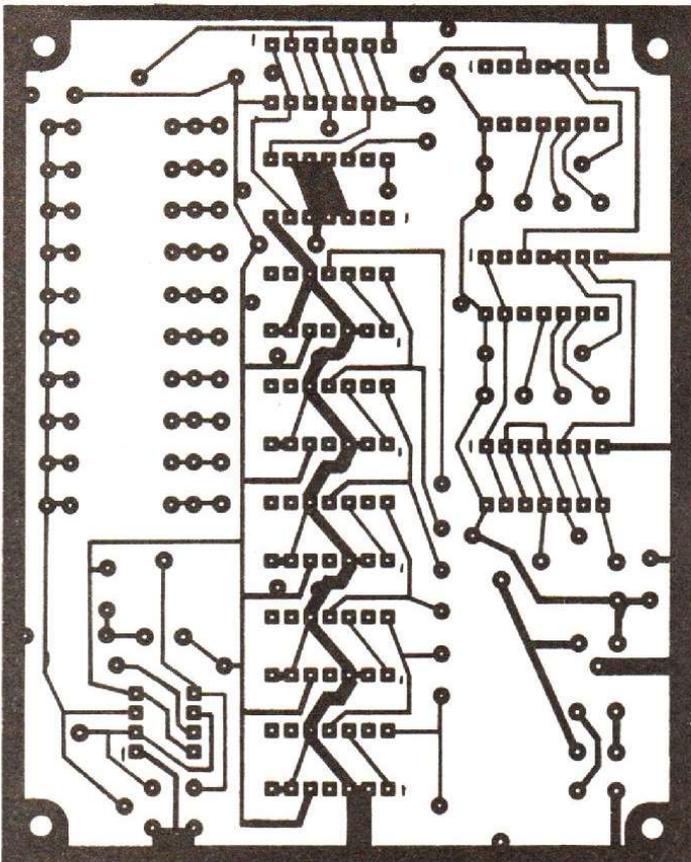


Fig. 7. — Le circuit imprimé à l'échelle 1.

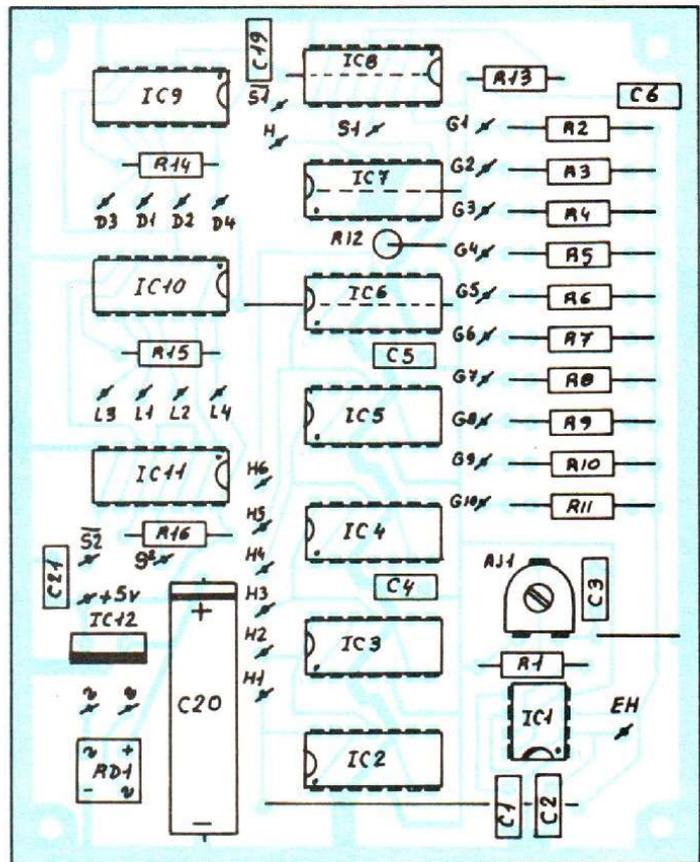


Fig. 8. — Plan de câblage du circuit imprimé.

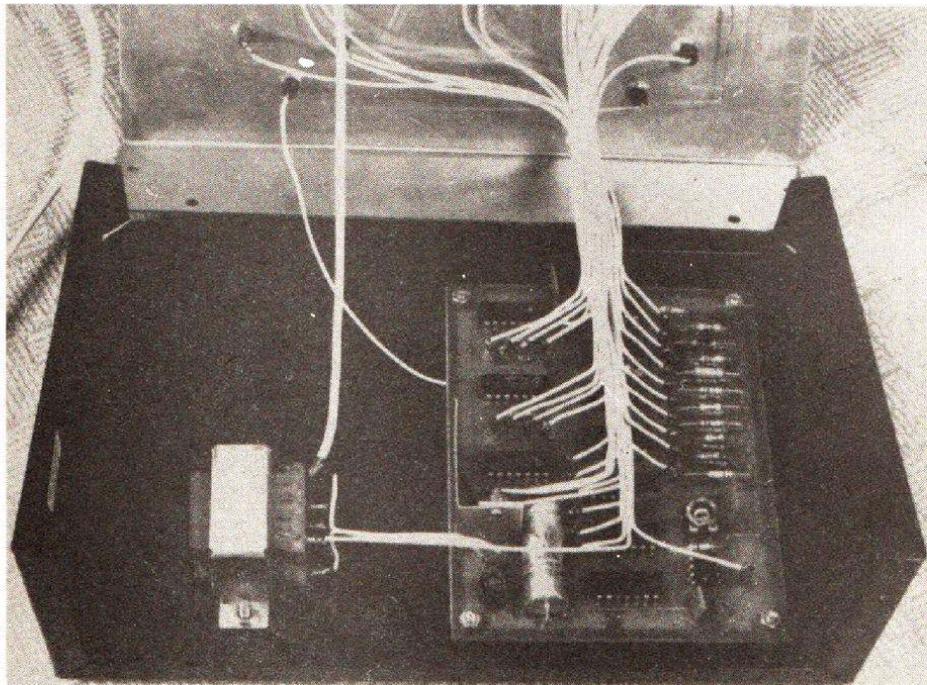


Photo 2. — Le moins que l'on puisse dire est que le circuit est à l'aise dans le coffret ESM.

Branchez à présent l'entrée de l'oscillo aux points H_1 , H_2 , etc., et vérifiez que vous obtenez un signal dont la fréquence est à chaque fois le dixième de la précédente. K_2 toujours sur « 1-10 kHz » et K_1 sur « 10 », vérifiez que vous obtenez en Q et \bar{Q} de IC_7 , de même qu'en S_1 et \bar{S}_1 , un signal de 10 kHz dont le rapport cyclique est de 50 %.

Placez l'entrée de l'oscillo en Q de

IC_9 tout en déclenchant la base de temps par S_1 , et vérifiez que vous obtenez bien un signal conforme à celui de la figure 5. Faites des essais sur toute la gamme de fréquence en modifiant les réglages de P_1 et de K_3 . Procédez de même avec les sorties S_2 et \bar{S}_2 , en agissant cette fois sur l'ensemble des commandes.

Les essais sont à présent terminés et, étant donné la simplicité du mon-

tage, tout ennui doit trouver son origine dans une erreur de câblage ou un composant défectueux. Signalons pour la petite histoire qu'il n'y a, a priori, pas d'erreur, la maquette ayant été réalisée à partir des plans publiés, et non l'inverse.

Les utilisations possibles du LSG2 sont innombrables : mise au point de circuits logiques, simulation de signaux divers, remplacement d'horloges, etc. Les niveaux de sorties étant directement compatibles TTL, la liaison du circuit sous test avec le LSG2 est très simple puisqu'il suffit de le relier aux borniers. N'oubliez tout de même pas que la sortance de chaque sortie est de 10, et qu'aucune protection n'existe en cas de court-circuit franc. Si vous désirez relier le LSG2 à des circuits C-MOS ou autres sous une tension différente de 5 V, un adaptateur de niveau extérieur sera le bienvenu, et vous pouvez vous inspirer en cela du LSG1 (H.-P. n° 1656).

La description du LSG2 touche à sa fin, et nous espérons que vous serez nombreux à réaliser ce petit appareil qui s'avérera très vite indispensable à tous ceux qui pratiquent les circuits logiques. Comme de coutume, nous nous tenons à votre disposition pour tout problème au niveau de cette réalisation.

P. WALLAERT

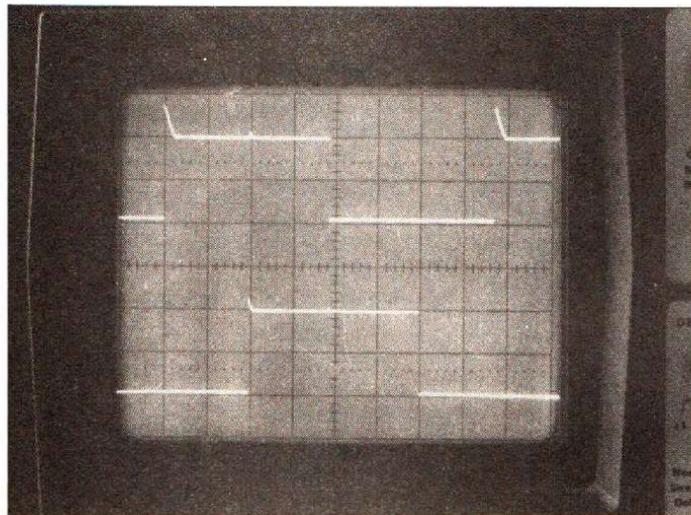


Photo 3. — Allure des signaux du LSG2. Trace supérieure : sortie S_1 (2 V/div., 0,2 ms/div., $f = 680$ Hz). Trace inférieure : sortie S_2 (2 V/div., 0,2 ms/div.) ; retard de 0,4 ms ; durée de l'impulsion : 0,8 ms.

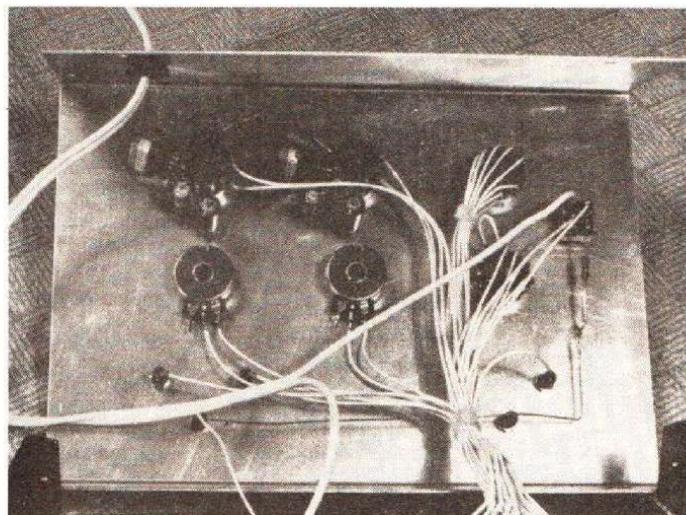


Photo 4. — Le câblage du LSG2 est assez complexe. Notez que les condensateurs sont montés sur les commutateurs K_3 et K_4 .



AMPLIFICATEURS COMMANDES EN TENSION

Nous vous proposons ici trois circuits intégrés que vous ne connaissez probablement pas. En effet, ils sont distribués par des firmes que seuls les spécialistes de l'audio, professionnels ou pas, connaissent. Ces circuits intégrés sont des amplificateurs (ou des atténuateurs) commandés en tension et qui permettent de constituer des amplificateurs dont le gain (positif ou négatif), variera en fonction de la tension de commande appliquée à l'entrée. Les trois circuits intégrés que nous allons étudier ont un point commun : leurs hautes performances, aussi bien pour leur excellent rapport signal sur bruit que pour leur infime taux de distorsion. Avec ces circuits, nous sommes loin des amplificateurs opérationnels à transductance du type CA 3080, CA 3280 ou LM 13600 et LM 13700...

Ces trois circuits intégrés ont pour appellation :

- Le MTA 1537 A de B et B Audio, commercialisé par Aphex, représenté en France par REDITEC.
- Le 2150 de dbx, importé en France par SCV Audio.
- Et enfin, le SSM 2013, de Solid State Micro Technology, importé en France par I.S.C.

Principes

Plusieurs procédés sont utilisés par les fabricants d'amplificateurs commandés en tension (baptisés VCA, initiales de Voltage Controlled Amplifier ou Attenuator). Le terme d'amplificateur ou d'atténuateur sera ici utilisé indifféremment. Pratiquement, nous

aurons un « bloc » permettant de faire varier le gain de part et d'autre d'un gain unité, tantôt nous aurons un atténuateur, tantôt un amplificateur de tension.

En fait, les circuits de type VCA sont très courants dans le domaine du circuit intégré. Prenez un multiplieur quatre cadrans (comme le MC 1494),

vous envoyez deux tensions, une continue sur une entrée et une alternative sur l'autre, il en fera le produit qui sera une tension d'amplitude variable avec la tension continue. On peut inverser tension de commande et tension alternative, le résultat obtenu sera théoriquement identique.

Outre les multiplieurs, on peut encore utiliser les amplificateurs à transconductance, dispositifs efficaces dont les performances sont assez bonnes, sans toutefois atteindre celles des circuits spécifiques.

Malheureusement, les fabricants de circuits ne donnent pas tous les détails concernant la configuration de leurs circuits. Seul, pour les circuits que nous étudions dans cet article, B et B Audio le fait et vous trouverez, figure 1, le schéma de principe adopté par cette firme. Précisons tout de suite que si l'étude a été menée par B et B, le produit est sous-traité et un circuit spécifique a été conçu. Le principe de base fait appel au contrôle du courant d'émetteur par le gain des transistors T_1 et T_2 , schéma assez classique. Le circuit pratique utilise une structure symétrique qui permet

d'annuler les variations de tension continue de sortie par l'emploi d'un amplificateur différentiel en sortie. Parallèlement, on utilise deux circuits de commande identiques qui travaillent en opposition de phase. Notez ici l'entrée asymétrique pour la tension de commande VB avec montage de deux transistors en diode. Les deux amplificateurs opérationnels représentés ne font pas partie du circuit intégré. Le faible nombre de composants utilisés permet de disposer d'une très large bande passante (50 MHz pour le circuit de B et B). Le VCA de dbx utilise une autre configuration appelée « VCA Blackmer », dans ce circuit le signal entre et sort « en courant ». (μA !)

La figure 2 donne une idée de la structure de ce circuit qui peut être réalisé à partir de transistors discrets, certains systèmes de compression/expansion dbx utilisent d'ailleurs cette structure. Par ailleurs, Valley People propose un module VCA ayant lui aussi cette structure caractérisée par d'excellentes performances. T_1 sert ici de générateur de courant et OP2 transforme le courant de sortie en tension. La commande se fait sur les bases des transistors T_4 et T_3 ; suivant l'entrée utilisée, on aura une polarité du signal de commande différente : dans un cas, l'augmentation de la tension d'entrée donne une diminution de gain, dans l'autre cas, une augmentation. On joue ici sur la contre-réaction du premier ampli opérationnel et sur le courant d'entrée de l'ampli de sortie. Lors de la réalisation

de ces circuits intégrés, l'accent a été mis sur la réduction de la distorsion et sur l'obtention d'un faible bruit de fond, par l'adoption d'un processus de fabrication adapté et par le choix de la géométrie des transistors intégrés.

Un autre point important dans la réalisation d'un VCA est le type de commande. L'oreille bénéficie d'une sensibilité logarithmique, il est donc intéressant de disposer d'une commande elle aussi de type logarithmique. Ainsi, l'emploi d'un potentiomètre de réglage à variation de résistance linéaire, plus facile à réaliser qu'un modèle logarithmique et donc souvent plus précis, permettra de commander plusieurs amplificateurs à la fois avec un gain identique, quel que soit le taux d'atténuation.

Dans les VCA, le gain est souvent proportionnel au courant de commande, mais en passant par une commande par la tension de base d'un transistor, on assurera le respect d'une courbe logarithmique. La commande d'une base de transistor présente un inconvénient : la tension base-émetteur d'un transistor varie avec la température, lorsque l'on aura besoin d'une grande précision (en mesure par exemple), on devra assurer une compensation

mais n'est diffusé en France que depuis peu de temps. Il est fabriqué par Exar pour B et B Audio et sa commercialisation est assurée par la Sté Aphex (prix de vente : 87 F HT). Ce circuit a été conçu pour les marchés OEM, il assure une très faible distorsion, un faible bruit, il est caractérisé par une haute stabilité et une large dynamique. La commande de gain permet de varier du gain unité à une atténuation de 100 dB. Ce circuit a, par ailleurs, été conçu pour avoir une vitesse de balayage élevée permettant de réduire le taux d'intermodulation transitoire et une large bande conduisant à un fonctionnement du continu à 50 MHz. Il va de soi qu'à 50 MHz, l'atténuation de 100 dB sera difficile à atteindre, compte tenu des capacités parasites internes.

Le circuit travaille en classe A, pour éliminer les distorsions de croisement « des autres VCA », nous dit B et B, le 1537 pourra donc remplacer les potentiomètres des consoles sans que l'on puisse entendre la différence.

B et B Audio propose plusieurs schémas d'applications qui ont, à notre avis, l'inconvénient de ne pas être très cohérents, par exemple : on rencontrera plusieurs fois le même schéma avec des valeurs différentes. Le plus complet de ces schémas demande 6 amplificateurs opérationnels autour du 1537A. Nous avons choisi un schéma un peu plus simple qui n'en demande que 3, même si c'est avec les 6 amplis opérationnels que l'on obtient le maximum de perfor-

1537 A B et B Audio

Le 1537 A n'est pas un circuit vraiment nouveau, en effet, il existe depuis plusieurs années déjà (1979)

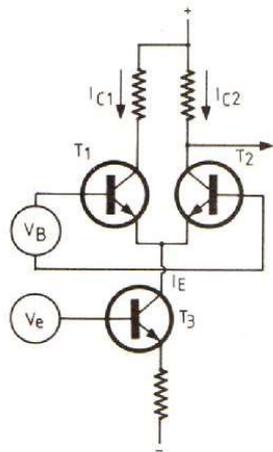


Fig. 1

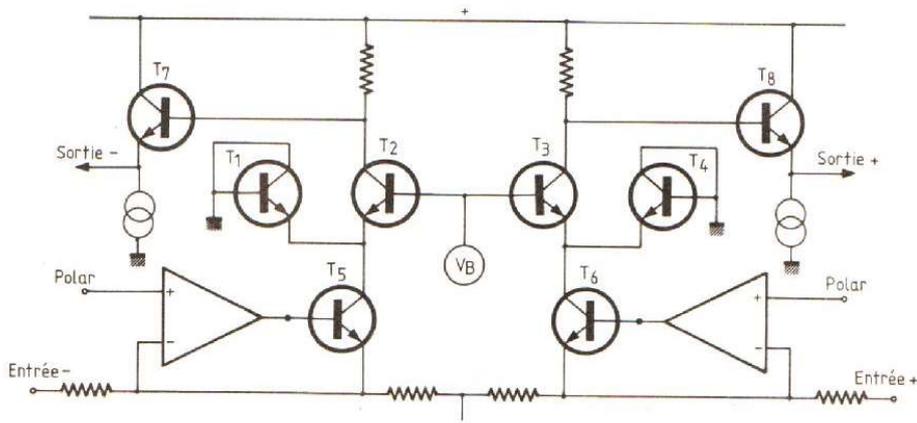


Fig. 1a.

mances, mais, comme vous le verrez, avec 3 ce n'est pas si mal ! La nécessité d'adjoindre de nombreux composants périphériques constitue un inconvénient, c'est pourquoi, on utilisera des circuits intégrés multiples, doubles ou quadruples, de préférence pour l'audio, à faible distorsion et bas bruit de fond. La figure 3 donne le schéma d'application que nous avons utilisé. En se reportant à la figure 1, on retrouvera la structure symétrique. Un double étage d'entrée

permet de disposer d'une impédance d'entrée relativement élevée. L'amplificateur suiveur peut éventuellement être économisé, à condition de disposer d'une source « basse impédance ». Un amplificateur monté en inverseur permet l'attaque symétrique du circuit intégré. En sortie du circuit, deux sorties, en opposition de phase, récupèrent le signal. L'emploi d'un étage différentiel élimine les variations de tension continue dues à la variation du courant de commande des étages.

Comme les tensions continues varient dans le même sens et de la même valeur, la tension de sortie continue de l'amplificateur opérationnel reste constante.

En se reportant à la figure 1a, on remarquera les résistances de collecteur de T₂ et de T₃, ces résistances se raccordent aux bornes 9 et 14 du circuit intégré. Un pont de résistances permet de polariser les bases de T₆ et de T₅ de la figure 1a, sur le schéma, ces résistances sont : R₁₄ et R₁₅.

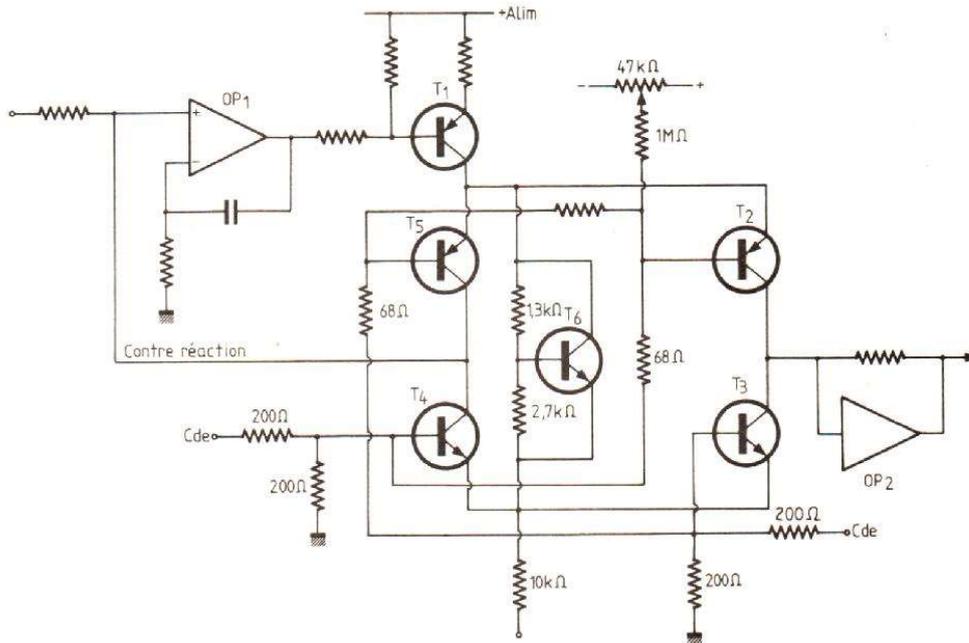


Fig. 2. — Circuit VCA Blackmer. Noter la contre-réaction sur l'entrée non-inverseuse. T₁ assure l'inversion et sert de générateur de courant. OP₂ est un convertisseur courant/tension.

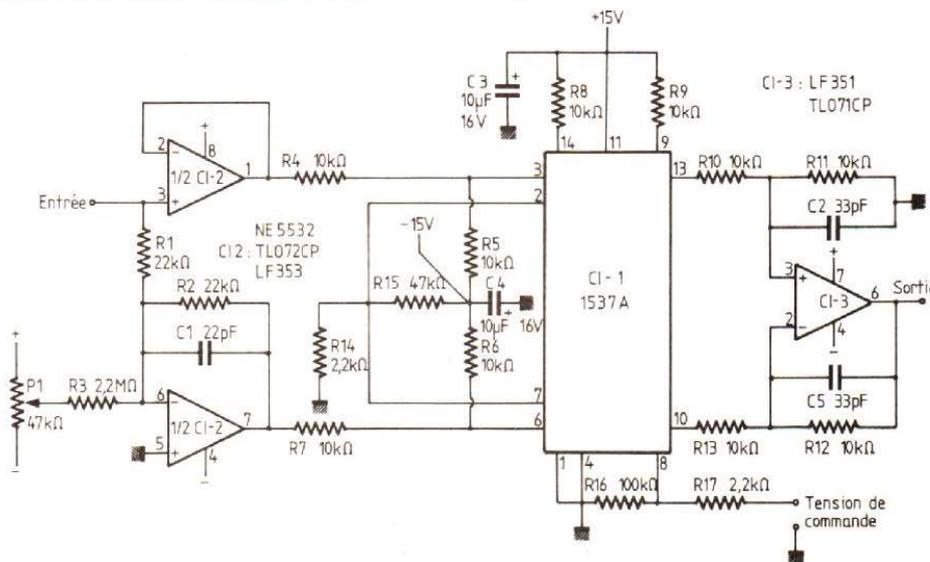
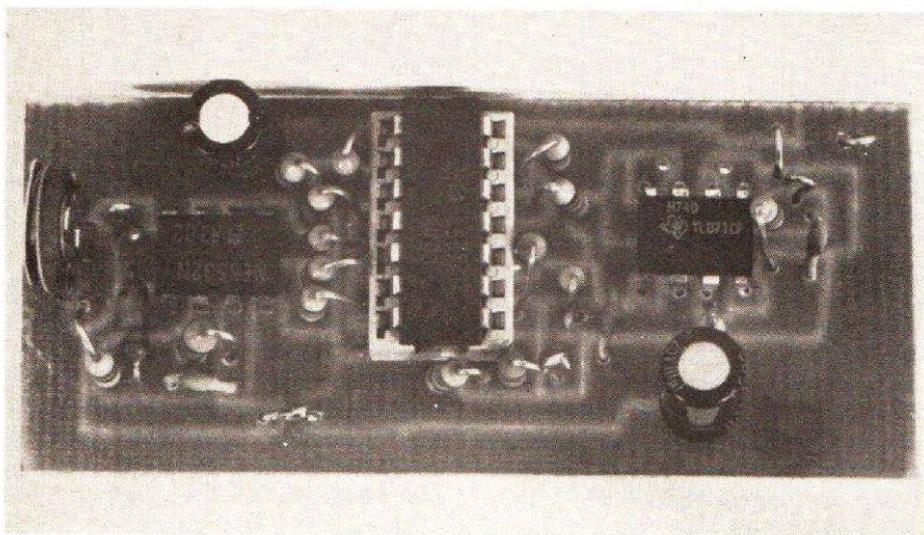


Fig. 3. — Schéma d'application du circuit 1537 A.



Notre réalisation avec le circuit MTA 1537 A.

Le choix des résistances de sortie permet de modifier le gain du système. Nous avons également la possibilité d'éliminer la composante continue, parasite susceptible de se retrouver en sortie. La commande s'effectue grâce à un réseau de deux résistances ; ce type de circuit se commande par une tension voisine de la tension base/ émetteur d'un transistor, ce qui impose un réseau diviseur permettant d'appliquer une tension plus forte, donc plus facilement exploitable, à l'entrée de commande. Ce circuit de commande peut être

remplacé par un amplificateur opérationnel pour lequel on choisira un rôle d'inverseur ou d'amplificateur. La figure 4 propose un exemple de circuit imprimé et d'implantation. Il n'y a pas de précautions particulières à prendre. Un découplage correct des alimentations améliorera, cela va de soi, la stabilité du fonctionnement.

Mesures

La courbe A donne la variation de l'atténuation en fonction de la tension d'entrée (tension mesurée sur la résis-

tance R_{17}). Nous obtenons ici une courbe de transfert pratiquement linéaire en décibels. Pour les fortes atténuations, nous sommes en présence du bruit de fond, le signal se noie dans le bruit.

On changera le coefficient multiplicatif d'échelle par modification de la valeur de la résistance R_{17} .

Avec une tension de commande de 0 V, nous obtenons un gain unité avec les valeurs du montage.

La consommation est de 13,8 mA sur l'alimentation négative et de 17,2 mA sur la positive.

Nous avons mesuré le niveau de bruit de fond dans deux conditions : un pour le gain maximal et pour l'atténuation maximale.

- Au gain maxi, c'est-à-dire unité, nous avons mesuré un bruit de fond de - 91 dBm dans une bande de 20 Hz à 20 kHz - avec pondération A, le bruit de fond passe à - 97 dBm.

- Pour l'atténuation maximale, le bruit de fond est de - 101 dBm, avec une mesure dans une bande de 20 Hz à 20 kHz, il passe à - 102 dBm, avec pondération A.

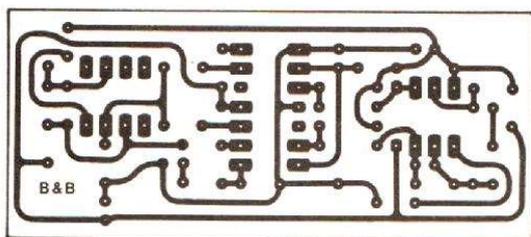


Fig. 4. - Le circuit imprimé à l'échelle 1.

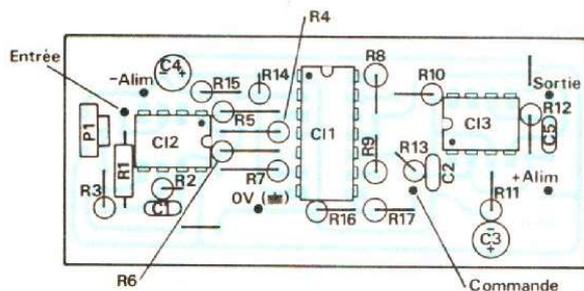
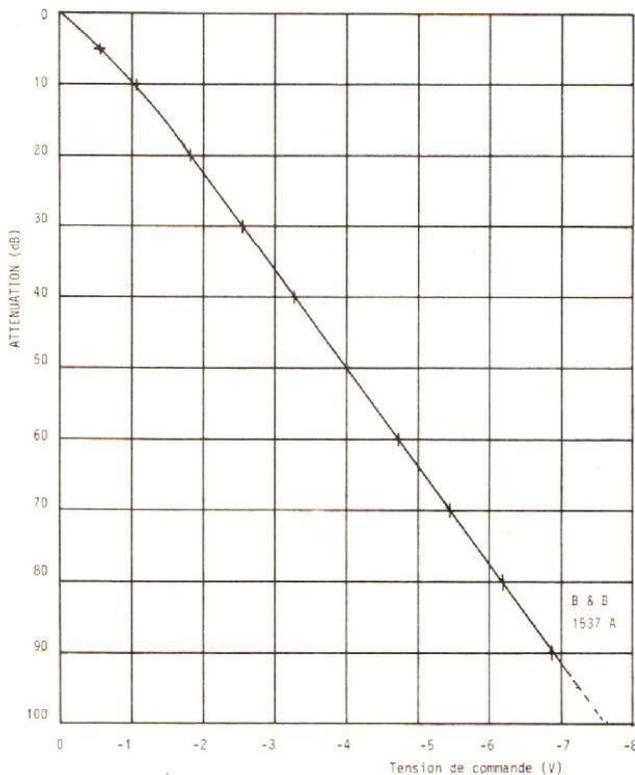


Fig. 5. - Implantation des composants.



Courbe A. - Courbe de variation de l'atténuation en fonction de la tension de commande.

Passons aux valeurs de la distorsion harmonique,

– Avec un niveau d'entrée de + 10 dBm, soit 2,45 V, le taux de distorsion harmonique est de 0,12 % à 1 kHz et de 0,2 % à 10 kHz.

– Avec un niveau de + 5 dBm, nous obtenons un taux de distorsion de moins de 0,02 % à 1 kHz comme à 10 kHz, autrement dit, des valeurs extrêmement faibles, donc excellentes.

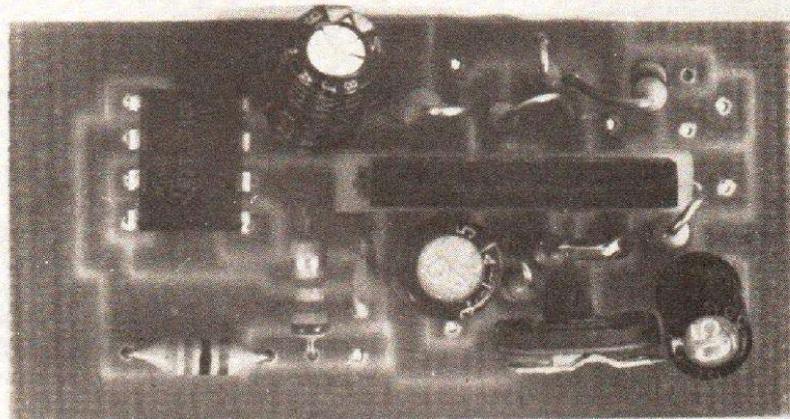
– Avec un niveau d'entrée inférieur, le bruit de fond intervient dans la mesure de la distorsion harmonique totale.

Le constructeur donne des valeurs de distorsion meilleures mais obtenues avec un montage plus sophistiqué, qui demande donc davantage de composants externes. On réduira la distorsion en abaissant, par exemple, l'impédance du circuit de commande en tension. La modification de la polarisation des transistors d'entrée permet aussi d'intervenir sur la distorsion. Si nous n'avons pas tracé de courbe de réponse en fréquence (une droite), par contre, nous avons mesuré le temps de montée : il est de $\pm 1,4 \mu s$ avec le montage donné et, par conséquent, les amplificateurs opérationnels. Il va de soi que, pour travailler à 50 MHz, les périphériques seront différents.

Nous avons également mesuré la vitesse de balayage en tension et obtenu $4 V/\mu s$ avec un gain unité ou de - 20 dB.

dbx 2150

dbx propose une série de circuits intégrés avec entrée et sortie en courant. Ces circuits s'alimentent avec



Notre réalisation avec le d.b.x.

une tension symétrique pouvant descendre à $\pm 4 V$, et monter à $\pm 15 V$.

Le circuit intégré est fabriqué (selon toute vraisemblance) au Japon, on reconnaîtra un boîtier cher aux Nippons, boîtier plat à 8 broches particulièrement pratique et intéressant pour loger les composants périphériques.

Ce circuit ne demande qu'un nombre limité de composants périphériques,

il bénéficie d'un produit gain bande très élevé (non spécifié par le fabricant), bien entendu, le faible bruit et la distorsion réduite font partie de ses qualités premières.

Les spécifications du fabricant font, par ailleurs, apparaître une excellente linéarité de la réponse logarithmique de la tension d'entrée.

Plusieurs versions sont proposées, à des prix différents. Le 2155 coûte

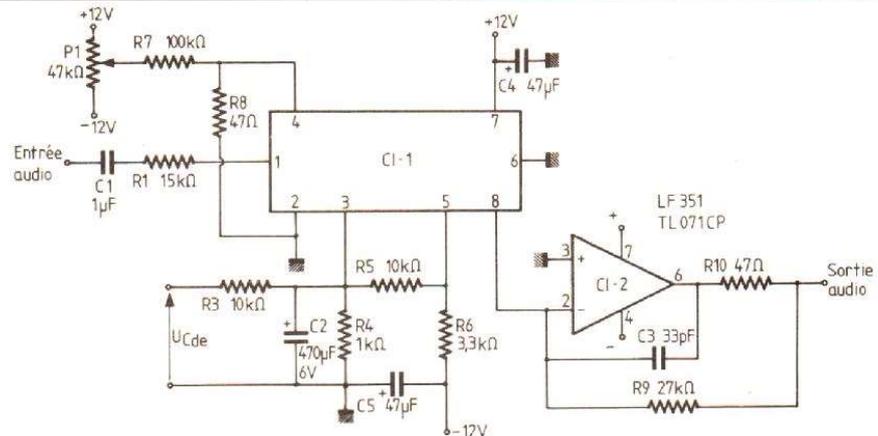


Fig. 6. – Schéma d'application du 2150 dbx.

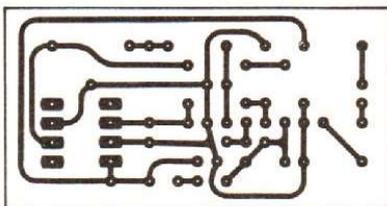


Fig. 7. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.

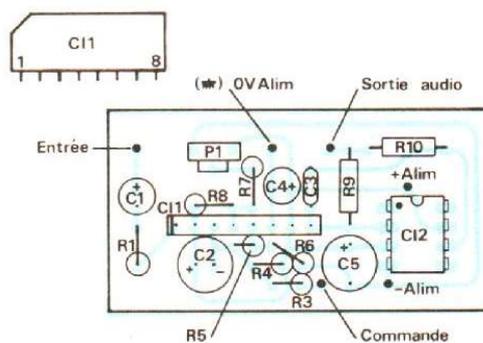


Fig. 8. – Implantation des composants.

47 F HT, le 2150 A 59 F HT et le 2151 114 F HT ; ces prix sont ceux constatés en août 84 et à l'unité.

Ces trois versions se distinguent par des performances différentes, le 2151 est le meilleur, il résulte d'un tri. Le 2150 A est une version qui présente un taux de distorsion un peu plus élevé. Les caractéristiques du 2155 sont identiques à celles du 2150 A mais avec un courant moins important (150 μ A au lieu de 180 μ A).

On aura donc pratiquement intérêt à écarter le circuit intégré le plus onéreux, les 2155 et 2150 A présentant des caractéristiques largement suffisantes, même pour un usage professionnel.

Le schéma d'application que nous avons expérimenté est représenté figure 6,

on voit immédiatement le nombre réduit de composants périphériques : un amplificateur opérationnel et quelques résistances et condensateurs. Un contrôle de symétrie par potentiomètre permet de réduire le taux du second harmonique. La stabilité de fonctionnement du montage impose des contraintes comme la présence d'un condensateur C_3 sur la sortie. Du côté de l'entrée, on devra veiller à ce que l'impédance aux fréquences hautes soit inférieure à 20 k Ω , des dispositions peuvent encore être prises dans le cas où la résistance de la source serait trop élevée (circuit RC série entre la masse et la borne 1). Par ailleurs, il est impératif d'appliquer une tension de commande sous faible impédance. Le condensateur C_2 est destiné à sa-

tisfaire cette exigence. En l'absence de condensateur, le taux de distorsion remonte, une constatation que l'on peut également faire sur d'autres circuits VCA. Sur ce circuit, nous avons une résistance d'annulation de l'offset qui permet de réduire les variations de la tension continue de sortie, notamment en présence d'une variation rapide du gain.

Mesures

La courbe B nous donne la variation du gain en fonction de la tension d'entrée. Le circuit nous permet d'avoir un gain de 70 dB et une atténuation de 90 dB, soit une variation totale de gain de 160 dB... On constatera sur cette courbe l'excellente linéarité de la variation du gain en fonc-

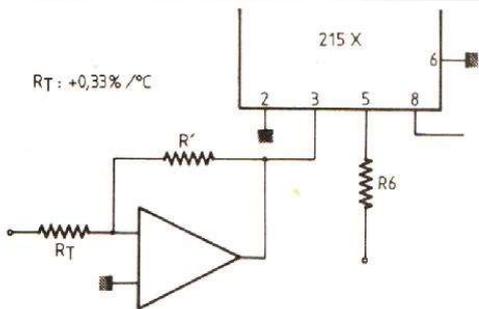


Fig. 9. - Commande en basse impédance avec condensateur thermique.

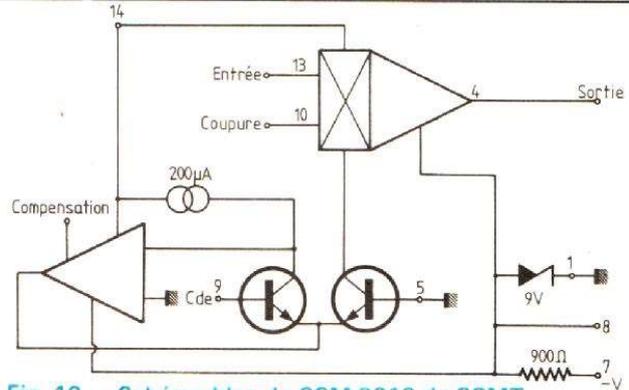
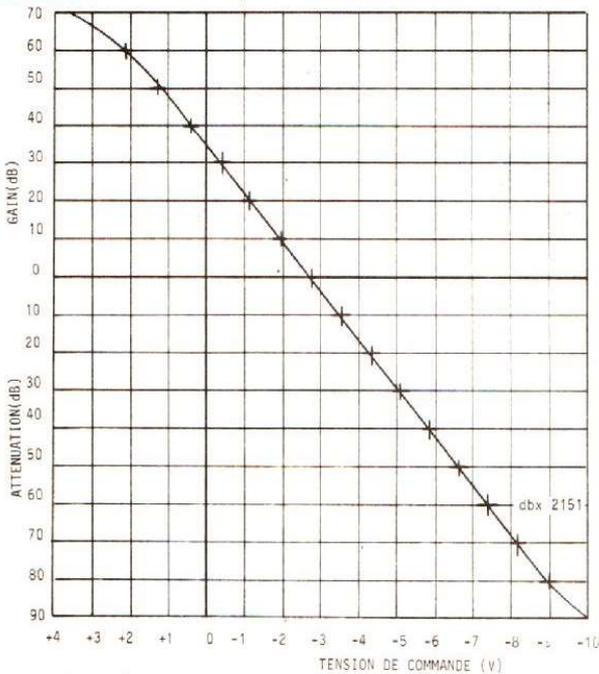
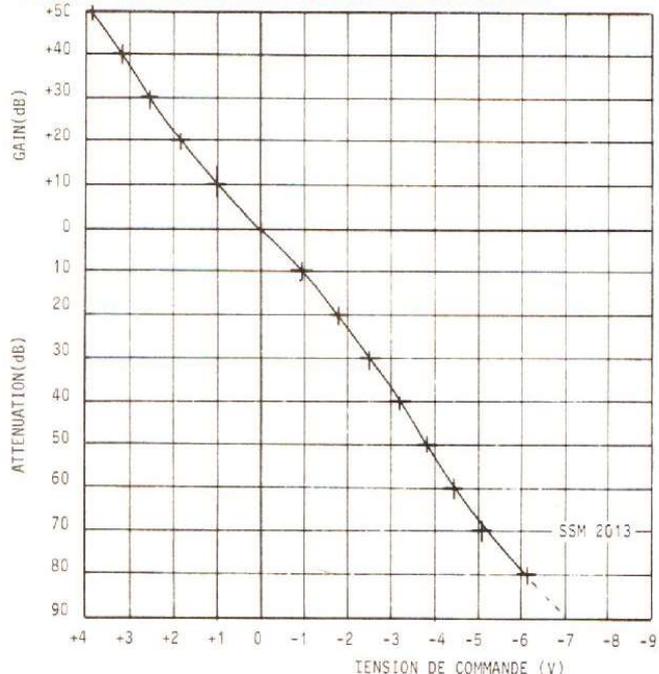


Fig. 10. - Schéma bloc du SSM 2013 de SSMT.



Courbe B. - Courbe de variation de gain ou d'atténuation en fonction de la tension de commande.



Courbe C. - Courbe de variation du gain ou de l'atténuation en fonction de la tension de commande.

tion de la tension de commande. dbx annonce une linéarité typique de 1 %... La mesure du taux de distorsion nous donne d'excellentes performances :

Avec une tension d'entrée de + 12 dBm et une tension de sortie de + 16 dBm, le taux de distorsion à 1 kHz et à 10 kHz est de 0,05 %.

Nous avons atteint un taux de distorsion de 0,1 % pour ces deux fréquences avec un niveau d'entrée de + 20 dBm, soit 7,75 V efficaces et une tension de sortie inférieure de 10 %.

Restons dans les distorsions « élevées » avec une mesure avec gain de 35 dB : entrée - 16 dBm et sortie à + 19 dBm. Nous avons obtenu un taux de distorsion de 0,06 % à 1 kHz et de 0,08 % à 10 kHz.

Nous arrivons à des distorsions plus faibles, par exemple avec une tension d'entrée de + 6 dBm (1,55 V) et une tension de sortie de - 4 dBm, nous avons alors un taux de moins de 0,02 % à 1 kHz et à 10 kHz.

Avec une tension de sortie de + 11 dBm, nous trouvons une valeur identique, par contre, en faisant monter la tension de sortie à + 18 dBm, la distorsion passe à 0,04 % à 1 kHz et à moins de 0,06 % à 10 kHz.

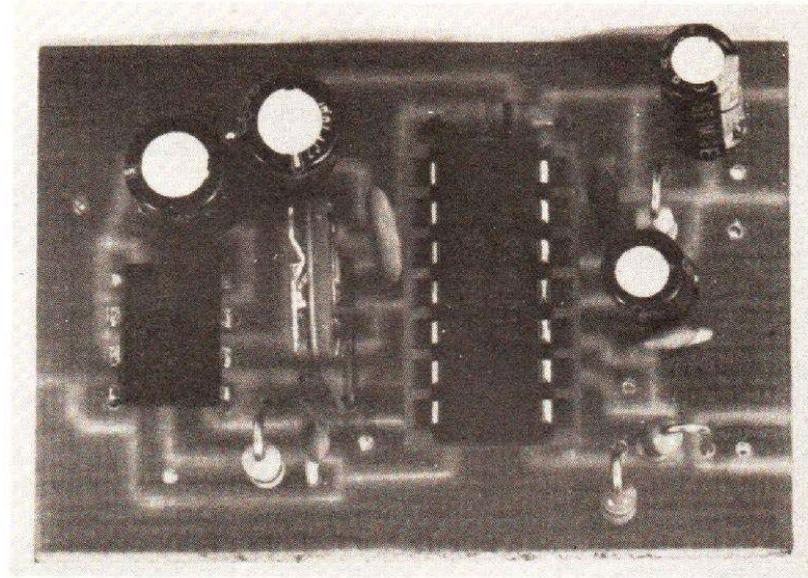
Le bruit de fond, avec un gain de 40 dB, est de - 64 dBm, à 30 dB, il passe à - 73 dBm et à 0 dB nous mesurons - 97 dBm.

A 40 dB d'atténuation, nous mesurons - 106 dBm et à 90 dB d'atténuation, nous obtenons - 107 dBm. On pourra en déduire la dynamique possible en ajoutant les quelque 18 dBm de tension de sortie possibles. Pas de courbe de réponse en fréquence ici, par contre, nous vous donnons les temps de montée et de descente, ils sont de - 2,3 μ s et + 2,4 μ s.

Nous avons également testé tous les amplificateurs de la série pour discerner leurs différences et voir s'il était possible de les apparier. Nous avons donc utilisé le même montage pour tous les échantillons avec un support pour le circuit intégré.

Une vérification intéressante est celle de l'écart de gain, ou d'atténuation, entre les différents circuits :

- pour des gains de 20 dB, on cons-



Notre réalisation avec le SSM 2013.

tate une dispersion de 0,5 dB entre tous les échantillons testés,

- à 0 dB, nous avons un résultat identique,

- à - 20 dB, on passe à 0,7 dB,

- et à - 40 dB nous revenons à 0,6 dB.

Pour deux 2151, on constate une différence de gain de 0,2 dB maxi pour toutes ces valeurs,

- pour les deux 2 150 A, nous avons un écart maxi de 0,5 dB

- et pour les 2 155, 0,6 dB.

On peut donc utiliser deux ou plusieurs circuits, pour un emploi en stéréophonie, sans constater de trop fortes dispersions.

Pour les taux de distorsion, nous avons constaté une valeur plus importante pour le 2155, un peu plus basse pour le 2 150 A et encore plus faible pour le 2151, ce qui correspond à ce qu'annonce le constructeur.

A titre de comparaison, si le 2151 a moins de 0,02 % de distorsion, le 2150 A en aura 0,025 et le 2155, 0,03 %. Les différences sont donc minimes et ne justifient pas, dans bon nombre de cas, l'emploi de la version 2151, la plus chère.

L'amplificateur commandé en tension 2150 présente un coefficient de température de l'entrée de commande de 0,33 %/°C. Il peut être nécessaire de compenser ce coefficient de température. Le montage proposé par dbx (fig. 9) permet d'assurer cette compensation. Un amplificateur opérationnel dont le circuit de fixation de gain comporte un élément à coefficient de température positif de 0,33 %/°C permet de résoudre à la fois le pro-

blème de la compensation de température et celui de la faible impédance d'attaque de l'entrée de commande. Cette résistance R_t doit avoir un coefficient de température positif. Ce type de composant, pas très courant, peut être remplacé par une résistance au silicium (par exemple KTY 10 de Siemens) dont le coefficient de température est de 0,6%/°C environ. En mettant en série une résistance de même valeur, on obtiendra un coefficient de température adapté au circuit intégré. On peut également envisager l'utilisation d'un élément à coefficient de température négatif introduit, en parallèle, sur la résistance de contre-réaction. Là encore, l'association d'une résistance fixe et d'une CTN pourra s'avérer, nécessaire compte tenu du coefficient de température élevé des CTN.

SSMT : SSM 2013

La firme américaine SSMT est connue dans le domaine de la musique électronique. En effet, elle étudie des circuits intégrés pour la réalisation de synthétiseurs musicaux, circuits analogiques générateurs de signaux, filtres commandés en tension, générateurs d'enveloppe et autres... Le 2013 est, suivant la définition de son fabricant : « Un amplificateur commandé en tension travaillant en classe A, à commande exponentielle et à faible prix. Ce composant permet d'obtenir un rapport S/B de 97 dB avec un taux de distorsion harmoni-

que de 0,01 %. Les entrée et sortie – en courant – permettent d’obtenir une très large bande avec sommation facile des signaux d’entrée et un minimum de composants externes. Dans la plupart des applications, l’absence de diaphonie entre le signal de commande et celui de sortie et le faible taux d’harmonique 2, rendent les ajustements inutiles. Le 2013 dispose, en outre, d’une garde de 12 dB et permet d’obtenir un gain de 40 dB. »

La figure 10 donne le schéma bloc du circuit intégré, le détail des circuits de commande de gain ne figurent pas dans ce schéma. Par contre, on voit bien le circuit de commande de gain avec son système de générateur de courant exponentiel. Sur ce circuit, nous avons une entrée supplémentaire qui permet de couper rapidement le signal, un condensateur de silencieux permet d’adoucir la transition et d’éliminer toute perception de bruit de coupure. Une valeur de condensateur

de 1 μ F permet d’obtenir une constante de temps suffisante de 10 ms.

La commande se fait par une tension qui devra être supérieure à 3 V pour que la coupure de la sortie ait lieu. Avec une tension inférieure à 1 V, ou en laissant la broche de commande libre, on obtiendra le fonctionnement normal du dispositif.

L’entrée et la sortie ont lieu « en courant », une résistance à l’entrée et un amplificateur monté en convertisseur courant/tension permettront d’extraire le signal de sortie. La figure 11 donne le schéma d’application proposé par le fabricant (il est en général relativement difficile d’innover en la matière), le circuit est prévu pour travailler d’une façon unique. Tout au plus peut-on modifier la valeur des composants de façon à s’adapter aux tensions et aux impédances présentes.

Autour du circuit, nous trouvons divers composants. La résistance d’entrée se calcule en tenant compte

du courant maximal (audio) admissible, SSMT préconise un courant crête de 200 μ A afin de conserver une marge de 12 dB, le circuit pouvant laisser entrer, sans distorsion, un courant maximal de 800 μ A crête.

Un réseau RC (R_3 C_4) introduit sur l’entrée un zéro de compensation à 300 kHz, nécessaire à la stabilité du circuit. Le condensateur C_2 sert également de compensation ainsi que C_7 . En sortie, nous retrouvons le condensateur en parallèle sur l’amplificateur de sortie. La tension de commande arrive sur un réseau de deux résistances qui servent à abaisser la valeur de la tension appliquée directement sur l’entrée, comme on entre sur une base, l’amplitude de la tension de commande ne peut être supérieure à quelques centaines de millivolts, valeur relativement difficile à manipuler. Nous avons ajouté au circuit proposé par SSMT un condensateur de forte valeur (470 μ F, C_5) servant à abaisser, du point de vue alternatif, l’impé-

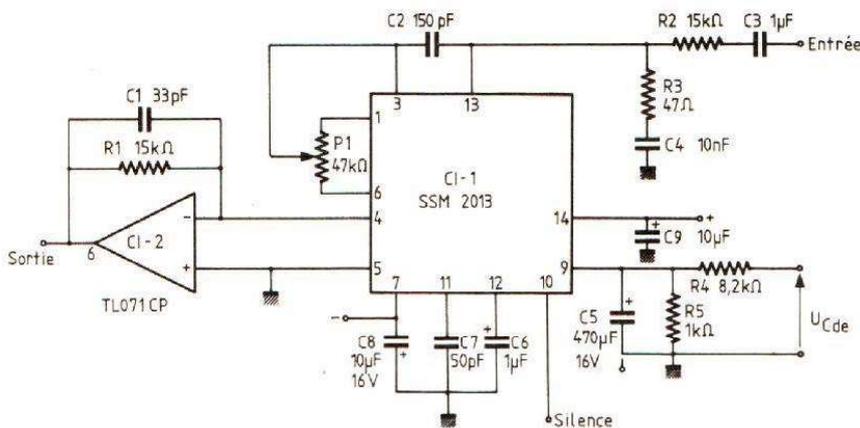


Fig. 11. - Schéma d’application du SSM 2013 de SSMT.

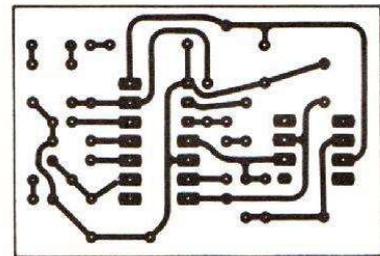


Fig. 12. - Le circuit imprimé à l’échelle 1.

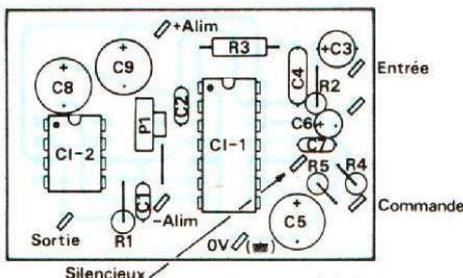


Fig. 13. - Implantation des composants.

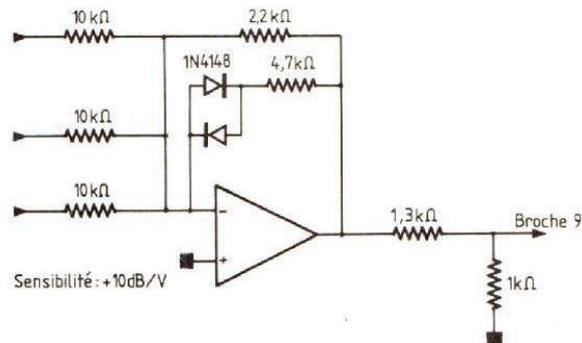


Fig. 14 - Circuit de linéarisation de la commande du SSM 2013.

dance vue par le circuit, bien que cette entrée ne manipule, en principe, aucune tension alternative; nous avons pu constater une amélioration très sensible du taux de distorsion (un rapport de 1 à 10 environ) dans certaines conditions de travail. Nous avons également, sur ce circuit, un potentiomètre de réglage fin de la distorsion, ce potentiomètre n'est pas indispensable et ne joue que pour des gains élevés et à fort niveau.

La figure 12 donne le circuit imprimé et la figure 13 l'implantation des composants, la fabrication n'attire aucune remarque particulière. Le circuit est simple.

Mesures

Nous commençons par la caractéristique de commande obtenue (courbe C) avec les valeurs que nous

avons indiquées sur le schéma de principe. On notera que la linéarité de la courbe n'est pas aussi bonne que celle des circuits précédents. SSMT propose d'ailleurs un circuit de linéarisation que nous vous donnons figure 14. Ce circuit demande un réseau atténuateur entre la sortie de l'amplificateur et l'entrée de commande, en effet, ce sont les tensions de seuil des diodes qui permettent de générer une caractéristique non li-

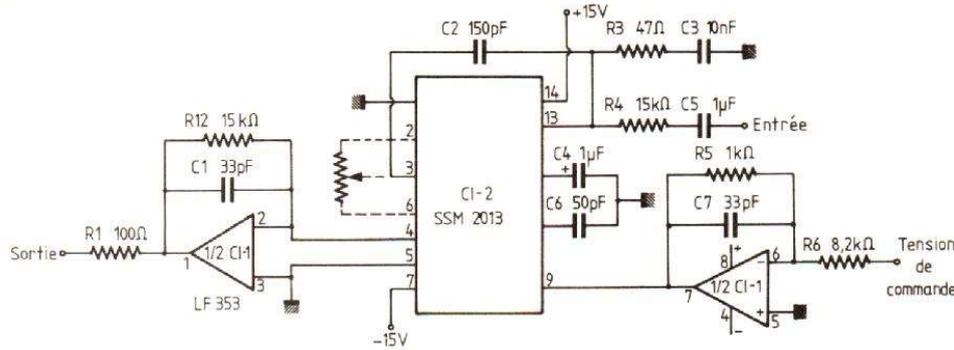


Fig. 15. - Schéma d'application avec commande par circuit intégré.

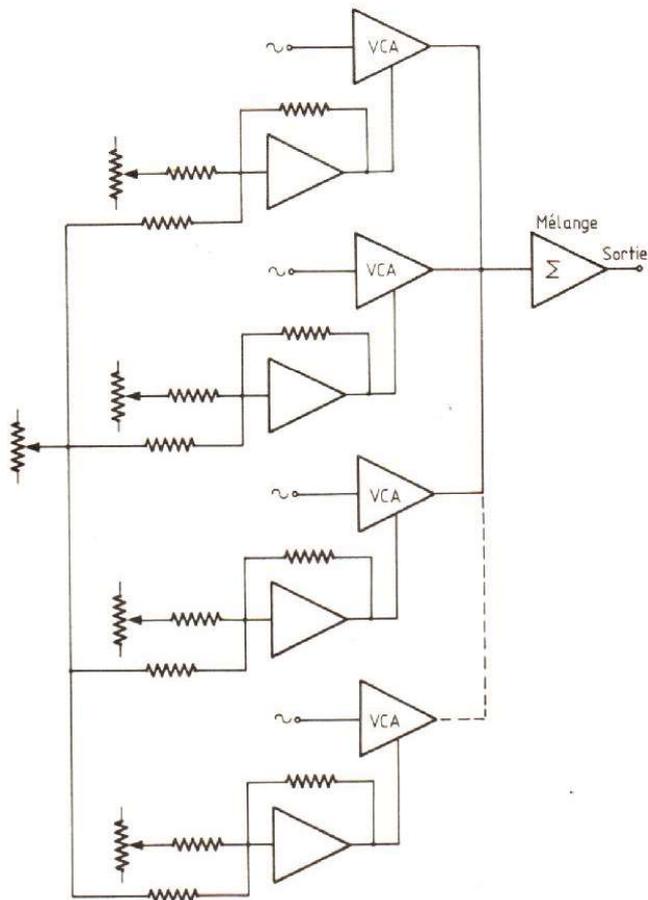


Fig. 16. - Commande de mélange par tension avec un potentiomètre de groupe commun à plusieurs voies.

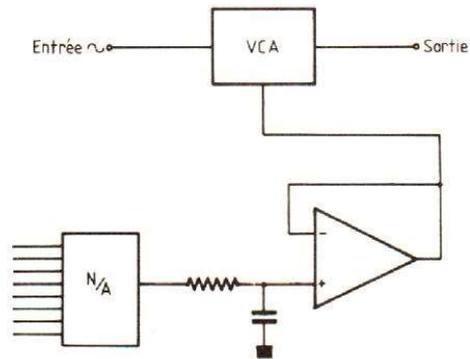


Fig. 17. - Commande de gain par convertisseur numérique/analogique.

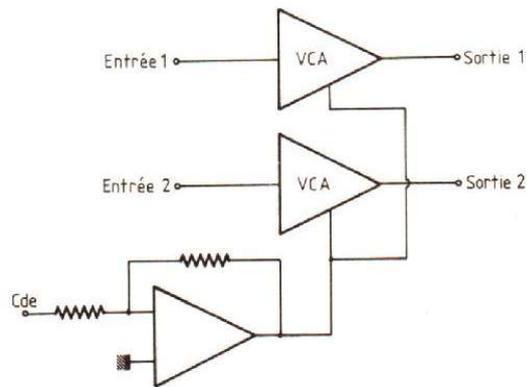


Fig. 18. - Commande de 2 VCA à partir d'une tension unique.

néaire. Sans le circuit de correction, SSMT annonce une précision de $\pm 1,5$ dB sur une plage de ± 36 dB, ce que l'on constatera ici. Bien entendu, avec le circuit de correction, on pourra associer un condensateur d'abaissement de l'impédance de sortie du diviseur.

Le montage testé ici permet de disposer d'un gain de 50 dB descendant jusqu'à une atténuation de 90 dB.

Avec un gain de 50 dB, nous avons un bruit de fond de -53 dBm, à 0 dB de gain, nous avons un bruit de fond de -82 dBm avec une atténuation de 40 dB, le bruit de fond passe à -106 dBm et plafonne à -109 dBm pour l'atténuation maximale. Précisons que ces bruits de fond sont mesurés en valeur pondérée A.

Nous avons mesuré le taux de distorsion harmonique dans des conditions difficiles, en effet, nous avons admis à l'entrée une tension de $+21$ dBm, soit un peu plus de 7 V.

- Avec une tension de sortie de $+21$ dBm, le taux de distorsion à 1 kHz est inférieure à 0,02 %.

- A 10 kHz, il devient légèrement inférieur à 0,07 %.

Avec un niveau d'entrée de 12 dBm et un gain unité, le taux de distorsion à 1 kHz est de moins de 0,03 %

- et de moins de 0,02 % à 10 kHz. Avec un niveau de sortie de -8 dBm, soit une atténuation de 20 dB, la distorsion passe à moins de 0,04 % à 1 kHz,

- à moins de 0,02 % à 10 kHz.

Le montage bénéficie d'un temps de montée de $-1,2 \mu s$ et $+1 \mu s$ et d'une vitesse de balayage en tension de $14 V/\mu s$ jusqu'à un gain de 30 dB. Au-dessus, la vitesse de balayage en tension diminue. La consommation du montage est de 9 mA sur l'alimentation positive et de 10 mA sur la négative. Les mesures effectuées ici correspondent à celles du montage de la figure 11.

Nous avons expérimenté, avec des résultats pratiquement identiques, un autre montage, celui de la figure 15. Ce montage utilise un double amplificateur opérationnel à compensation interne, il demande cette fois l'adjonction d'une résistance série pour éviter les accrochages sur charge capacitive. Les doubles amplificateurs opérationnels en boîtier à 8 broches sont compensés pour un gain unité, la résistance série s'impose pour la « tranquillité » du fonctionnement. Le circuit de linéarisation de la variation de gain en fonction de la commande d'entrée peut-être utilisé, il suffit pour cela de réaliser le montage de la figure 15 et de placer un étage tampon, à gain unité, pour attaquer l'entrée de commande.

Utilisation des VCA

La fonction première d'un amplificateur ou d'un atténuateur VCA est la commande d'un niveau audio. Nous vous proposons ci-après plusieurs suggestions extraites de divers documents traitant des applications de ces circuits.

L'une des premières applications des VCA est le remplacement des potentiomètres des consoles de mixage en vue de leur automation. Un potentiomètre traditionnel demande un moteur d'asservissement, solution mécaniquement complexe et onéreuse.

Le VCA peut recevoir, figure 16, plusieurs tensions de commande : une tension pour la commande individuelle et une tension de groupe, une seule source pouvant commander plusieurs VCA, par exemple, pour un regroupement des cuivres sur une seule commande (après pré-réglage des niveaux relatifs de chaque instrument).

Le VCA, figure 17, peut également recevoir une commande d'un conver-

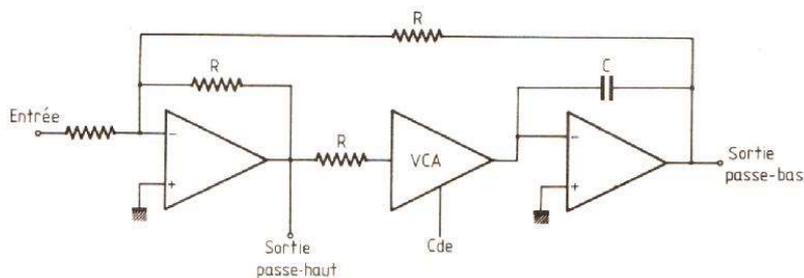


Fig. 19. - Filtre du premier ordre commandé en tension.

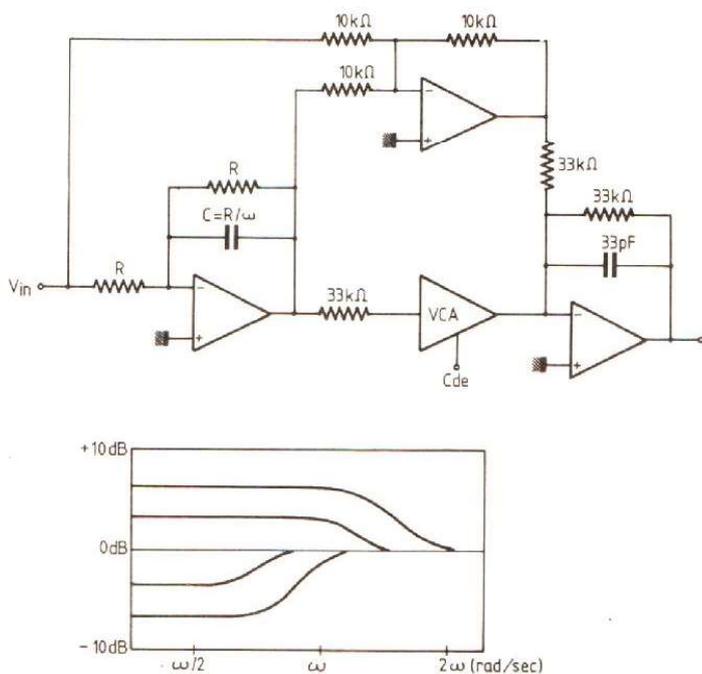


Fig. 20. - Filtre correcteur commandé en tension.

tisseur numérique/analogique, dont les ordres proviennent d'un mini-ordinateur dans lequel on aura mis en mémoire tout un programme de changement de niveau. Cette technique conduit au mixage automatique, on pourra aussi programmer des variations dynamiques d'un son, (variations préalablement mémorisées).

La figure 18 donne un exemple d'une commande de plusieurs VCA à partir d'une même tension de commande, ce schéma sera valable, à condition d'avoir des VCA appariés, ce qui est souvent le cas. Au cas où le gain ne serait pas rigoureusement identique, on pourra installer des résistances d'ajustement. On pourra également réaliser, avec deux amplis de commande, la fonction « balance ». Bien sûr, le VCA peut être commandé par une tension alternative de façon à produire des effets de trémolo. Si la tension de commande provient d'un monostable, on obtiendra une salve. Pour cette application, on devra vérifier l'absence de composante continue transitoire en sortie. Ce type d'application nous paraît un peu cher par rapport au but recherché, une porte analogique sait très bien effectuer l'opération. Le VCA peut s'installer sur le trajet de n'importe quel signal audio au même type qu'une résistance variable.

La figure 19 donne le principe d'un filtre commandé en tension. Ce filtre est du premier ordre, une sortie passe-haut, une autre passe-bas, permettent de disposer de signaux complémentaires. Ici, la tension de commande permet de modifier la fréquence d'accord du filtre.

La figure 20 montre un exemple de correcteur de timbre commandé en tension. Le signal est divisé en deux branches et le VCA permet de faire varier le rapport des tensions mélangées dans l'amplificateur de sortie.

L'une des applications la plus courante des atténuateurs commandés en tension est le traitement, en amplitude, des signaux, par exemple, pour effectuer une compression ou, par un traitement compression/expansion, une réduction du bruit de fond lors d'un enregistrement magnétique. La figure 21 donne un exemple de synoptique d'un compresseur/expandeur avec convertisseur log et amplificateur de commande dont on peut faire varier le gain et la polarité du signal, de façon à assurer, soit une expansion, soit une compression. Les exemples ne manquent pas.

Conclusions

Ces trois types de circuits intégrés permettent d'obtenir des performances d'un très haut niveau, compatibles avec des emplois professionnels, qu'il s'agisse simplement de gérer un niveau audio ou d'effectuer des mesures. N'oublions pas non plus les possibilités d'emploi aux fréquences hautes permises par la rapidité des circuits, notamment du 1537 A. Sur le plan économique, on constatera que la solution électronique coûte moins cher qu'un potentiomètre professionnel et que les courbes pourront éventuellement être modifiées électroniquement, ce qu'un potentiomètre traditionnel ne permet pas toujours.

Ce que l'on retiendra finalement, c'est que l'on peut réaliser des atténuateurs absolument dénués de distorsion et capables de travailler avec un bruit de fond digne des meilleures installations Hi-Fi. Nous avons examiné, il y a peu de temps, des circuits de correction de timbre pour applications grand public, les taux de distorsions n'étaient pas encore à la hauteur de ceux que nous avons pu mesurer ici. Attendons donc les prochaines générations !

Etienne LEMERY

Bibliographie

The design and integration of a high performance voltage controlled attenuator par David Baskind (B & B Audio) Harvey Rubens (Aphex systems Ltd) et Gary Kelson (Kelson Engineering).

Conférence 64^e Convention AES. Applications of voltage controlled amplifiers

William A. Allen dbx Inc ;
Conférence 70^e convention AES
Application note 106 de dbx.
Fiches techniques des marques

Adresses des importateurs

- B & B Audio-REDITEC, 62-66, rue Louis-Ampère, 93330 Neuilly-sur-Marne.
- dbx : SCV Audio, 186, allée des Erables, 95947 Roissy-CDG, Cedex.
- SSMT : ISC, 28, rue de la Procession, 92150 Suresnes.

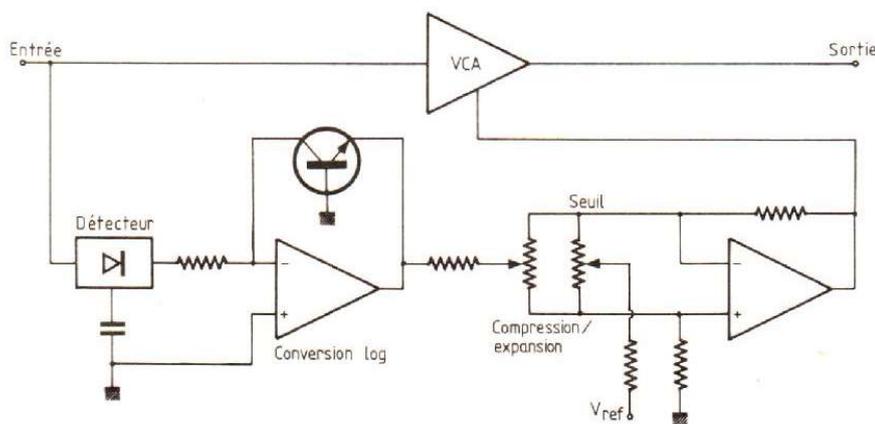


Fig. 21. - Principe d'un compresseur/expandeur à taux variable.

L'OSCILLOSCOPE

(Suite voir nos 1707 et 1708)

Nous avons parlé, le mois dernier, du balayage relaxé et vu quelques-uns de ses inconvénients. Rappelons qu'il s'agit d'un balayage spontané du tube, à vitesse réglable, amenée à égalité avec celle du signal observé, lequel apparaît alors immobile sur l'écran. L'immobilisation peut être rendue stable par le mécanisme de la synchronisation.

Le balayage déclenché

C'est le procédé utilisé sur la quasi-totalité des oscilloscopes modernes. Cette fois, l'oscillation en dents de scie produisant le balayage, n'est plus spontanée, mais elle est provoquée, « déclenchée » par le signal à observer.

Nous avons vu que le balayage relaxé pouvait être produit par un tran-

sistor du type unijonction. C'est un procédé très simple, mais il y en a d'autres peut-être plus souples. C'est le cas du montage de la figure 1.

Le condensateur C se charge à courant constant I_k , donc linéairement. Sa tension aux bornes augmente. Lorsque cette tension dépasse le seuil du comparateur, celui-ci bascule, fait conduire T qui décharge C et le phénomène peut recommencer. La synchronisation se fait encore, avec

ce montage, en provoquant une décharge anticipée de C, par commande directe du transistor T.

Modifions maintenant ce montage, en ajoutant une bascule B (voir fig. 2). A la mise sous tension du système, le circuit R_1/C_1 active la bascule et la fait passer au « travail », donnant $Q = 1$. De ce fait, le transistor T conduit et court-circuite le condensateur C, qui ne peut se charger.

Les choses restent en l'état jusqu'à l'arrivée d'un top de synchro sur l'entrée de remise à zéro de la bascule. Alors Q revient à 0 et T se bloque, permettant la charge du condensateur C, dont la tension croissante atteint le seuil de basculement du comparateur. La sortie de ce dernier, passant au niveau haut déclenche à

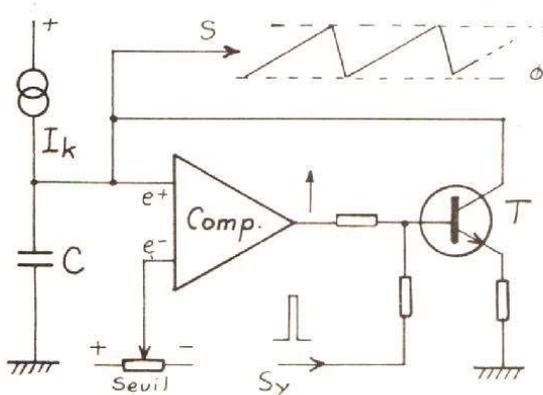


Fig. 1. — Balayage relaxé.

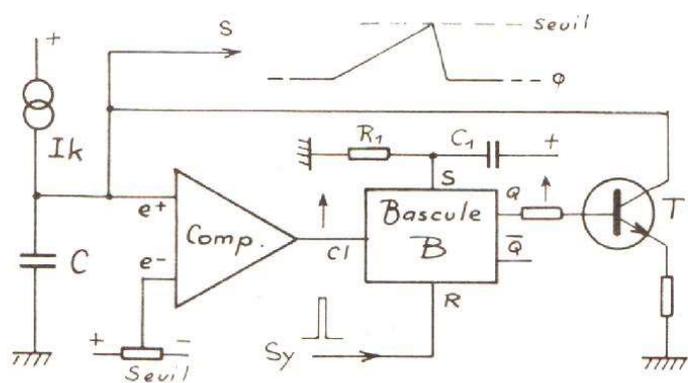


Fig. 2. — Balayage déclenché.

son tour la bascule qui se remet en position travail. Le transistor T décharge C. Il faut attendre un nouveau top de synchro, pour avoir un second cycle charge/décharge de C.

La rampe de balayage ne se produit ainsi qu'à la demande, donnant par exemple les signaux illustrés en figure 3.

Chaque top déclenche une rampe, c'est-à-dire un aller de balayage. Nous pouvons remarquer que le troisième top qui se produit pendant un aller, ne peut rien déclencher, puisque ce top agit sur la remise à 0 d'une bascule qui y est déjà. Bien entendu,

les tops de synchro sont fabriqués à partir du signal à observer. Ce signal impose donc sa propre vitesse à ces tops et par conséquent au balayage lui-même. Il ne peut donc plus y avoir de problème de synchronisation : aucun défilement de l'image n'est possible ! Il y a aussi séparation totale entre la vitesse du signal et la vitesse du balayage. Cette dernière peut donc varier dans de très grandes limites sans le moindre inconvénient. Ainsi, comme le montre la figure 4, en faisant varier progressivement cette vitesse, on passe de l'oscillogramme 1 à l'oscillogramme 3, ce qui est très

pratique, l'impulsion pouvant être observée exactement à l'échelle voulue.

L'impulsion de synchro n'agissant plus du tout sur la fin de charge de C, mais sur son instant de démarrage, il est possible d'étalonner soigneusement la durée de la rampe et ainsi de faire des mesures de temps très précises sur les signaux observés. Les vitesses de balayage sont d'ailleurs données en tps/div. Pour un oscilloscope performant, on va ainsi de 2s/div à 0.1 μ s/div. Soit pour un graticule de 10 divisions, des durées de rampe allant de 20 s à 1 μ s. La variation n'est pas continue entre ces deux valeurs extrêmes, mais elle se fait par bonds respectant les coefficients 1, 2 et 5. Ainsi, dans l'exemple ci-dessus, aurions-nous une commutation de vitesse à 23 positions :

- 2, 1, 0.5, 0.2, 0.1 seconde/div.
- 50, 20, 10, 5, 2, 1 milliseconde/div.
- 500, 200, 100, 50, 20, 10, 5, 2, 1, 0.5, 0.2, 0.1 microseconde/div.

Ces 23 positions sont généralement très suffisantes en pratique (des oscilloscopes plus modestes n'en ayant qu'une bonne dizaine !). Cependant, un vernier de réglage fin est toujours prévu. Cela pour faire certaines observations particulières dont nous aurons plus tard l'occasion de reparler. Si le vernier est utilisé, l'étalonnage précis de la vitesse de balayage est évidemment perdu.

Dans le mode « balayage relaxé », le mouvement du spot sur l'écran est permanent, puisque l'oscillation n'est jamais arrêtée. Ce n'est pas le cas du balayage déclenché pour lequel le spot est souvent immobile, à gauche de l'écran, attendant le top de déclenchement. Or, cet état est très dangereux pour le phosphore de l'écran qui risque d'être irrémédiablement brûlé, au point d'immobilité. Un tel point très lumineux serait d'ailleurs particulièrement désagréable pour l'observateur.

Pour supprimer ce phénomène et en même temps supprimer la trace de retour du spot (le même problème existe pour cette trace de retour, en relaxé !), le spot n'est « allumé » que pendant l'aller du balayage. Il est éteint pendant le retour et pendant l'attente du top de déclenchement.

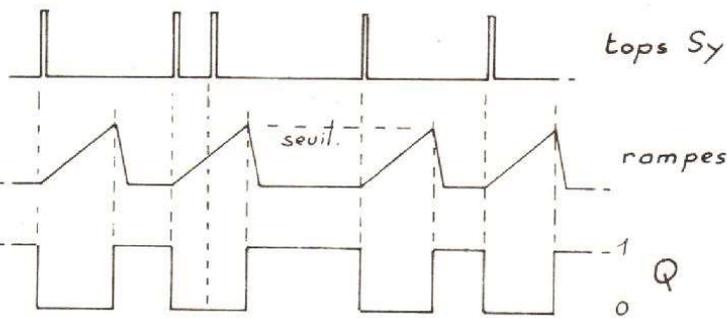


Fig. 3. - Signaux du circuit de la figure 2.

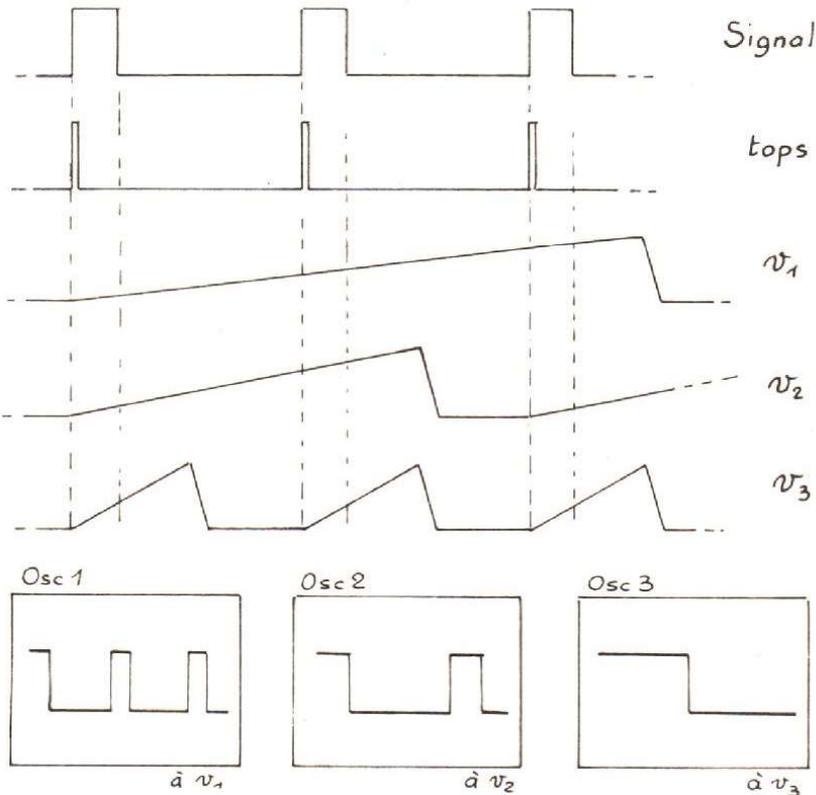


Fig. 4. - Effet de la variation de la vitesse de balayage.

La figure 5 montre comment on peut obtenir ce résultat simplement, en même temps que la commande de luminosité du tube. Rappelons que celle-ci est déterminée par la tension existant entre la cathode et la grille (ou wehnelt) du tube cathodique. Le wehnelt est négatif par rapport à la cathode. Plus la différence de potentiel est importante et plus le faisceau est réduit et la luminosité faible. Dans le cas de la figure 5, si le potentiomètre de lumière est tourné vers la masse, on a une différence de potentiel de $1\ 100 - 1\ 000 = 100\text{ V}$ entre cathode et wehnelt : le tube est bloqué (cut-off). Par contre, lorsque le potentiomètre est tourné vers le $+100\text{ V}$, la tension de wehnelt devient : $-1\ 100 + 100 = -1\ 000\text{ V}$, donc égale à la tension de cathode : le tube est au maximum de luminosité. On peut alors régler la lumière en réglant P.

Par ailleurs, le transistor T, dont nous n'avons pas encore parlé, peut

court-circuiter la tension du curseur de P et ainsi la mettre à 0 V. Dans ce cas, quel que soit le réglage du potentiomètre, le tube se bloque et passe au cut-off. Le transistor T est simplement commandé par la bascule B du montage de la figure 2. Comme on peut le voir sur les signaux représentés en figure 3, Q est à 0 uniquement pendant l'aller du balayage. T est alors bloqué et la luminosité réglable par P. Par contre, pendant le retour de rampe et pendant l'attente du top, Q est à 1, donc T conducteur et le tube est éteint.

Ce mode de fonctionnement est évidemment indispensable en mode déclenché. Il présente peut-être un petit inconvénient : lorsque l'oscilloscope ne reçoit pas de top de déclenchement, le tube est éteint ! C'est normal, mais l'observateur peut aussi se demander si son appareil n'est pas... en panne ! Pour rassurer les anxieux et aussi, bien sûr, parce que c'est utile dans certains cas, un mode

de balayage « automatique » est prévu. En somme, en absence de top de synchro, le balayage déclenché se transforme en relaxé !

Pour obtenir ce résultat, on peut faire appel à un montage, tel celui de la figure 6. Nous constatons que le générateur de rampe peut être déclenché, soit par les tops normaux, soit par des tops créés artificiellement par un générateur « de secours » démarrant avec un délai de retard. Un détecteur de tops normaux passe en action dès qu'il constate leur absence et fait démarrer le générateur de remplacement. Bien entendu, le délai de détection d'absence doit être assez long pour permettre le fonctionnement avec synchro sur des signaux lents. Ce délai est souvent de l'ordre de la demi-seconde. Si l'on veut observer des signaux plus lents que le délai ci-dessus, il n'est plus possible de choisir ce mode « auto » et il faut revenir en mode normal.

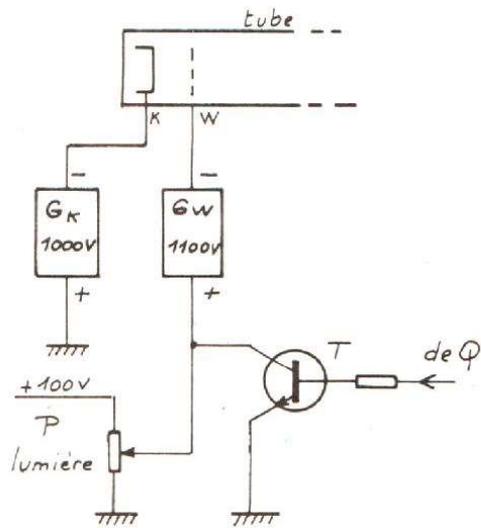


Fig. 5. - Commande de luminosité et extinction du tube cathodique.

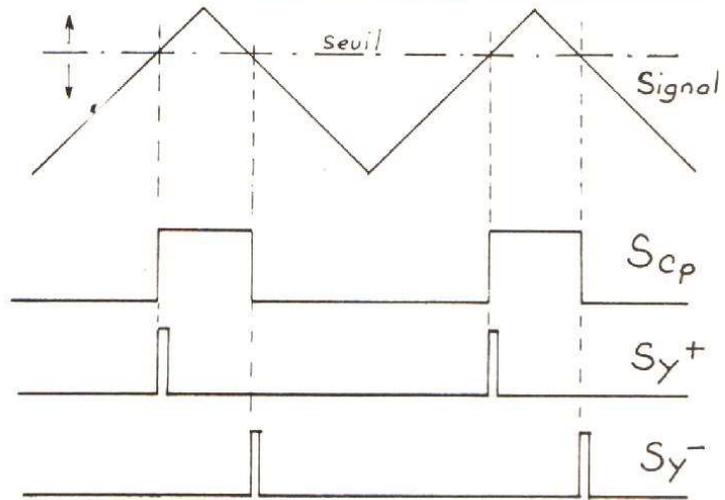


Fig. 7. - Formation des tops de synchro.

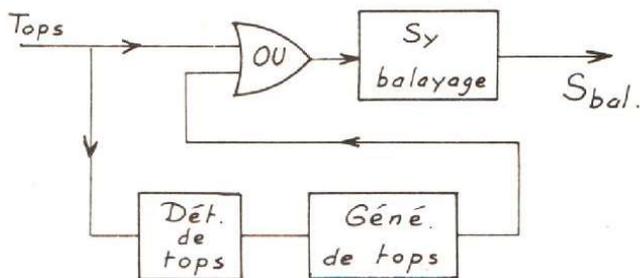


Fig. 6. - Balayage en mode « Auto ».

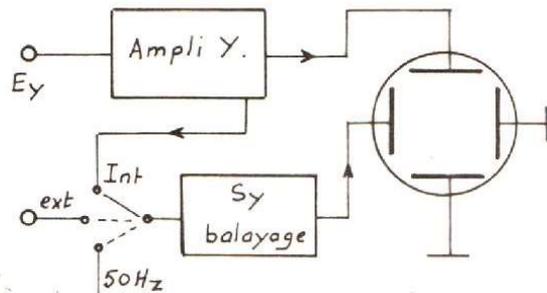


Fig. 8. - Choix de la nature du signal synchronisant.

Choix du signal déclencheur

Origine (fig. 8)

– **Interne.** C'est le signal observé lui-même qui fournit les tops de synchro. Rappelons le mécanisme de cette formation, en observant la figure 7. Le signal est appliqué à l'entrée d'un comparateur dont la tension de seuil est ajustable. A la sortie du comparateur, on obtient un signal rectangulaire dont les flancs montants et descendants sont extraits par différenciation. On a alors deux signaux, l'un correspondant au flanc montant du signal et l'autre au flanc descendant et constitué des fameux

tops servant au déclenchement. Chaque top donne le début exact de l'aller du balayage et par conséquent fixe le début de la période du signal observée. Si le seuil de comparaison change, ce point de début change aussi. Cela est évidemment très pratique et permet de choisir la partie du signal que l'on désire étudier.

– **Externe.** C'est un signal prélevé hors oscilloscope qui sert à fabriquer les tops de synchro. Cette méthode, un peu exceptionnelle, est retenue lorsque le signal observé est trop complexe pour se prêter à la génération des tops. Par exemple, si ce signal est un signal vidéo, issu d'une caméra !

– **50 Hz.** Cette position est parfois

utile pour l'observation de signaux en relation directe avec le secteur : par exemple, pour observer la tension de ronflement existant à la sortie d'une alimentation. Cette tension est souvent faible et se prête mal à la synchronisation. En mode « 50 Hz », il n'y aura plus de problème.

Nature

– **Continu.** Le signal servant à fabriquer les tops de synchro est le signal observé, y compris la tension continue de cadrage. Cette tension permettant de placer l'oscillogramme à la hauteur désirée sur l'écran. Le potentiomètre de seuil de la figure 7 permet alors de choisir à quel niveau vertical de l'écran se fera le déclenchement. Le point de déclenchement est ainsi fixé par rapport au graticule, indépendamment du signal. Bien sûr si le signal existe à ce niveau, il y aura déclenchement effectif, par contre, s'il ne s'y trouve pas, le balayage ne se produira pas. Les photos A et B montrent bien le phénomène.

– **Alternatif.** Le signal retenu est ici le signal observé débarrassé de la composante continue de cadrage. Le réglage de seuil se fait alors par référé-

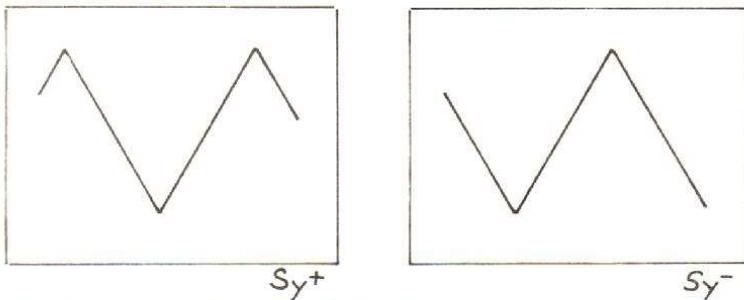


Fig. 9. – Oscillogrammes obtenus en Sy^+ et Sy^- du signal triangulaire de la figure 8.

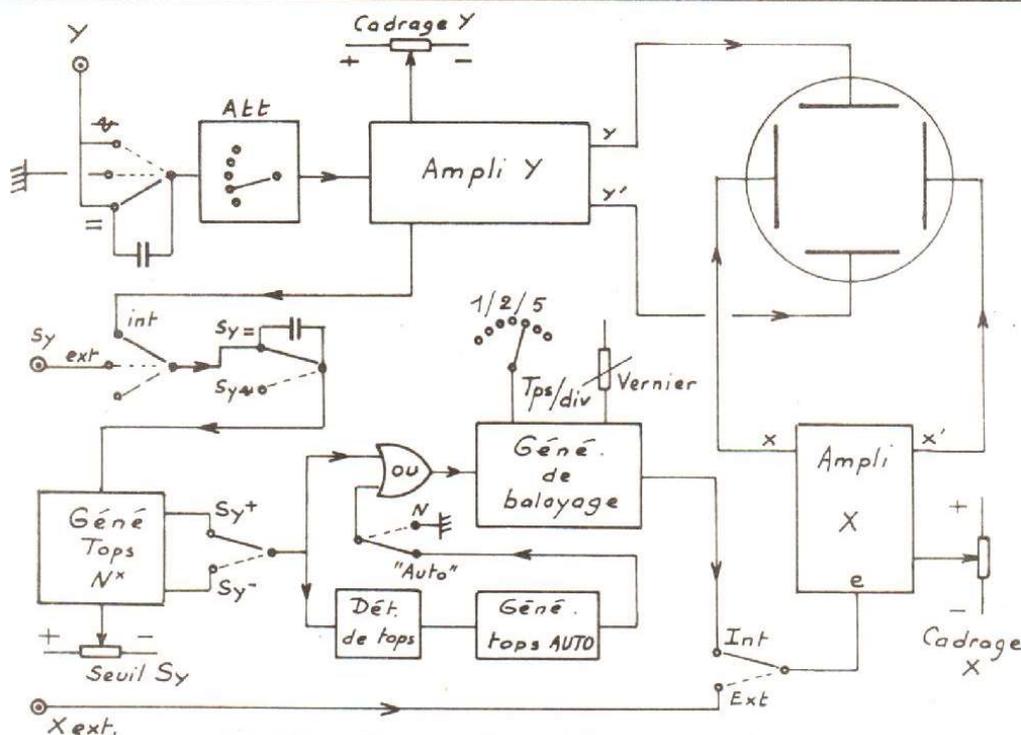
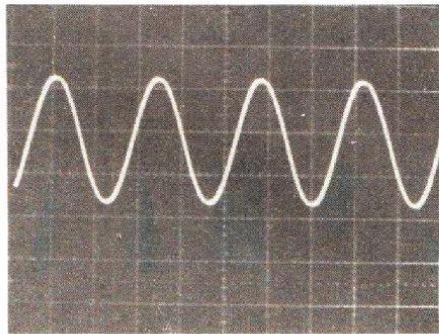
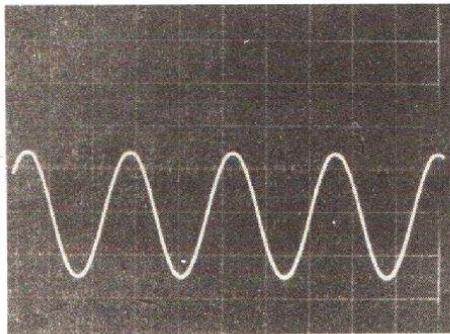
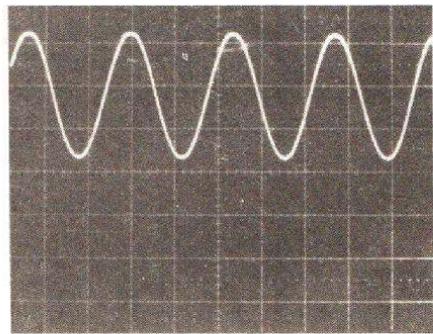
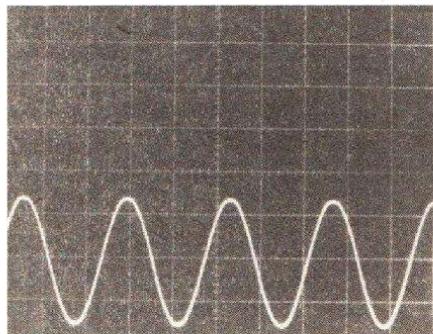


Fig. 10. – Structure d'un oscilloscope regroupant les différentes fonctions étudiées.



Photos A et B. — Synchro en mode continu. Remarquer que le niveau du déclenchement est fixe par rapport à l'écran. Il ne suit pas le cadrage.



Photos C et D. — Synchro en mode alternatif. Le point de déclenchement suit le signal, même en jouant sur le cadrage.

rence au signal seul et le point de départ de l'oscillogramme observé ne dépend pas du réglage de cadrage. Voir photos C et D.

Polarité (fig. 9)

Nous avons vu, lors de l'examen de la figure 7, que le générateur de tops de synchro fournissait deux types d'impulsions notées Sy^+ et Sy^- . Un commutateur permet le choix entre ces deux signaux.

- Lorsque Sy^+ est choisi, le déclenchement se fait sur le flanc montant du signal visualisé.

- Lorsque c'est Sy^- qui est retenu, ce déclenchement se fait sur le flanc descendant.

Dans le premier cas la synchronisation est dite « positive », dans le second elle est dite « négative ». Cette possibilité est très utile pour choisir la partie visible du signal en début de trace. Dans le cas de l'observation d'une impulsion, c'est très important :

si vous choisissez la Sy^+ , en observant une impulsion négative, vous allez déclencher sur le front montant, donc sur le front arrière. C'est lui qui va se placer en début de trace. Résultat pratique : vous ne verrez rien ! L'impulsion se produisant avant le déclenchement ! Dans ce cas, il fallait évidemment choisir Sy^- !

Balayage extérieur

Le balayage généré intérieurement par l'oscilloscope est toujours linéaire. C'est une rampe à pente constante, donnant un déplacement du spot proportionnel au temps. C'est d'ailleurs presque toujours ce qui est demandé par l'observateur qui désire connaître les variations d'un signal en fonction du temps : $Y = f(t)$.

Pourtant, il existe d'autres cas où le déplacement horizontal du spot doit

suivre une autre loi. C'est par exemple le cas des fameuses figures de Lissajous, dont nous reparlerons plus tard. C'est aussi le cas lorsque l'oscilloscope est associé à un wobulateur. Dans cet appareil, pour des raisons de simplicité, la wobulation, c'est-à-dire le glissement de la fréquence est souvent provoquée par un signal sinusoïdal à 50 Hz. Dans ces conditions, il faut que le balayage soit également sinusoïdal, pour retrouver une représentation linéaire.

Pour toutes ces applications, un peu spéciales, le balayage interne ne convient plus. C'est pourquoi tous les oscilloscopes comportent toujours une entrée de balayage par signal externe. Un simple commutateur suffit d'ailleurs, comme le montre la figure 10, sur laquelle nous avons regroupé les différentes possibilités présentées dans les lignes précédentes.

F. THOBOIS

AUDIOTECHNICA A LA POINTE DE L'ANALOGIQUE

Audio-Protec n'est pas seulement une firme spécialisée dans les produits d'entretien audio et vidéo, puisqu'elle distribue aussi la gamme des cellules de lecture Audio-Technica, les microphones de studio de la même marque et, depuis le printemps dernier, les enceintes KEF.

Pour cette rentrée, en prélude à la saison Hi-Fi 1984-1985, Audio-Protec nous avait convié à la présentation des nouvelles cellules Audio-Technica et des toutes dernières KEF 104-2, présentation assortie d'un séminaire technique, placé sous la présidence M. François Malgat, fondateur d'Audio-Protec. Au cours de ce séminaire, M. Matsushita, président d'Audio-Technica, et plusieurs de ses plus proches collaborateurs, d'une part, et M. Raymond Cooke, General Manager de KEF, d'autre part, nous détaillèrent, démonstrations à l'appui, les caractéristiques et les idées directrices des nouveautés faisant l'objet de cette réunion. Comme il se doit quand a lieu une présentation de matériel destiné à la reproduction sonore, des écoutes émaillèrent les exposés et permirent d'apprécier les performances des nouvelles productions tant de KEF que d'Audio-Technica.

Nous envisagerons le cas de la KEF 104-2 séparément*, pour concentrer notre attention sur les cellules Audio-Technica. Celles-ci sont de deux types :

- à double aimant mobile : l'AT - 160 ML
- à double bobine mobile, basse impédance et nécessitant l'emploi d'un transformateur élévateur : l'AT-36 ML (3 Ω) et l'AT-33 ML (17 Ω).

Sur ces trois appellations de nomenclature, on remarquera un groupement de lettres commun aux trois types : ML. Telle est la nouveauté, commune à chacune des cellules de la gamme Audio-Technica ; en l'occurrence, une nouvelle forme de la pointe

TABLEAU I	POINT CONTACT					CONTACT LINEAIRE		
	Sphérique		Elliptique			Shibata	Van Den Hull	Micro-linéaire
	0,7 mil*	0,5 mil*	0,2 x 0,7 mil	0,3 x 0,7 mil	0,4 x 0,7 mil			
Contacts de la pointe dans le sillon								
Vue frontale								
Vue en coupe (section)								
Vue de côté								
Surface de contact	33 μm ²	28 μm ²	37 μm ²	40 μm ²	42 μm ²	74 ou 54 μm ²	92 μm ²	115 μm ²
L1 / L2	1	1	1,9	1,6	1,3	3,6 ou 2,8	4,3	6

* 1 mil = 1/1 000 de pouce - 1 pouce = 25,4 mm, d'où 1 mil = 25,4 μm

lectrice, qui devient « microlinéaire ». Ainsi donc, après les pointes sphériques, elliptiques et les formes à contacts plus larges, telles les Pramanik, Shibata et Van Den Hul, apparaît un nouveau profil, le profil « microlinéaire », comme le montre le tableau I. C'est à ce tableau que nous nous reportons ci-après.

Les diamants taillés pour avoir un contact linéaire (Shibata, Van Den Hul) possèdent la propriété d'avoir un rayon de courbure R plus important ($70 \mu\text{m}$) que les pointes sphériques ou elliptiques (R varie alors entre 13 et $18 \mu\text{m}$) dans un plan vertical, normalement aux parois du sillon, comme le montrent les vues frontales des divers types de pointe. Par contre, comme en font état les coupes (sections) suivant un plan horizontal, le rayon de courbure r des surfaces en contact avec le sillon dans ce même plan horizontal est de plus en plus réduit : égal à R pour des pointes sphériques (soit donc 18 ou $13 \mu\text{m}$), il évolue entre 5 et $10 \mu\text{m}$ pour les pointes elliptiques et entre 4 et $6 \mu\text{m}$ en ce qui concerne les pointes à contact linéaire.

Posée dans un sillon, une pointe de lecture entrera en contact avec les flancs de celui-ci suivant diverses formes de surface de contact, avec une déformation plus ou moins grande qui dépendra, pour un type de pointe donné, de la force d'appui appliquée et, pour une même force d'appui, de

la forme du contact avec le sillon, forme qui est liée au profil de la pointe — profil donné à la fois par la valeur de R et celle de r . La surface de contact, pour les 2 flancs évoluera entre $28 \mu\text{m}^2$ (pointe sphérique de $13 \mu\text{m}$) et $92 \mu\text{m}^2$ (pointe Van Den Hul).

Digression sur les unités et ordres de grandeur

Il est bien certain que pour une force d'application F donnée, la pression P exercée par la pointe de lecture sur les deux flancs du sillon sera d'autant plus forte que la surface de contact S sera faible puisque les trois grandeurs F , P et S sont liées par la relation :

$$F = P \cdot S \text{ ou } P = F/S \quad (1)$$

F étant exprimée en newtons, P en pascals (newtons/mètres²) et S en mètres carrés dans le système SI ou F en dynes, P en baryes et S en centimètres carrés dans le système cgs. En fait, de façon impropre, la force d'appui est le plus souvent exprimée en unités de masse quand elle l'est en grammes ($1 \text{ gramme} = 10^{-3} \text{ kg}$), vieux souvenir du système M. Kp.S où le poids d'un objet était évalué en kilogramme-force et la masse M , du même objet, évaluée en kilogramme-masse et tous deux exprimés par le même nombre.

Dans le système SI :

$$F = Mg \quad (2)$$

F en newtons, M en kilogrammes et g accélération de la pesanteur soit $g \simeq 9,81$ mètres/secondes/secondes.

Dans le système c.g.s., même relation avec F en dynes, M en grammes et $g \simeq 981$ centimètres/secondes/secondes.

Ainsi donc, dans le système SI, une masse de 2 g — celle que l'on appelle improprement « force d'appui », alors qu'il s'agit d'une masse — conduit à une force F en newtons, d'après (2), égale à :

$$F = 0,002 \times 9,81$$

$$= 0,01962 \text{ newtons.}$$

Et pour une pression, donnée par (1), s'exerçant sur une surface de $28 \mu\text{m}^2$ (qui correspond à $28 \cdot 10^{-12} \text{ m}^2$), nous aurons une pression égale à P telle que :

$$P = F/S = 0,01962/28 \cdot 10^{-12}$$

$$= 78,5 \cdot 10^7 \text{ pascals.}$$

C'est une pression fantastique ! En effet, il ne faut pas oublier que la pression atmosphérique équivaut à environ $100\,000$ pascals (133 pascals par mm de mercure), ce qui équivaut aussi à une hauteur d'eau d'un peu plus de 10 mètres. Ce qui signifie qu'une pression de $78,5 \cdot 10^7$ pascals est celle qui régnerait à une profondeur d'eau d'un peu plus de 80 km ... si celle-ci existait. Or les plus profondes fosses océaniques sont de l'ordre

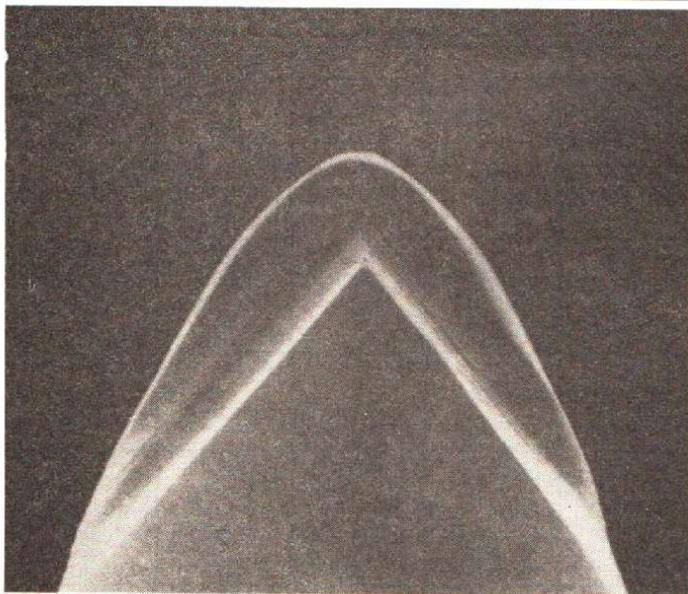


Photo A. — Pointe « microlinéaire » : vue de face.

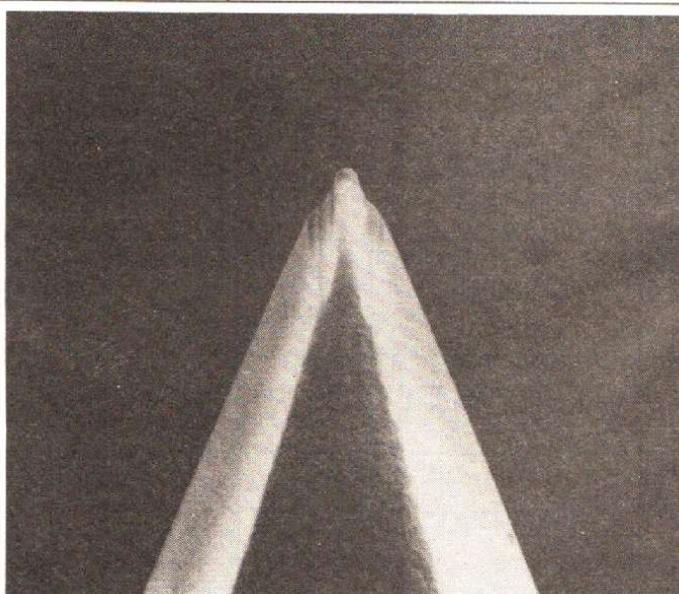


Photo B. — Pointe « microlinéaire » : vue de profil.

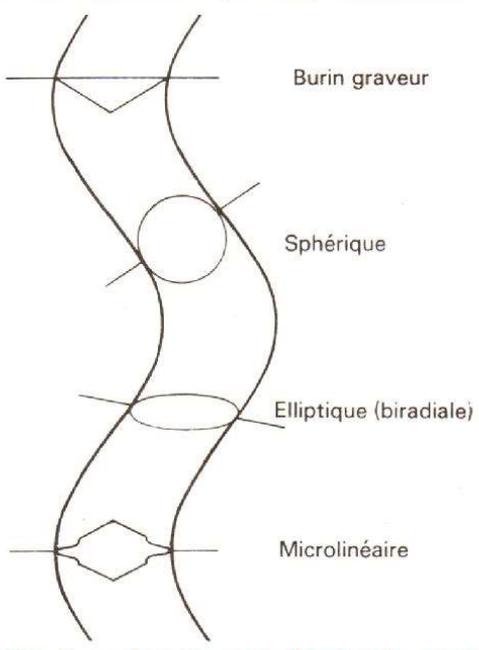


Fig. 1. - Les diverses formes de section de pointes de lecture comparées à celui du burin graveur.

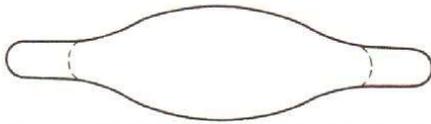


Fig. 2. - Vue en coupe d'une pointe « micro-linéaire » : l'usure, normale, ne change pas le rayon de courbure r.

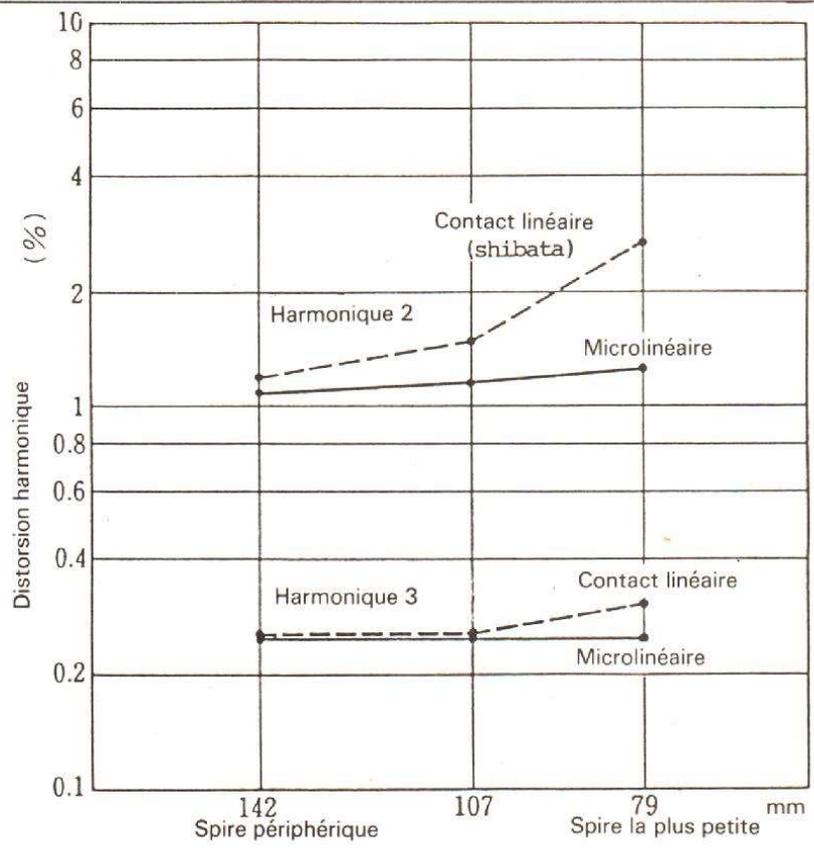
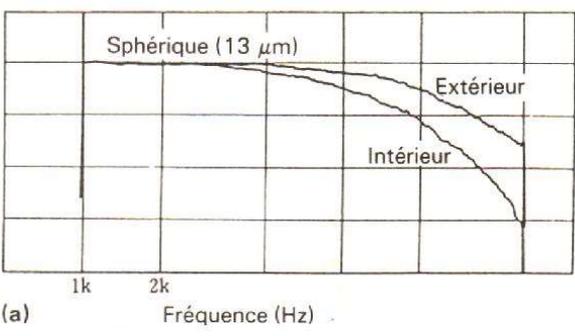
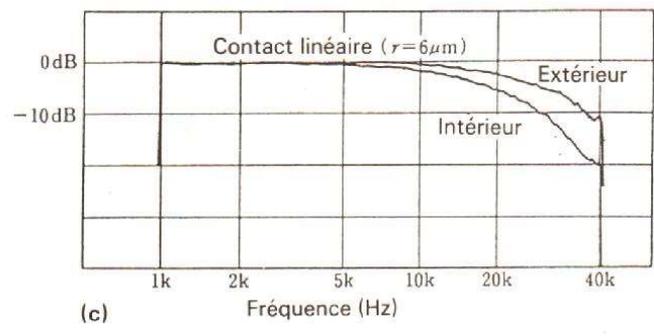


Fig. 4. - Distorsions comparées d'une pointe Shibata et d'une pointe « micro-linéaire ». On remarquera que la pointe « micro-linéaire » amène une distorsion moindre surtout sur les spires les plus proches du centre du disque.

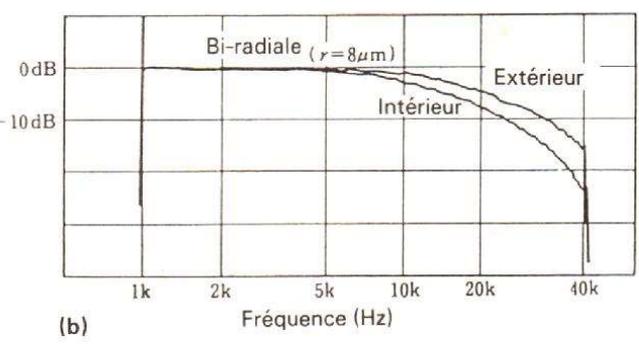


(a) Fréquence (Hz)

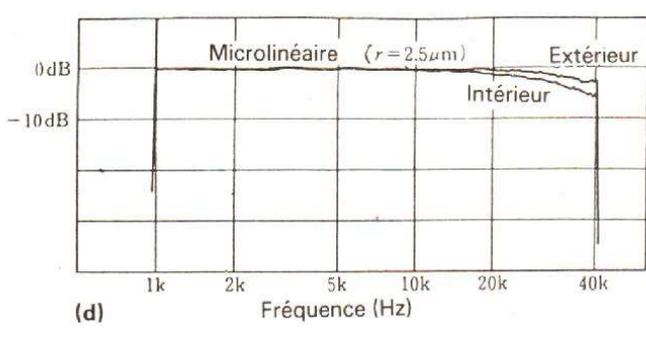


(c) Fréquence (Hz)

SCANNING LOSS



(b) Fréquence (Hz)



(d) Fréquence (Hz)

Fig. 3. - Pertes dans les hautes fréquences à la lecture pour la spire périphérique (extérieur) et la spire la plus proche du centre (intérieur) pour quatre types de pointes : a) sphérique ; b) bi-radiale (elliptique) ; c) contact linéaire ; d) contact « micro-linéaire ». Il est à noter que toutes les pointes étaient montées sur la même cellule.

de 11 km et les sous-marins ne s'aventurent guère au-delà de quelques centaines de mètres, ce qui est bien normal puisqu'ils n'y résisteraient pas.

Revenons sur terre pour évoquer la prédominance de la pression sur la force dans le cas qui nous préoccupe. Et à ce propos, on remarquera que le sexe dit « faible » — constitué en général de personnes plus graciles que celles constituant le sexe « fort » et qui de ce fait, d'après les lois de la Physique, exerce une force moindre sur le sol que ce dernier — n'en laisse pas moins des marques plus profondes sur les parquets et moquettes à cause de sa prédilection pour les talons à aiguilles, des talons de faible section sur lesquels repose, par intermittence lors de la marche, tout le poids du corps. Et c'est bien normal puisqu'en vertu de (1), la pression est plus forte malgré un poids et une force moindres.

La pointe microlinéaire

Avec la pointe « microlinéaire », Audio-Technica va encore plus loin dans l'augmentation de R ($75 \mu\text{m}$) et la diminution de r ($2,5 \mu\text{m}$), tout en portant la surface de contact à $115 \mu\text{m}^2$ (pour les deux flancs du sillon), ce qui conduit à une pression moindre que tous les autres profils de pointe lectrice comme le montre le tableau I.

Mais Audio-Technica avec sa pointe « microlinéaire » s'est aussi attaché à un autre aspect des choses

que nous n'avons pas encore abordé. En l'occurrence, il s'agit d'obtenir une pointe de lecture aux caractéristiques très proches de celles du burin graveur. Toutefois, comme ce dernier, de par sa destination, consiste en un outil de profil triangulaire aux arêtes particulièrement aiguës, il ne peut être question d'adopter la même forme pour la pointe lectrice qui détruirait alors, de façon irrémédiable, le sillon du disque. On peut tenter cependant de s'approcher de la forme idéale en réduisant r tout en augmentant R . Telle a été la démarche d'Audio-Technica qui a veillé à obtenir la plus grande surface possible — pour réduire la pression — tout en ayant un profil de pointe qui soit tel que sa largeur de contact L_2 soit plus petite que tout ce qui a été réalisé à ce jour, et une longueur de contact L_1 maxima (voir tableau I et fig. 1). On pourra s'étonner que L_1 et L_2 ne soient pas nulles puisque la pointe est tangente aux flancs du sillon. Ce serait vrai si aucune force d'appui n'était appliquée, mais il faut bien faire tenir la pointe dans le sillon et appliquer une certaine force par l'intermédiaire du bras de lecture pour « lire » le disque. L_1 et L_2 ne font que traduire la déformation élastique de la résine de vinyle constituant le disque sous l'action des formidables pressions mises en jeu quand le diamant repose dans le sillon.

Il nous reste à dire un mot sur la forme de la pointe « microlinéaire ». Sa conception est telle qu'au contraire des autres profils connus, le

rayon de courbure r reste constant pendant toute la durée de vie du diamant, laquelle atteint des limites inconnues à ce jour (fig. 2)

Les performances

Aussi proche que faire se peut de la forme du burin graveur, la pointe « microlinéaire » traduit sa conception par une précision inconnue dans le suivi du sillon, une réponse en fréquence étendue et une distorsion très faible.

S'agissant de la réponse en fréquence, la chute qui commence à être observée à 10 kHz avec une pointe elliptique n'apparaît avec la « microlinéaire » qu'à 50 kHz, ce qui amène une différence à peine perceptible entre la partie du sillon située près de la périphérie du disque et celle près du centre, là où la vitesse linéaire est moindre (fig. 3). Audio-Technica n'hésite même pas à dire qu'avec une telle pointe on pourrait revenir avec succès au disque de 16 tours 2/3, qui n'avait eu qu'une existence commerciale éphémère à cause à la fois de sa bande passante réduite et du pleurage des platines de l'époque (milieu des années 50).

Du point de vue de la distorsion, le meilleur suivi du sillon permet d'accéder à une valeur bien moindre, plus particulièrement sur les spires les plus proches du centre du disque (fig. 4).

Enfin une pression réduite, comme il a été vu, ne peut amener qu'une usure moindre tant de la pointe lectrice que du disque lui-même (fig. 5) ;

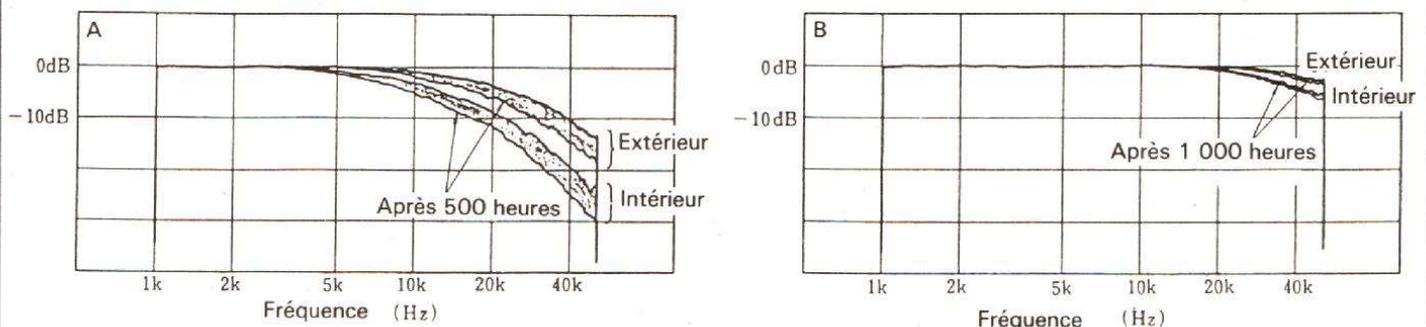


Fig. 5. — Comparatif entre la réponse en fréquence, pour les spires périphérique et centrale d'une pointe bi-radiale ($r = 8 \mu\text{m}$) et d'une pointe « microlinéaire » au premier passage et après 500 heures pour la première et 1 000 heures pour la seconde. La conservation du rayon de courbure r pour la « microlinéaire » se traduit bien ici par une meilleure constance des performances.

même avec l'usure qui se produit quand il y a frottement (fig. 2) — et aucun type de diamant ne peut échapper à cette érosion — le rayon de courbure r conserve une valeur constante après de nombreuses heures de fonctionnement, ce qui conserve les caractéristiques d'origine.

Les cellules

Qu'elles soient du type à aimant mobile comme l'AT160 ou à bobine mobile comme les AT33 et AT36, toutes ces nouvelles cellules utilisent la pointe « microlinéaire ». D'après les spécifications du constructeur, les modèles à bobine mobile présentent des caractéristiques légèrement supérieures à la 160 ML pour un prix supérieur d'un facteur 1,5 (33 ML) à 2 (36 ML).

De plus, ils nécessitent un transformateur élévateur adaptateur d'impédances pour la plupart des amplificateurs qui ne possèdent pas d'entrée à basse impédance. Les oreilles exercées décèleront (peut-être) de légères différences à l'écoute. Pour nous, ces différences sont telles et si peu marquées qu'elles sont quasi imperceptibles, même avec une reproduction faisant appel à du matériel de qualité comme les amplificateurs-préamplificateurs Accuphase et Luxman et les enceintes KEF 104-2. Il est vrai que nous avons ici affaire à trois cellules haut de gamme et que, à ce niveau, de perfection, il est difficile d'émettre un avis comparatif qui soit raisonnable. Pour vous faire une opinion, le mieux est encore d'aller écouter ces cellules dans de bonnes conditions.

En conclusion

Si l'analogique est inéluctablement condamné par le numérique et la lecture laser, les disques analogiques se comptent par centaines de millions, en France. Et pouvoir les écouter, et même les redécouvrir, avec une très bonne cellule, donne une bien belle satisfaction. Et l'on peut aussi dire que la nouvelle pointe « microlinéaire » n'est pas étrangère à cette satisfaction. Il semble difficile, de ce point de vue, de parvenir à faire mieux : le profil « microlinéaire » est vraisemblablement la version définitive de la pointe de lecture.

Ch. PANNEL.

Rémy Lafaurie abordera ce sujet dans le prochain numéro du « Haut-Parleur » (novembre).

TABLEAU II : PERFORMANCES / SPECIFICATIONS

	AT36ML	AT33ML	AT160ML
Réponse en fréquence (Hz)	10 - 50,000	15 - 50,000	5 - 35,000
Force d'appui verticale (p)*	1,3 - 1,5	1,2 - 1,8	0,75 - 1,75
Lisibilité (amplitude en μm)	90	90	90
Séparation des voies à 1 kHz (dB)	30	30	30
Asymétrie des voies (dB)	0,5	0,5	0,5
Niveau de sortie à 1 kHz et 5 cm/s (mV)	0,1	0,4	5,0
Angle de lecture (degrés)	20	20	20
Impédance de charge (Ω)	3	17	47
Capacité de charge (pF)	100 - 200	100 - 200	100 - 200
Masse de la cellule (grammes)	7,0	6,8	8,3
Dimensions (L x l x h en mm)	23,5 x 16,8 x 17,3	26,5 x 16,6 x 16,0	28,0 x 17,0 x 17,3
Pointe lectrice	Microlinéaire	Microlinéaire	Microlinéaire

* 1p = 10milli-newtons.

BIBLIOGRAPHIES

ROBOTISEZ VOTRE ZX 81 par P. GUEULLE

Ne vous débarrassez pas de votre ZX 81 ! Même s'il est un peu défraîchi, il conserve intacte sa puissance de traitement de l'information.

Vous pouvez le transformer, à l'aide de quelques accessoires faciles à construire, en un véritable « robot domestique ». Sans écran TV ni magnétophone, il exécutera fidèlement une tâche programmée une fois pour toutes dans une mémoire permanente.

Principaux chapitres :

- Autopsie du ZX 81
- Une nouvelle vie
- Des entrées et des sorties
- Réorganisons la mémoire
- Programmons nos mémoires mortes
- Un afficheur autonome
- Une carte sonore
- Des applications pratiques
- Une carte microprocesseur.

Un ouvrage format 15 x 21, 176 pages, couverture couleur.

Editeur : E.T.S.F. (Collection Micro-Systèmes n° 12)

PASSEPORT POUR COMMODORE 64 par C. GALAIS

Très pratique, cet ouvrage vous présente tous les mots clés du Basic du Commodore 64 dans l'ordre alphabétique. Chaque fonction, instruction ou commande est accompagnée d'un programme et d'explications détaillées. Excellent complément du manuel pour les débutants, il est aussi très utile au programmeur pour retrouver rapidement l'emploi d'une instruction.

Méthode de présentation :

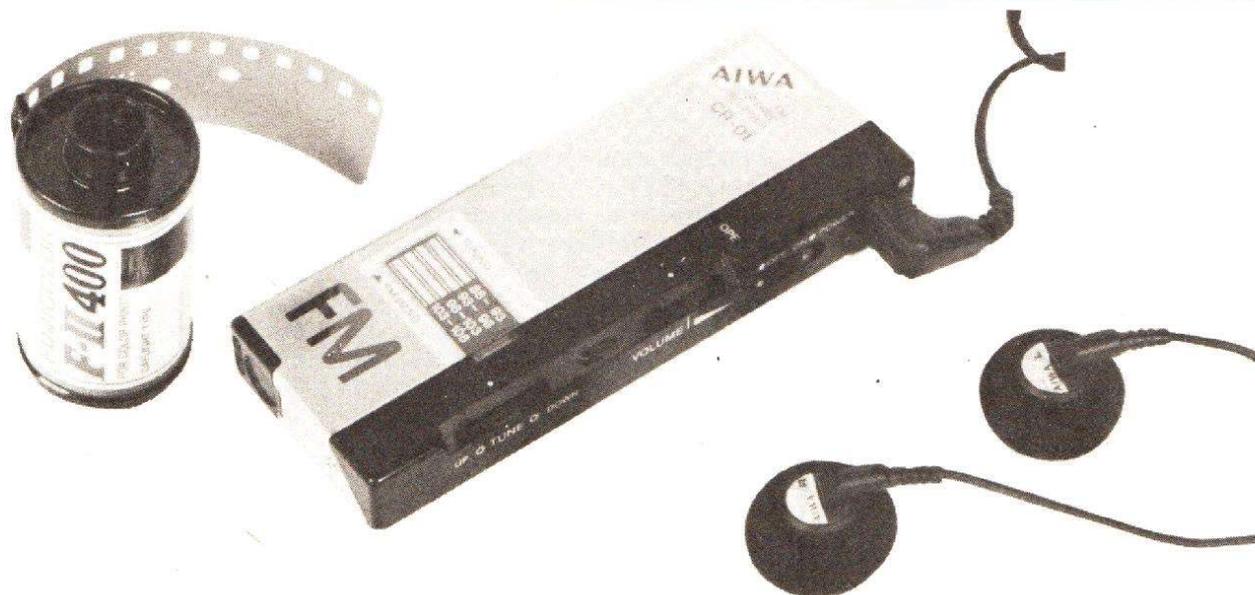
Classement alphabétique des commandes, fonctions et instructions, avec pour chacune d'elles :

- la traduction anglais/français
- son utilisation
- un exemple de programme
- une explication détaillée.

Un ouvrage format 11,7 x 16,5, 128 pages, couverture couleur.

Prix public TTC : 35 F.

Editeur : E.T.S.F. (Collection Poche Informatique n° 10)



LE MICRO RADIO RECEPTEUR FM AIWA CR 01

Les constructeurs de mini-radiorecepteurs essaient actuellement de battre des records de miniaturisation, certains se contentent d'appareils mono, d'autres incorporent le récepteur au casque, d'autres encore réduisent le volume de la pile au détriment de l'autonomie. Le CR-01 de Aiwa est stéréophonique, l'écoute se fait sur casque, il est alimenté par deux piles de type LR 03 (plus chères hélas que les LR 06). Il ne capte que la gamme FM (de 88 à 108 MHz). La recherche d'une station s'effectue par une molette qui permet un réglage d'une finesse confortable, même dans la région parisienne où les émetteurs sont très nombreux.

Le câble des écouteurs sert d'antenne suivant un schéma très courant. Les piles assurent une autonomie de 15 à 20 heures suivant la nature des piles. Petit détail pratique : le jack du casque commande un interrupteur de mise sous tension, monté en série avec l'interrupteur manuel, il est donc impératif de débrancher le casque lorsque l'on arrête l'écoute.

Les écouteurs sont de tout petits modèles à installer dans le creux de l'oreille, ils tiennent bien en place si on ne tire pas sur les fils... La qualité sonore est excellente, le niveau sonore très suffisant, par contre on regrettera l'absence d'un commutateur manuel mono/stéréo, la stéréo étant beaucoup plus sensible aux perturbations locales du champ que la mono. Si vous vous déplacez écouteurs aux oreilles, vous le constaterez aisément.

Sur le plan sensibilité, nous avons fait des essais en intérieur, à une cinquantaine de kilomètres de Paris, et avons pu écouter plusieurs stations dans d'excellentes conditions. Evidemment, la polarisation « bancale » de l'antenne de réception (câble souple) ne permet pas d'optimiser la réception mais on pourra recevoir des stations locales à polarisation verticale ou des émetteurs nationaux à polarisation horizontale, il faut aussi trouver un bon emplacement pour une suppression efficace du souffle.

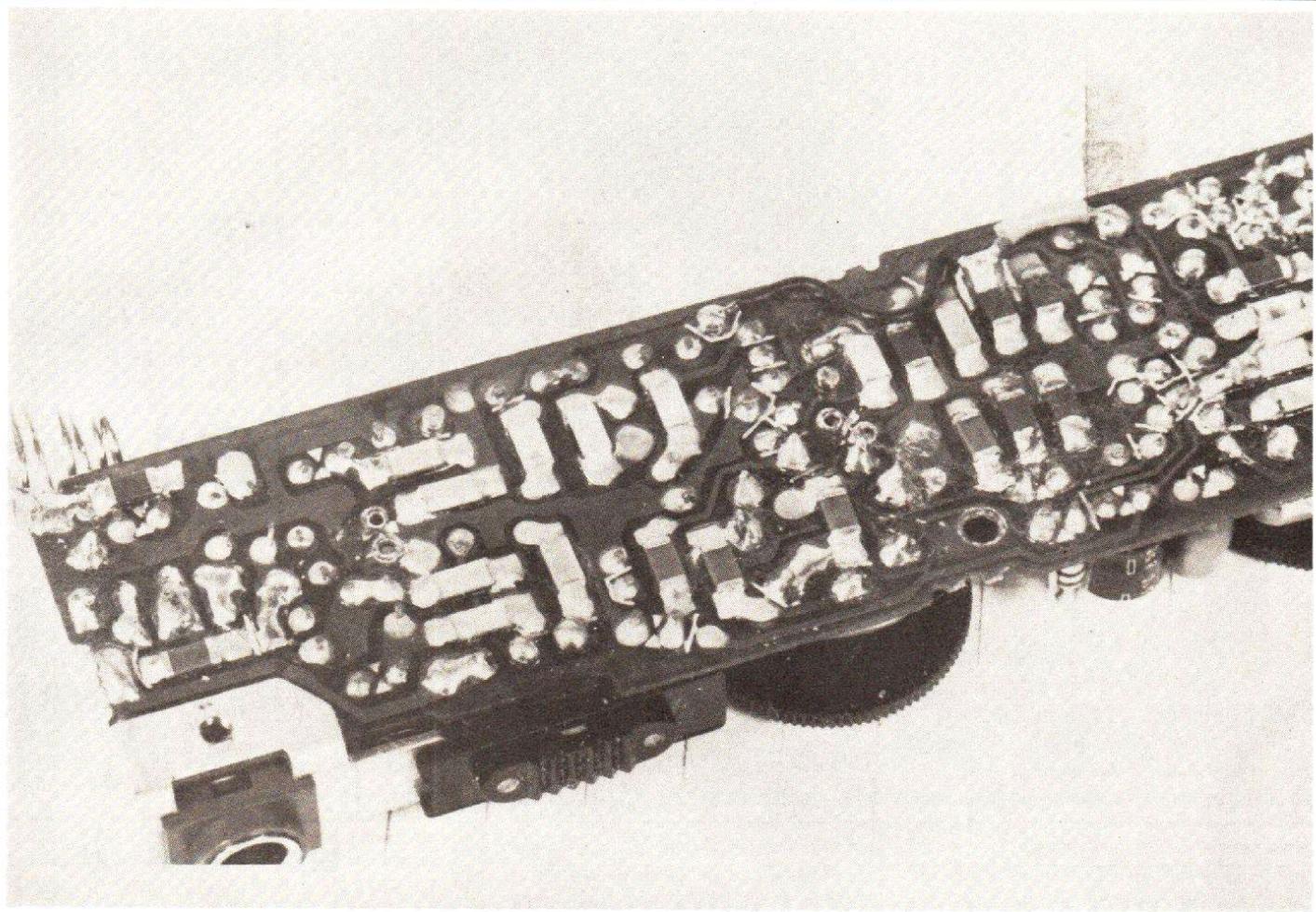
Technique

Exceptionnellement, nous vous livrons un schéma détaillé du récepteur, histoire de vous tenir un peu au courant des techniques actuelles.

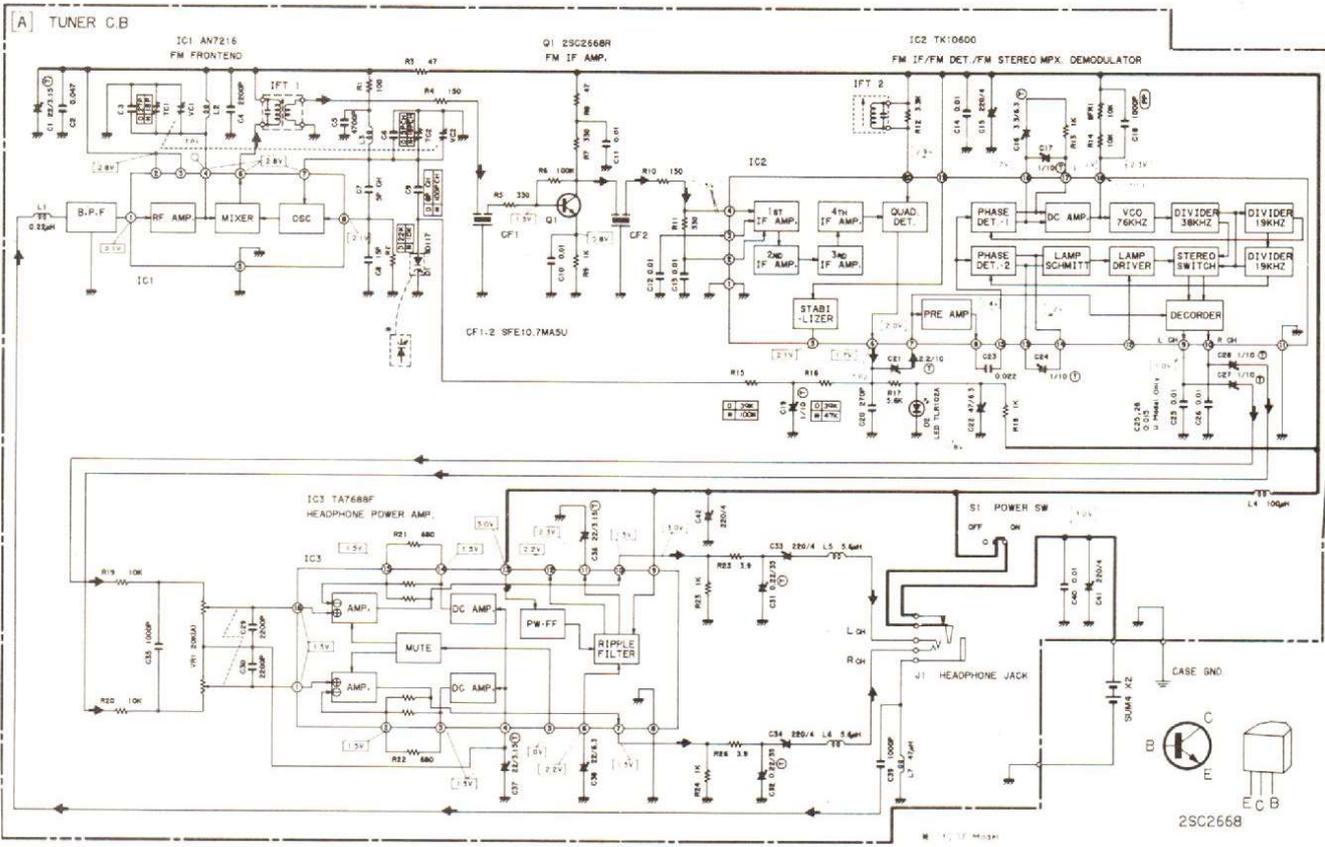
Nous constatons tout de suite l'absence de convertisseur continu/continu pour l'alimentation. Ce seront donc les 3 V des piles (2 V, en fin de vie) qui assureront le fonctionnement. Notez ici le découplage de l'alimentation effectué directement sur les piles, avant l'interrupteur.

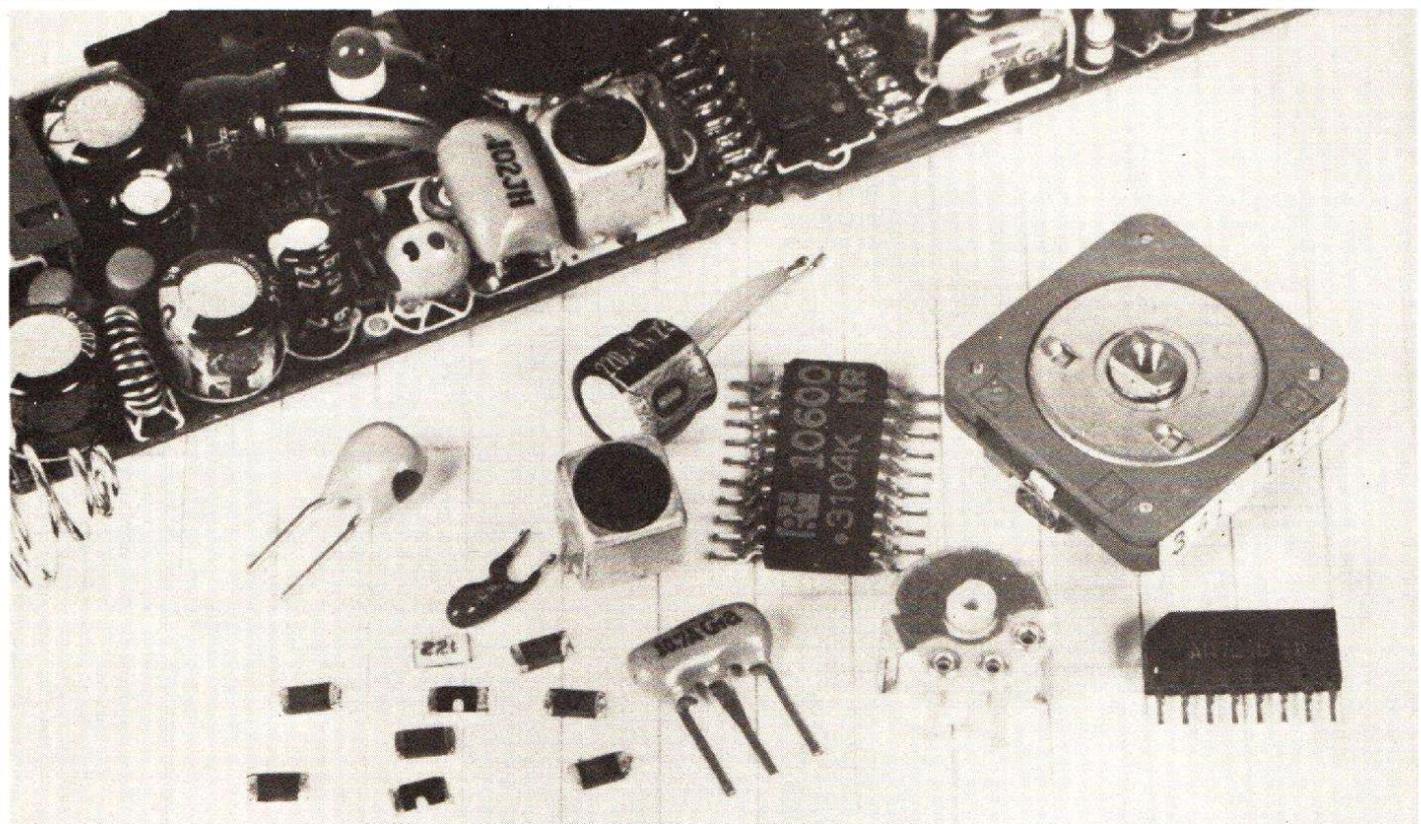
Aiwa a installé une diode électroluminescente qui joue un double rôle : celui de stabilisateur de tension pour le point de fonctionnement d'une diode à capacité variable de CAF, et de voyant. Cette diode consomme environ 1 mA, pas plus qu'une diode Zener.

Passons à la réception FM. Le signal évite l'inductance de choc qui sert de retour pour le signal du casque, et traverse un filtre passe-bande hybride. Le traitement RF est assuré par un circuit intégré multifonction : ampli RF, oscillateur et mélangeur, une nouvelle race de circuits, capables bien sûr de fonctionner sous très faible tension comme d'ailleurs tous les autres circuits intégrés du récepteur. encore une prouesse ! Ce circuit intégré est entouré des composants classiques pour l'accord et d'un filtre de sortie FI. La sélectivité est limitée par un filtre LC et le filtre passe-bande. Nous l'avons jugée correcte loin des



Comment miniaturiser un récepteur MF !





Le récepteur et ses microcomposants CV, potentiomètre stéréo, CI, condensateurs chips et chimiques, résistances.

émetteurs FM. Deux filtres FI céramique précèdent le circuit intégré MF. Ce circuit intégré ne se contente pas de traiter la FI et la démoduler, il comporte également le décodeur stéréophonique, une combinaison que nous n'avions à ce jour rencontrée que chez Matsushita. Ici, le circuit vient de chez Toko, un célèbre fabricant de bobinages...

Le décodeur stéréo est bien entendu du type PLL, il dispose même d'une sortie pour indicateur stéréo, le tout fonctionnant encore sur 3 V...

Après désaccentuation, le signal part vers l'amplificateur dit de puissance. Le circuit intégré offre, en plus des deux amplificateurs, la fonction de filtrage de l'alimentation. Ce circuit intégré présente aussi une fonction de silencieux, non exploitée ici, on ne coupe pas le signal en l'absence de signal RF, les variations fréquentes de champ RF entraîneraient des perturbations gênantes...

La technologie

Nous arrivons maintenant à la fabrication proprement dite de l'appareil. La concentration des composants sur une surface de 18 cm² et une hauteur de 9 mm impose l'emploi de composants de très petite taille comme par exemple des condensa-

teurs chimiques de 5 mm de hauteur. L'apparition de circuits alimentés par piles a conduit les fabricants de condensateurs à produire des composants à très basse tension de service, 4V par exemple, d'où une réduction de taille.

Le circuit imprimé est en époxy, à double face et trous métallisés et, comme vous vous y attendiez sûrement, une bonne partie des composants est soudée côté cuivre, disposition qui gênera sans doute un peu les services après vente... Les filtres céramique sont à taille basse, c'est logique.

Conclusions

L'électronique évolue très rapidement, surtout dans le domaine du grand public où les techniques de pose automatique de composants et de miniaturisation permettent d'accomplir des exploits inimaginables il y a seulement une dizaine d'années. Il ne nous reste plus qu'à attendre l'intégration totale d'un récepteur dans un circuit intégré (amplificateur, décodeur et tête RF compris), pour que le morceau de sucre chantant devienne une réalité. Revers de la médaille, ces récepteurs coûtent assez cher (environ 800 F pour un CR-01).

E. LEMERY

BIBLIOGRAPHIE

NOUVEAU « DATA BOOK » SIEMENS IC FOR ENTERTAINMENT ELECTRONICS

Edité par Siemens, ce catalogue contient tous les circuits intégrés proposés par la firme pour les applications « grand public ». Beaucoup de constructeurs spécialisent leurs catalogues en fonction d'une application au lieu de séparer, comme avant, le numérique de l'analogique ; nous ne pouvons qu'apprécier une telle distinction.

Les circuits intégrés bénéficient de la rigueur d'un classement alphabétique et une table des matières par type simplifiera les recherches.

Bien sûr, nous découvrons beaucoup de nouveaux circuits intégrés, tandis que d'autres disparaissent.

Pour la télévision, nous avons de nouveaux diviseurs pour synthèse de fréquence, de nouveaux CI FI, des circuits pour son stéréo TV (système allemand !) et, bien entendu, tous les circuits nécessaires à l'automatisation des fonctions du téléviseur : microprocesseurs, mémoire non volatiles, PLL.

Les nouveautés pour la radio sont moins nombreuses : nouveaux CI MA et MF, nouveau décodeur stéréo (4511).

Signalons enfin les correcteurs de timbre comme le 4292.

Siemens S.A., B.P. 109, 93203 Saint-Denis Cedex 1.

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 - 06.18 : M. Jean-Luc BOYER, 63 CLERMONT-FERRAND, nous demande ce qu'il convient sérieusement de faire pour se préserver des dégâts causés par la foudre (installations radio et autres appareils).

On peut dire que régulièrement, chaque année, durant ou après les périodes orageuses, nous recevons des quantités de lettres de ce genre.

Votre courrier nous place dans l'embarras car, à la vérité, il est absolument impossible de prévoir ce qui va se passer lors d'un coup de foudre, soit direct, soit voisin (par induction). Par ailleurs, il est hélas des lieux particulièrement propices aux coups de foudre (nature du sol).

Tout ce que nous pouvons vous indiquer, ce sont les précautions que nous avons prises à notre propre station :

1° Nous disposons d'un interrupteur général du secteur. Lorsque cet interrupteur est ouvert (courant coupé), toutes les antennes sont automatiquement déconnectées des appareils émetteurs et récepteurs (par des relais inverseurs) et branchées sur des tubes à décharge à gaz (Siemens). Cela évite l'accumulation des charges électrostatiques atmosphériques dans un rayon assez important autour des antennes, charges qui sont canalisées à la terre par amorçage des tubes (ce qui défavorise l'éventuel coup de foudre direct).

2° Tous les appareils sont et restent connectés à la terre. Par contre, nos pylônes (type « vidéo » Portenseigne) ne sont pas reliés électriquement à la terre.

3° A l'entrée alimentation de chaque appareil, nous avons monté en parallèle des varistors S.I.O.V. (de Siemens) de tension appropriée (230 V pour le secteur, récepteurs, émetteurs, transceivers, téléviseurs, micro-ordinateur, etc. ; 48 V pour les téléphones à clavier et mémoires).

4° Il existe aussi deux tubes à décharge à gaz, un sur chaque fil du secteur et la terre (avant l'interrupteur général de la station).

Jusqu'à présent, ces dispositions se sont montrées satisfaisantes et nous n'avons jamais connu le moindre dommage sur les appareils quels qu'ils soient.

Bien entendu, nous ne sommes néanmoins pas à l'abri d'un coup de foudre direct pour lequel il n'y a rien à faire, parce qu'imprévisible et parce qu'une antenne ne peut pas être transformée en paratonnerre !

Non, une antenne ne doit pas être transformée en paratonnerre (quoi qu'en disent certains) en la connectant à la terre ou en reliant les pylônes métalliques à la terre ; ces matériels n'ont pas la structure pour remplir cette fonction. Ces dispositions ne peuvent, au contraire, que favoriser le coup de foudre direct... et alors là, tout fond, même avec

des câbles de terre gros comme un doigt !!

Nous avons publié des articles traitant de la foudre dans nos numéros 1634, 1635 et 1636 ; voir également « Electronique Applications » numéros 34 et 35.

Cela dit, en ce qui concerne le réseau de distribution électrique en particulier, il est im-

portant de noter également qu'il véhicule de nombreux transitoires (même en dehors des périodes orageuses) du fait de la mise en service ou de l'arrêt de différents appareils à circuit inductif ou capacitif du voisinage ; d'où l'intérêt, dans tous les cas, des varistors de protection cités précédemment.

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 - M^o Champs Elysées
Tél. 225.74.65 • 359.55.65

RR - 07.02-F : M. Christian JACQUET, 01 OYONNAX, désire les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés TBA 720 et TCA 220.

Voici les renseignements demandés :

TBA 720 : Circuit oscillateur dents de scie « lignes » pour téléviseur (suivi d'un étage de mise en forme) fournissant une impulsion de 8 V de largeur réglable (courant de sortie pouvant atteindre 60 mA).

Tension d'alimentation (11 - 16) = 12 V ; tension de démarrage (9 - 16) = 8 à 12 V. Tension de commande continue (1 - 16) et (3 - 16) = 2,4 à 5,3 V. Tension de sortie patte 5 à vide (5 - 16) 8 V crête-à-crête ; intensité de sortie patte 5 = 60 mA. Boîtier DIL XD - 16 (16 pattes). Voir également notre numéro 1632, page 236.

Brochage : voir figure RR-07.02.

TCA 220 : triple amplificateur opérationnel ; boîtier SOT 38/XD 16. Tension d'alimentation = ± 6 V ; gain en tension = 4000 ; produit gain bande = 10 MHz ; sortie max. = 100 mA.

Brochage : voir figure RR-07.02 également, où nous avons (amplis A, B, et C) :

Entrées inverseuses : A = 1 ; B = 5 ; C = 8.

Entrées non inverseuses : A = 2 ; B = 4 ; C = 7.

Sorties : A = 14 ; B = 13 ; C = 11.

Alimentation = 6.

Masse = 9 et 16.

Compensations : A = 15 ; B = 12 ; C = 10 (commun = 3).

RR - 07.03 : M. Louis PUIER, 23 GUERET :

1° nous demande conseil vis-à-vis du choix et de l'utilisation des câbles coaxiaux ;

2° nous entretient d'un projet de commutations électroniques BF.

1° Il nous est matériellement impossible de répondre à votre question, car il nous faudrait connaître les pertes en dB par 100 mètres du câble que vous utilisez (RG 58) ; il en existe de nombreuses qualités dont les pertes sont évidemment très variables. C'est donc auprès de votre fournisseur qu'il importe tout d'abord de vous informer de cette caractéristique. Connaissant les pertes en dB par 100 mètres, une simple règle de trois vous permettra de calculer les pertes en dB que vous avez selon la longueur du feeder que vous utilisez.

Nous ne connaissons pas particulièrement le câble RC 223/0 ; mais nous pensons qu'il doit s'agir d'un câble coaxial présentant une impédance de 75 Ω (et non pas

50). Quant à ses pertes selon la longueur, le problème se résoud de la même façon que cidessus indiqué.

Dans un câble coaxial, les pertes dépendent essentiellement de la **qualité diélectrique** de l'isolant interne placé autour du conducteur central, c'est-à-dire **entre** le conducteur central et le conducteur extérieur (gaine). La tresse et l'isolant extérieur n'interviennent pas dans le coefficient de pertes.

Veillez par ailleurs consulter l'article que nous avons publié dans notre n° 1705 à partir de la page 91.

2° Pour votre commutation électronique, nous vous suggérons l'emploi du circuit intégré CD 4016 AD (R.C.A.) dont les caractéristiques et le brochage ont été publiés dans le n° 1650, page 336.

Nous vous rappelons également le montage de commutateur électronique décrit dans le n° 1652, page 279.

Nous ne pouvons pas présumer - uniquement d'après des schémas - des résultats susceptibles d'être obtenus avec l'ensemble du montage que vous projetez de réaliser... Il nous faudrait pouvoir en faire l'essai pratique !

Nous vous rappelons qu'en BF, il est toujours possible de raccorder des circuits présentant des impédances différentes à condition que l'impédance réceptrice soit supérieure ou égale (mais jamais inférieure) à l'impédance de la source. Quant aux tensions BF ou niveaux, il est toujours possible de les ajuster si besoin est à l'aide de simples potentiomètres miniatures ajustables par tournevis.

RR - 07.04-F : M. Guy FOREST, 55 VERDUN, nous demande les caractéristiques, brochage et correspondances du transistor type 40601.

Le 40601 est un MOS-FET double porte VHF pouvant être remplacé par BF 350 ou 354, 3N 201 ou 203.

Brochage : voir figure RR-07.04.

Caractéristiques maximales :

Silicium ; canal N ; Pd = 400 mW ; Vp = 2 V ; Vds = 15 V ; Vdss = 20 V ; Vgss = 8 V ; Id = 50 mA ; Idss = 18 mA ; Igss = 1 nA ; G fs = 10 millisiemens pour Vds = 13 V et Vgs = 4 V.

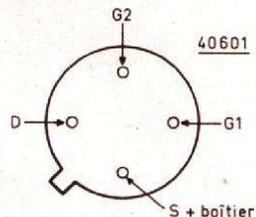


Fig. RR - 07.04

RR - 07.05 : M. Gérard BRESSAND, 10 TROYES, nous demande :

1° des précisions sur les antennes appelées « discones » ;

2° des conseils se rapportant à l'utilisation d'un tuner FM.

1° Les antennes « discones » sont en effet des antennes toutes bandes... mais toutes bandes VHF - UHF (de 68 à 512 MHz). En conséquence, ce type d'aérien ne convient absolument pas pour un récepteur couvrant de 150 kHz à 30 MHz (bandes décimétriques et hectométriques).

2° Après examen de votre situation topographique et de votre installation, deux solutions peuvent être envisagées en ce qui concerne l'amélioration de vos réceptions FM :

Vous pouvez conserver votre antenne FM omnidirectionnelle et lui adjoindre un préamplificateur (au ras de l'antenne) alimenté par le câble coaxial de descente lui-même, l'alimentation étant installée dans l'appartement à l'arrivée du câble vers le tuner.

Vous pouvez remplacer votre antenne omnidirectionnelle par une antenne directive type Yagi à trois ou quatre éléments ; mais dans ce cas, évidemment, il faut qu'elle puisse être orientable, rotative, commandée depuis l'appartement.

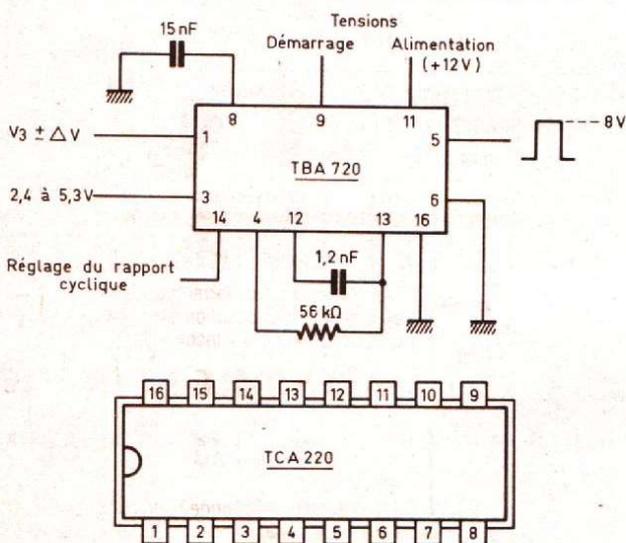


Fig. RR - 07.02

Cela suppose donc un rotor au bas du mât d'antenne FM et un boîtier de commande à l'intérieur de l'appartement, ces deux éléments étant reliés électriquement par un câble à 6 conducteurs.

Bien entendu, à la limite, cette dernière installation peut encore, tout comme la première, être munie ou complétée par un préamplificateur d'antenne alimenté par le câble coaxial.

RR - 07.06 : M. Robert MIL-LARD, 60 CREIL :

1° nous demande divers renseignements pour la remise en état et l'utilisation d'un radiorécepteur MARC - NR 82 ;

2° souhaite prendre connaissance de schémas de montage pour l'ouverture par télécommande d'une porte de garage.

1° L'impédance de la bobine mobile du haut-parleur du récepteur MARC NR 82 est de l'ordre de 4 à 8 Ω ; si vous désirez utiliser un haut-parleur séparé extérieur, il devra présenter une impédance du même ordre.

Pour régler les transformateurs MF sur 10,7 MHz, il faut disposer d'un générateur HF modulé en amplitude dont la sortie est reliée à l'étage changeur de fréquence précédant ce canal MF ; la sortie du récepteur est reliée à un output-mètre et l'on ajuste les noyaux des transformateurs pour l'obtention de la déviation maximale de l'aiguille de ce dernier.

Si la bande VHF 4 ne fonctionne pas, il ne doit pas s'agir

de l'amplificateur MF 10,7 MHz puisqu'il est également utilisé pour d'autres bandes. C'est vraisemblablement dans les étages d'entrée de cette bande VHF 4 que doit se situer le défaut ou le dérèglement (étages HF, convertisseur ou oscillateur).

2° Les deux articles les plus récents se rapportant à l'ouverture par télécommande d'une porte de garage, d'un portail, ... ont été publiés :

- l'un dans les numéros 41 (p. 100) et 42 (p. 100) de la revue « Electronique Pratique ; »

- l'autre dans le numéro 1648 bis (p. 24) du « Haut-Parleur. »

Nous vous signalons aussi qu'il existe un tel dispositif de radiocommande (monté ou en kit) chez HEATHKIT, 12, rue Gambetta, 51100 Reims. Tél. : (6) 40.66.19.

RR - 07.07-F : M. Michel FAURE, 35 DINARD, nous demande le schéma d'un disjoncteur électronique susceptible d'être monté à la sortie d'une alimentation pour un réseau ferroviaire miniature.

Veuillez prendre connaissance sur la figure RR-07.07 du schéma d'un disjoncteur électronique susceptible de convenir à votre alimentation de réseau ferroviaire miniature.

Les types indiqués pour la diode et les transistors peuvent être remplacés par des modèles équivalents (non critique).

Le dispositif doit s'intercaler entre la sortie du redresseur et l'entrée du régulateur.

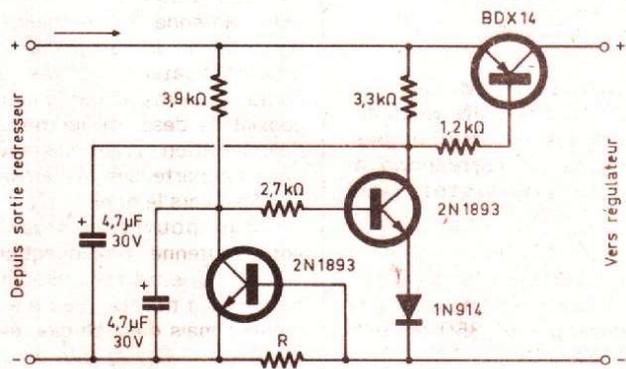
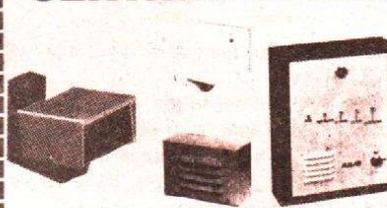


Fig. RR - 07.07

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

PRIX **2690 F** TTC (envoi en port dû SNCF)

TRANSMETTEUR D'URGENCE ET 1



Le compagnon fidèle des personnes seules, âgées, ou nécessitant une aide médicale d'urgence. Par sa taille réduite (∅ 37,5 mm, épaisseur 19 mm) se porte facilement comme une montre ou un pendentif décoratif. DOSSIER COMPLET contre 16 F en timbres.

COFFRES-FORTS A EMMURER :

Nouvelle génération de petits coffres-forts, de construction renforcée. Destinés à la conservation de billets de banque, bijoux, chèquiers et autres objets de valeur.

Type	Dimensions Extérieures mm			Dimensions Intérieures mm			kg	PRIX
	hauteur	largeur	profond.	hauteur	largeur	profond.		
Série Brique								
1	110	240	110	84	218	66	5,5	858 F
Brique								
2	157	220	105	127	198	61	6,5	965 F
Brique								
3	235	220	105	205	198	61	8,5	1 990 F
Série WS								
WS 1	150	255	162	88	208	115	7	1 099 F
WS 2	187	255	162	125	208	115	8	1 192 F
WS 3	265	255	162	203	208	115	11	1 300 F
WS 4	335	255	162	273	208	115	13	1 523 F
Série MS								
MS 1	154	252	169	88	208	115	10	1 250 F
MS 2	191	252	169	125	208	115	12	1 447 F

SPECIAL BIJOUX

LINGOTS - PIERRES - BILLETS



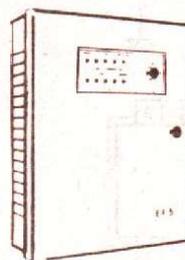
1304 F Port 30 F

LE COFFRE-FORT

M 19 que l'on emmure soi-même

Documentation complète contre 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

L'intensité maximale de déclenchement est fonction de la valeur que l'on donne à la résistance R. Il s'agit d'une résistance bobinée en fil dont le diamètre doit pouvoir supporter l'intensité prévue. La valeur de cette résistance doit donc être établie avec précision ; en principe, pour 1 Ω le déclenchement s'effectue à 0,6 A et l'intensité de déclenchement est évidemment inversement proportionnelle à la résistance. Exemple :

0,5 Ω → 1,2 A ;
0,25 Ω → 2,4 A.

RR - 07.08 : M. René CLAI-RET, 04 DIGNE :

1° désire le schéma d'un préamplificateur d'antenne uniquement gamme FM ;

2° nous soumet une partie d'un schéma du circuit d'entrée d'un appareil de mesure pour appréciation.

1° Un préamplificateur d'antenne pour la gamme FM a été décrit dans notre revue « Radio-Plans » n° 409, page 45, à laquelle nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

2° Dans le montage dont vous nous soumettez le schéma du circuit d'entrée, nous pensons que des diodes Schottky type BAT 17 (de chez R.T.C.) montées en tête-bêche feraient parfaitement leur fonction d'écrêtage jusqu'à 100 MHz (capacité dynamique interne max = 1 pF).

RR - 07.09 : M. Albert DUPUY, 29, BREST, nous demande conseil :

1° pour la réalisation d'un oscilloscope ;

2° pour l'alimentation d'un récepteur autoradio.

1° Les articles publiés dans nos numéros 1396, 1405, 1410, 1416, 1420 et 1429 se rapportent à la modernisation des oscilloscopes en général et ne concernent pas spécialement le tube cathodique DG 7 - 36.

L'oscilloscope décrit à partir du n° 1614 utilise un tube DG 7201 GH ou D 7 - 201 GH.

Une chaîne potentiométrique d'alimentation dite « passe-partout » pour tube cathodique a été schématisée dans notre n° 1641, page 292, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

Un conseil cependant : nous ne vous encourageons guère à entreprendre la construction d'un oscilloscope neuf, moderne, avec un tube aussi ancien que le DG 7 - 36... qui n'est plus fabriqué depuis bien longtemps ! En cas de défectuosité, il vous serait impossible de vous procurer un tube de remplacement. Mieux même... êtes-vous certain que le tube DG 7-36 que vous possédez est encore bon ? (dégagement gazeux interne fort possible !).

2° Un simple transformateur 220 V → 12 V ne suffit pas pour alimenter un récepteur autoradio à partir du secteur ! La tension de 12 V doit être du courant continu, comme le courant issu de l'accumulateur de la voiture. Par conséquent, la tension alternative abaissée provenant du secteur doit ensuite être redressée et soigneusement filtrée pour obtenir du « courant continu ».

De multiples alimentations 12 V ont déjà été décrites dans nos différentes publications auxquelles vous pourriez vous reporter utilement, votre choix devant être guidé par l'intensité (en ampères) consommée par votre autoradio.

RR - 07.10-F : M. Julien ASTIER, 75018 PARIS, nous demande le schéma d'un préamplificateur à haute im-

pédance d'entrée pour un appareil de mesure susceptible d'apporter un gain en tension de 5 (alimentation à partir d'une pile de 9 V).

Le schéma d'un tel amplificateur vous est représenté sur la figure RR-07.10. Il utilise un transistor à effet de champ BF 245 (ou similaire) alimenté en tension stabilisée sous 5,6 V par une diode Zener DZ type BZX 79 - C5V6 par exemple. Dans le circuit de source de ce transistor, vous disposez d'un potentiomètre linéaire de 5,6 kΩ dont l'ajustage du curseur sera fait une fois pour toutes afin d'obtenir le gain de 5 qui vous est nécessaire.

RR - 07.11 : M. Marcel GRANET, 14 BAYEUX, nous pose diverses questions d'ordre BF se rapportant à son installation.

1° En ce qui concerne les liaisons que vous avez effectuées entre table de mixage et égaliseur, elles sont, d'après votre schéma, tout à fait correctes.

Quant aux liaisons entre égaliseur et amplificateur Yamaha, nous ne pouvons rien dire car il nous faudrait savoir à quoi correspondent les broches 1, 2 et 3 de la prise de l'amplificateur ; en d'autres termes, il nous faudrait pouvoir consulter le schéma interne de cet amplificateur. Mais cela doit bien être indiqué sur la notice technique d'emploi accompagnant l'appareil ; vous pouvez donc vérifier vous-même.

2° Du point de vue impédance des enceintes acoustiques, il faut respecter la valeur

optimale conseillée par le constructeur. Si vraiment celui-ci indique soit 4 Ω, soit 8 Ω, c'est que vous pouvez adopter soit l'une, soit l'autre, ou vous tenir entre ces deux limites (selon les haut-parleurs à votre disposition, par exemple).

3° Pour une longueur de 10 mètres, des câbles de liaison de 2 mm de diamètre conviennent parfaitement, tant pour 4 Ω que pour 8 Ω rassurez-vous !

4° Enfin, concernant puissance et distorsions, là aussi il faut se tenir aussi près que possible de l'impédance de charge optimale recommandée par le constructeur.

5° Le fonctionnement d'une enceinte « bass reflex » et les calculs de ses dimensions ainsi que celles de l'évent (tunnel d'accord) sont en fait des choses extrêmement complexes !

Le mieux, le plus sage et le plus simple, est de se reporter aux notices des constructeurs de haut-parleurs (AUDAX, par exemple) qui donnent toutes les dimensions (au millimètre près !) de telle ou telle enceinte « bass reflex » convenant à tel ou tel haut-parleur (c'est le diamètre du haut-parleur boomer qui détermine le choix du type d'enceinte « bass-reflex »).

Il n'est pas du tout conseillé de « diviser » le tunnel d'accord en deux ; il faut réaliser l'évent et son tunnel aux dimensions indiquées, c'est tout.

RR - 07.15 : Un lecteur ayant omis d'indiquer son nom et son adresse (!) nous demande des renseignements complémentaires au sujet de l'inductancemètre décrit dans notre numéro 1670.

La suite de cet article a été publiée dans notre n° 1673, à partir de la page 227. Concernant ce montage, aucune erreur ne nous a été signalée, ni de la part de nos correspondants, ni de la part de son auteur, M. Thobois.

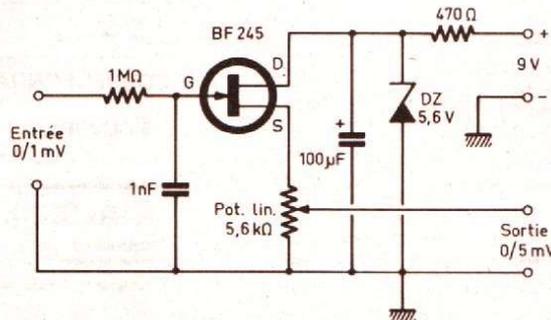


Fig. RR - 07.10

(suite page 151)

REALISEZ UNE MONTRE DIGITALE POUR VOTRE VOITURE

Voici un montage simple, fiable et économique qui vous permettra de remplacer votre vieille pendulette analogique par un magnifique objet à affichage digital qui, non content de vous donner l'heure, verra la luminosité de ses afficheurs varier en fonction de l'éclairage ambiant, s'éteindra lorsque vous couperez le contact et continuera à vous donner l'heure exacte lorsque vous le remettrez.

Un choix judicieux de R_2 , R_3 et C_2 (fig. 1) va nous donner ici un train de signaux carrés de période une seconde, ce qui est le but recherché.

Rappelons brièvement que la période du signal délivré par un 555 est $T = 0,7 \times (R_2 + 2 \times R_3) \times C_2$. R_4 est une résistance ajustable afin de permettre un réglage fin de cette base de temps.

Il faut remarquer que les tolérances des composants utilisés peuvent faire varier cette période du simple au double par rapport à la période calculée.

Le signal d'horloge va alors transiter par l'interrupteur IT_1 qui permettra de le diriger soit vers les circuits de

Une montre digitale... pour quoi faire ?

En dehors de sa fonction, qui est de donner l'heure de la manière la plus fidèle et la plus agréable possible, ce montage permet une intéressante introduction à l'emploi de circuits logiques, une parfaite intelligibilité même pour un complet néophyte et surtout, invite à une multitude d'autres montages : en effet, que trouvons-nous ici ?

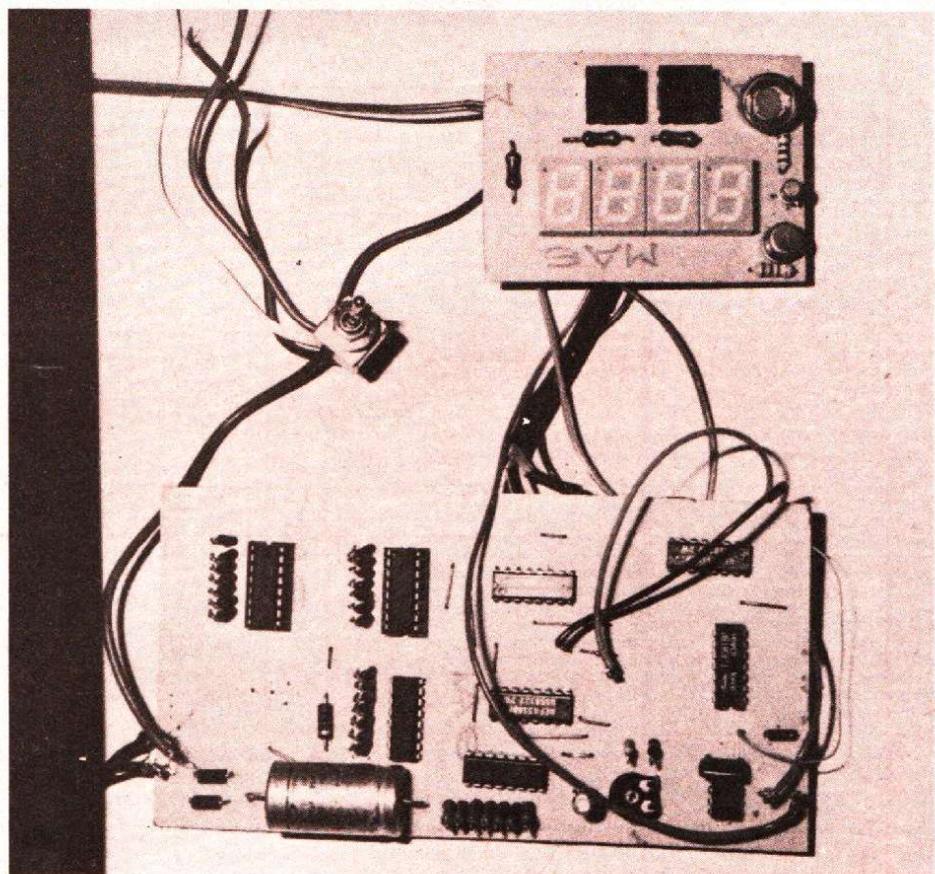
- une partie base de temps (ou horloge),
- une partie comptage (ou traitement de l'information),
- une partie affichage (ou exploitation des résultats),
- enfin une partie « commandes », qui nous permet d'intervenir sur le fonctionnement du montage.

A partir de ces sous-ensembles, on peut à peu près tout faire, depuis une simple alarme pour voiture jusqu'à un ordinateur de bord complet.

En effet, quel est le principe de n'importe quel montage logique ? Pour commencer, nous aurons une horloge qui cadencera la marche de tous les circuits d'une carte, ensuite, nous aurons des circuits spécialisés qui traiteront les informations mises à leur disposition (compteurs binaires pour notre montre, décompteurs pour temporisation dans une alarme, circuits arithmétiques et logiques dans un ordinateur de bord), enfin, nous aurons un module de sortie qui visualisera les résultats de l'étage antérieur sur afficheurs 7 segments ou tout autre organe similaire.

Principe théorique

Qui dit horloge dit, bien sûr, base de temps : nous avons choisi ici un montage très classique, puisque faisant appel à un 555 alors que la solution « quartz » aurait sans doute été meilleure du point de vue précision mais, hélas, pas du point de vue prix de revient.



Le montage terminé, il ne reste plus qu'à le mettre en boîte.

comptage, soit vers le circuit de réglage.

Ces signaux d'horloge vont piloter IC₂ notre premier 4518 (qui est un double compteur 4 bits décimal), qui sera monté en diviseur par 60 : pour

ce faire, le premier compteur du 4518 aura son bit de poids fort relié à l'entrée « ENABLE » du compteur B, ce qui aura pour effet de faire avancer B d'un pas tous les 10 tops d'horloge (le compteur A comptant de 0 à 9) sur

le front descendant de A₄ (c'est-à-dire lorsque le bit de poids fort de A (A₄) passe de 1 à 0 ou lorsque A passe de 9 à 0).

On veut avoir un top toutes les 60 secondes pour le compte des minu-

Fig. 1a. — Schéma théorique de la carte comptage/ décodage 7 segments.

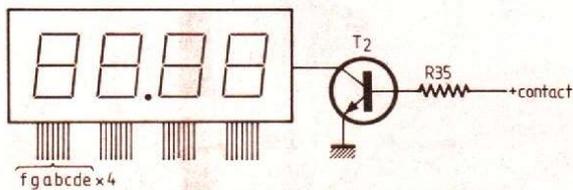
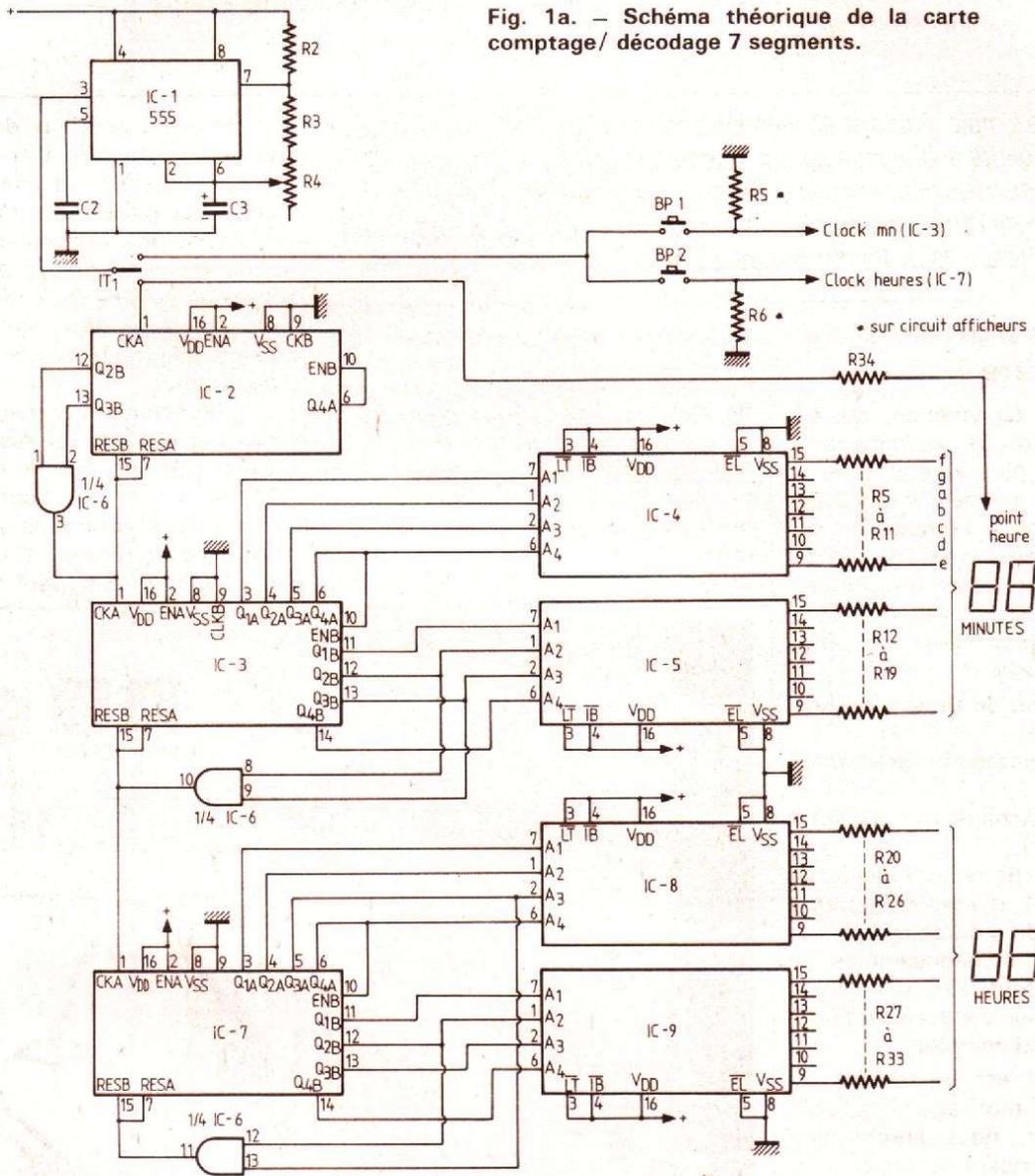


Fig. 1b. — Principe de la coupure des afficheurs par le contact. La coupure de ce dernier bloque T₂, ce qui provoque la mise « en l'air » de la cathode commune des afficheurs.

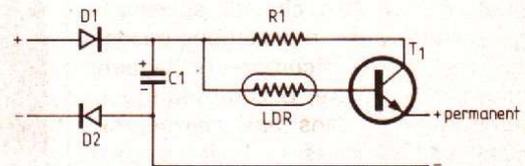


Fig. 1c. — Principe de la variation de luminosité en fonction de l'éclairage ambiant. Le courant disponible sur l'émetteur de T₁ sera directement proportionnel à l'éclairage de la cellule LDR.

tes, donc IC₂ doit compter de 0 à 59 puis repasser à 0. Il nous faut donc reconnaître que le compteur B arrive à 6 soit 0110 en binaire : on constate qu'il suffit de faire un « ET » logique entre les bits B₂ et B₃ du compteur B, ce qui nous donnera un état haut à la sortie de cette porte, dès que IC₂ arrivera à 60. Cet état haut pourra ainsi commander la remise à zéro des deux compteurs de IC₂ et nous servir en même temps d'horloge pour l'étage suivant constitué par IC₃, IC₄ et IC₅.

Ici encore, IC₃ doit compter de 0 à 59 puis être remis à zéro tout en générant un nouveau top d'horloge pour les heures. Donc IC₃ sera câblé exactement de la même manière que IC₂, mais en plus il devra commander deux circuits décodeurs 4511 (IC₄ et IC₅) par l'intermédiaire de ses deux compteurs A et B. Nous reviendrons un peu plus tard sur les décodeurs/drivers 7 segments 4511.

Le signal d'horloge n° 3, issu du ET entre les bits B₂ et B₃ de IC₃, commandera le troisième 4518 (IC₇), dont la tâche sera de compter de 0 à 23.

Suivant la même logique que précédemment, il nous faudra une remise à zéro dès que ce circuit arrivera à 24. En binaire 24 donne 0010 0100, on aura donc 0010 sur le compteur B et 0100 sur le compteur A : il faudra faire le ET entre les bits qui seront à 1 à ce moment là, c'est-à-dire les bits B₂ et A₃. Comme d'habitude, la sortie de ce ET commandera la remise à zéro des deux compteurs de IC₇ pilotant les deux 4511 assurant l'affichage des heures.

Ces 4511 sont des circuits assez performants qui, à partir d'une donnée décimale sur 4 bits, assurent son affichage sur 7 segments. Ils disposent de certaines facilités qui ne sont pas exploitées ici :

– entrée EL (Enable Latch) : un état haut sur cette entrée bloque l'affichage à sa dernière valeur, indépendamment de la donnée en entrée. Ici bien sûr, EL sera toujours à l'état bas ce qui autorise le décodage.

– entrée LT (Lamp Test) : à l'état bas, cette entrée provoque l'affichage d'un 8 ce qui allume tous les segments afin de contrôler leur bon fonctionnement. Comme a priori, il n'y a aucune raison pour qu'un segment « lâche », cette entrée restera toujours à l'état haut ;

– entrée IB (Input Blanking) : cette entrée, mise à l'état bas, provoque l'affichage d'un blanc (tous les segments éteints) lorsque se présente un zéro. Ici, cette entrée sera toujours à l'état haut.

Parlons maintenant de la partie alimentation : comme nous avons à notre disposition un 12 V continu,

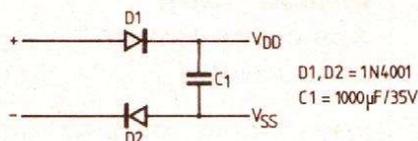


Fig. 2. – L'alimentation réduite à sa plus simple expression !

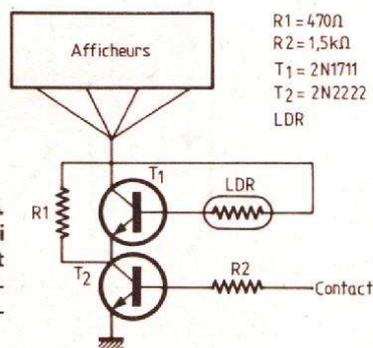


Fig. 3. – Schéma effectif de l'affichage. On a repris les figures 1b et 1c qui assurent l'allumage des afficheurs et leur luminosité progressive. On remarque R₁ qui assure une luminosité minimale dans l'obscurité totale.

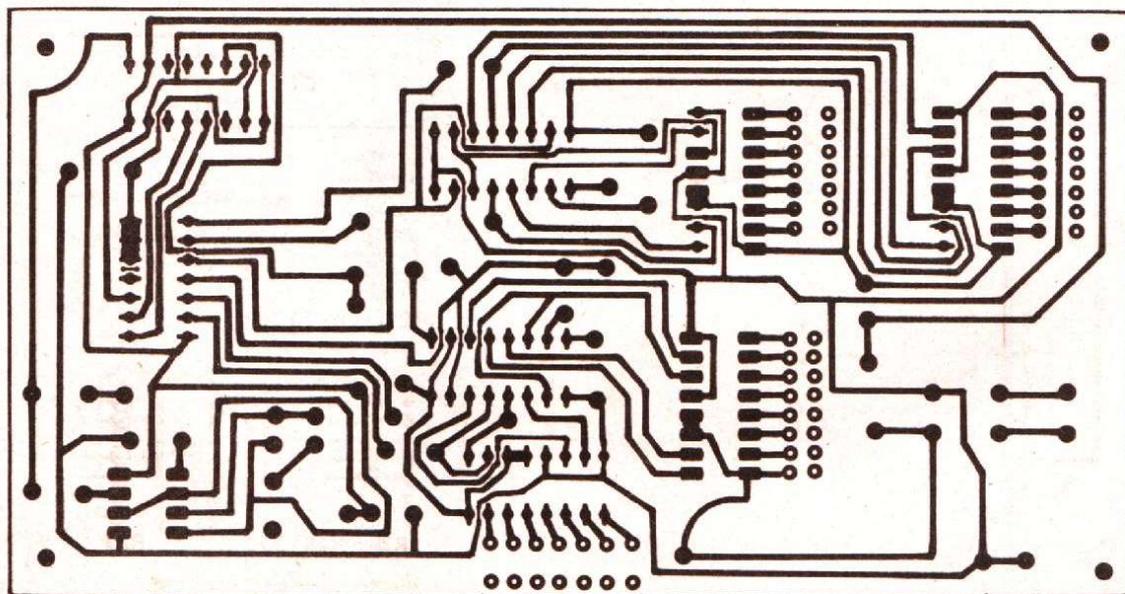


Fig. 4. – Schéma du circuit imprimé de la carte principale (côté cuivre).

plus ou moins antiparasité suivant les véhicules, notre alimentation sera assez simple : la régulation et le filtrage seront confiés à l'ensemble D₁, D₂, C₁.

Passons à la partie affichage : pour réaliser une variation de la luminosité des afficheurs, il suffit de faire varier leur alimentation, ce qui n'est pas évident dans le cas d'afficheurs à cathodes communes. Tant qu'on est au niveau affichage, il faudra également prévoir l'extinction des afficheurs lorsque le contact sera coupé.

Voici quelle a été la solution retenue : la sortie « masse », commune aux quatre afficheurs, est dirigée sur le collecteur de T₁ qui est un NPN classique : la base de T₁ est polarisée

par une LDR, ce qui aura pour effet de le rendre plus ou moins conducteur en fonction de la luminosité, la résistance de la LDR variant, en effet, de quelques dizaines d'ohms en plein jour à plusieurs MΩ dans l'obscurité totale. Justement, dans l'obscurité totale, T₁ se bloque et les afficheurs s'éteignent... Il ne reste alors qu'à mettre une certaine résistance entre collecteur et émetteur de T₁ pour assurer un éclairage minimal la nuit. L'émetteur de T₁ sera relié au collecteur de T₂ dont la base sera polarisée par le contact à travers une résistance d'environ 1 kΩ : si le contact est mis, T₂ est conducteur, les afficheurs fonctionnent, sinon ils sont éteints. Ce petit dispositif permet de limiter la

consommation du circuit à quelques microampères (en commutation les transistors ne consomment pratiquement rien et les circuits MOS encore moins), ce qui autorise le parquage du véhicule pendant un long temps, sans avoir à craindre de problèmes de batterie (moins encore qu'avec une montre classique).

Parlons, pour finir, du circuit de réglage : un interrupteur à deux positions permettra d'envoyer les signaux du 555, soit vers IC₂, soit vers ce circuit.

Lorsque l'interrupteur sera sur la position « Réglage », les entrées horloge de IC₂, IC₃ et IC₇ seront soumises à un état bas via R₅, R₆, R₇. Deux boutons-poussoirs permettront alors d'acheminer les signaux d'horloge d'une période d'une seconde sur IC₃ pour les minutes ou sur IC₇ pour les heures.

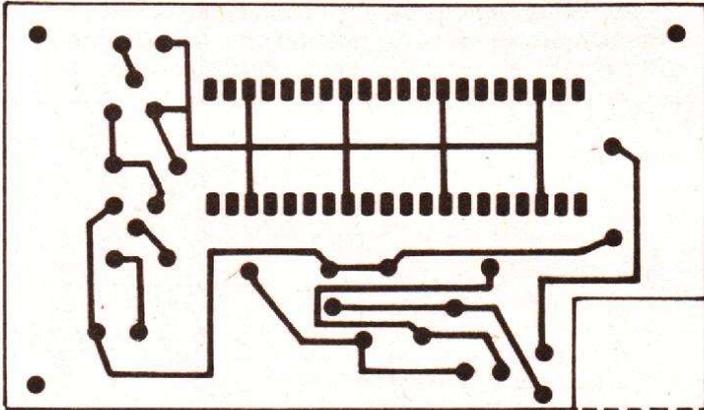


Fig. 5. - Schéma du circuit imprimé de la carte affichage (côté cuivre).

Implantation des composants et montage

Les circuits imprimés (fig. 4 et fig. 5) sont reproduits ici à l'échelle 1 : leur reproduction se fera de préférence par la méthode photographique, vu la finesse du tracé de certaines parties du circuit. Néanmoins, ils restent parfaitement repro-

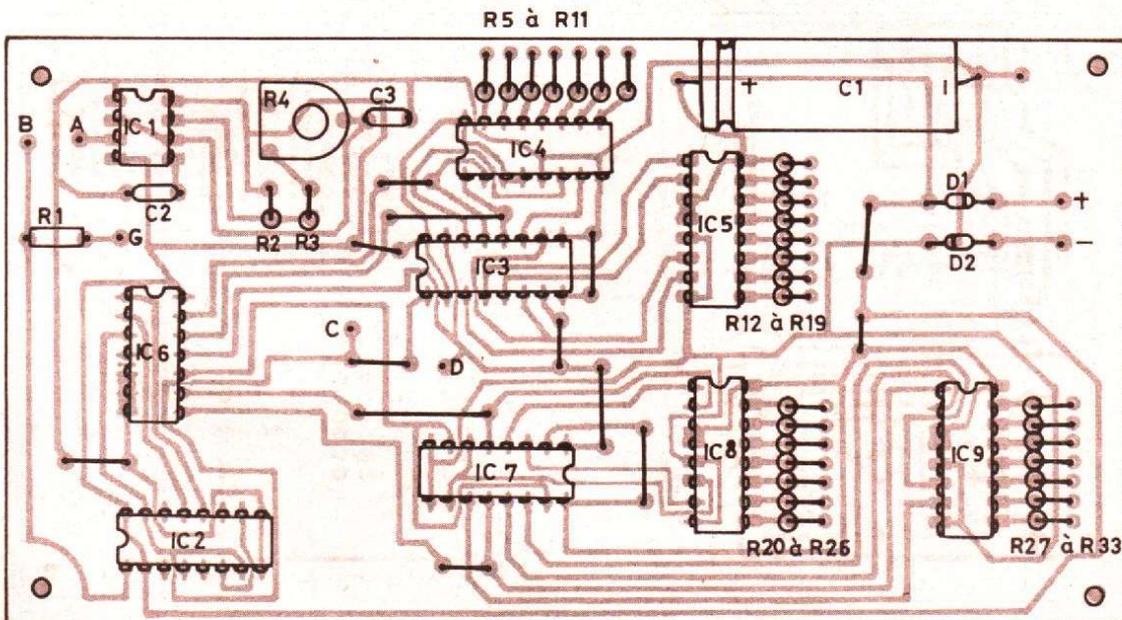


Fig. 6. - Schéma d'implantation des composants de la carte principale (côté composants).

ductibles par transferts directs (c'est d'ailleurs la méthode employée par l'auteur). En tout cas, le recours au stylo marqueur est tout à fait déconseillé.

Commencez par parfaitement polir votre plaque d'époxy au tampon Jex après l'avoir découpée aux bonnes dimensions. Ensuite, et même si votre plaque brille comme un miroir, dégraissez soigneusement au trichloréthylène ou à l'acétone. Après reproduction du tracé, si vous n'avez pas de machine à graver, faites réchauffer légèrement votre perchloreure de fer au bain-marie, ceci afin d'avoir une gravure plus rapide et plus nette.

Après gravure, débarrassez le circuit des ultimes traces de vernis et de transferts avec du trichloréthylène ou de l'acétone, puis refrottez-le une dernière fois au tampon Jex.

Commencez l'implantation par les straps de liaison en essayant de ne pas en oublier (fig. 6). Puis soudez les résistances, les diodes, les supports de CI éventuels (tous les CI peuvent être mis sur support) et finissez par les condensateurs.

Attention : il est tout à fait possible de se passer de supports pour les circuits intégrés, mais il faut alors, impérativement, respecter un délai de 30 s à 1 mn entre chaque soudure sur un même CI : en effet, ces circuits sont extrêmement fragiles et claquent avec une facilité déconcertante (c'est peut-être un peu exagéré, mais il vaut mieux prendre quelques précautions élémentaires en trop plutôt que de se retrouver avec un montage hors d'usage pour une banale faute d'inattention).

Montez les afficheurs sur leur circuit (fig. 7), faites les connexions entre carte principale et affichage avec du fil en nappe de préférence ou du fil à wrapper de différentes couleurs que vous réunirez ensuite en toron à l'aide de ruban isolant. Vous remarquerez au passage que ces connexions afficheurs/CI se font directement, des pattes des afficheurs aux résistances de limitation, ceci afin de ne pas avoir à employer de circuit double face ce qui aurait été obligatoire si l'on avait voulu procéder de manière « imprimée »...

Pour le câblage des interrupteurs et boutons-poussoirs, voici comment procéder : reliez la cosse « masse » au châssis du véhicule, la borne entrée de l'interrupteur à la patte 3 de IC₁, l'une de ses sorties à la borne de sortie en face de IC₁, les sorties CK₁

et CK₂ aux pattes 1 de IC₃ et IC₇ (dans cet ordre). Enfin câblez la LDR qui sera donc montée à demeure sur cette barrette et qui profitera de la découpe des boutons-poussoirs pour détecter les variations de luminosité.

Installation

Vous voici en possession de votre carte montée, de votre bloc d'afficheurs, relié à cette carte, d'une barrette de commandes... Il va maintenant falloir tester et régler tout cela :

– Commencez par vérifier le câblage entre tous les éléments, assurez-vous qu'il n'y ait pas de courts-circuits et que toutes les connexions sont sans défaut.

– Connectez une alimentation 12 V continu sur le module aux points + et C (positif) et M (masse). Mettez sous

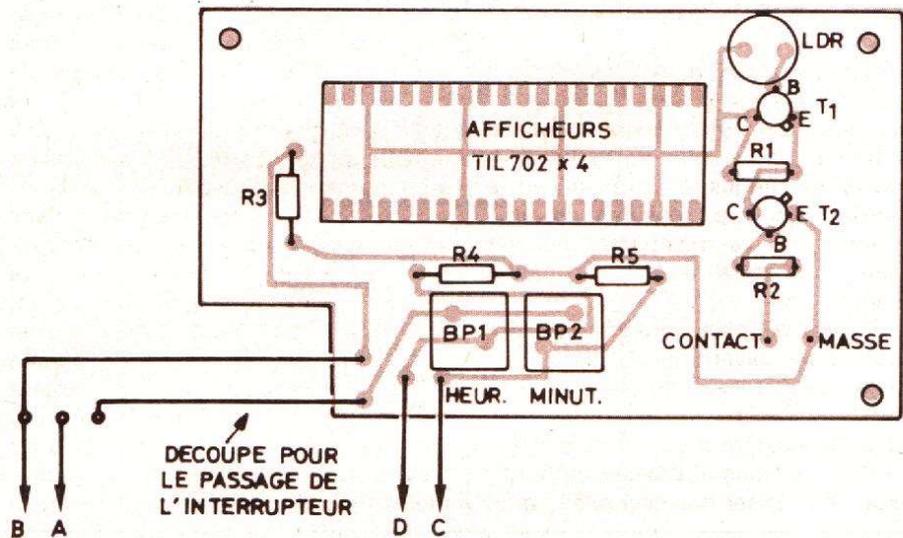


Fig. 7. – Schéma d'implantation des composants de la carte affichage.

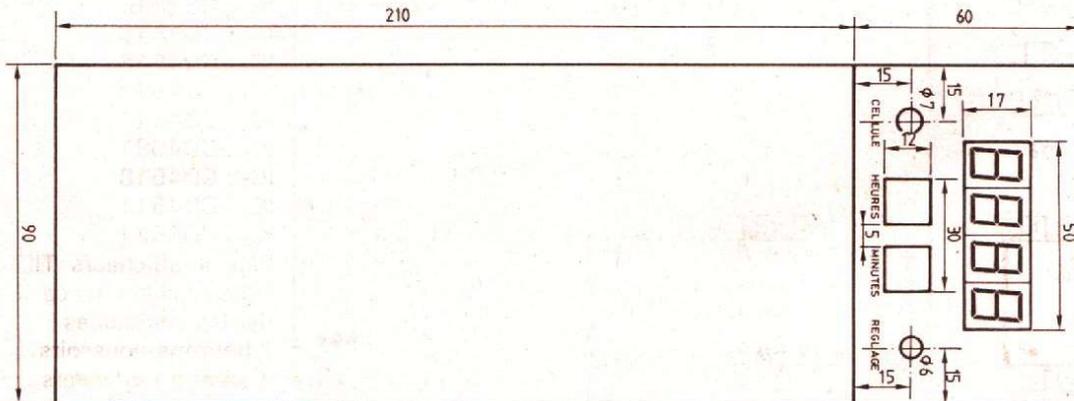


Fig. 8. – Proposition pour une mise en coffret. Sa façade réduite permet de trouver facilement une place sur ou sous le tableau de bord.

tension : il doit s'afficher n'importe quoi mais l'affichage doit rester stable : si les chiffres changent très vite, il y a de fortes chances pour que vous ayez oublié une connexion sur un CI : coupez tout et vérifiez en premier lieu les entrées horloges des 3 x 4518.

– Tout en laissant branchés les fils + et M, débranchez C : les afficheurs doivent s'éteindre. En rebranchant C, tout de suite après, seules les minutes peuvent avoir changé (juste le chiffre des unités).

– Mettez-vous en position réglage grâce à l'interrupteur : les chiffres ne doivent toujours pas bouger. Appuyez sur le BP des minutes, celles-ci doivent alors avancer toutes les secondes... Chronométrez 60 impulsions : si le temps est supérieur à 60 s, R₄ est trop forte, sinon elle est trop faible. Faites jouer R₄ jusqu'à obtention de 60 impulsions pour 60 secondes exactement. Cela fait, votre module est réglé.

– Réappuyez sur le BP des minutes puis, sur celui des heures, toujours dans la position réglage, pour la mise à l'heure... Si aucune anomalie ne s'est présentée jusqu'à présent, votre module peut être considéré comme correct et on va maintenant pouvoir passer à la mise en place dans le véhicule.

La mise en place proprement dite peut se faire suivant deux voies :

– une première solution est la mise en coffret puis l'installation de la chose de manière plus ou moins heureuse sur ou sous le tableau de bord : inutile de préciser que ceci relève d'un

goût et d'une esthétique assez douteux ;

– plus heureuse est l'installation à demeure dans le véhicule à la place de la montre analogique déjà existante ou par encastrement dans le tableau de bord.

Si vous avez déjà une montre analogique, voici comment faire. Pour commencer, démontez-la et extrayez le mécanisme de son boîtier : conservez-le, il vous servira lorsque vous revendrez votre voiture. Découpez dans du carton noir assez fort la forme intérieure de votre boîtier, puis, dans cette forme, découpez la fenêtre des afficheurs (fig. 8). Posez le bloc afficheur sur ce carton au fond du boîtier puis découpez dans du bois tendre de petits coins qui maintiendront fermement le bloc. Collez ces cales au boîtier et aux afficheurs par une colle genre cyanolite, puis refermez le boîtier et remontez-le (en général dans le tableau de bord). Vous aurez compris que dans ce cas, le choix des afficheurs dépend de la taille de la montre que vous avez déjà (afficheurs de 6,3, 8 ou 13 mm). Allez au paragraphe suivant.

Si vous n'avez aucune montre dans votre voiture, il vous faudra l'encastrer : vous devrez donc démonter la planche de bord (en général tenue par 4 ou 6 vis, dont deux sur les côtés en dessous et au moins une sous la boîte à gants). Repérez un emplacement adéquat et découpez une fenêtre sur laquelle vous collerez un morceau de plexi opto rouge. Comme précédemment, faites tenir les afficheurs à

l'aide de cales en bois. Collez le plexi et les cales à la cyanolite.

La planche de bord démontée, profitez-en pour trouver un endroit pratique pour mettre les boutons-poussoirs et l'interrupteur pour le réglage. Découpez suivant le schéma et fixez le tout.

La carte supportant les CI est à fixer solidement dans un endroit protégé à l'intérieur de la planche de bord : elle ne doit pas être visible, puisque tous les réglages et vérifications sont déjà faits. Pour plus de sûreté, vous pouvez la noyer dans une résine opaque ou translucide comme vient d'en sortir « Le Circuit imprimé français ».

Connectez l'entrée + à un + permanent, et l'entrée C à un + commandé par le contact. Branchez le M à la masse et réglez heures et minutes comme décrit précédemment.

Votre montre est en place et terminée... Bonne route.

P. TRUC

Nomenclature des composants

- R₁ : 150 Ω
- R₂ : 220 kΩ
- R₃ : 330 kΩ
- R₄ : 220 k ajustable
- R₅, R₆ : 22 kΩ
- R₇ à R₃₃ : 360 Ω
- R₃₄ : 360 Ω
- R₃₅ : 1,5 kΩ
- C₁ : 1000 μF 35 V
- C₂ : 10 nF
- C₃ : 1,5 μF
- T₁ : 2N1711
- T₂ : 2N2222
- D₁, D₂ : 1N4001
- IC₁ : NE 555
- IC₂ : CD4518
- IC₃ : CD4518
- IC₄ : CD4511
- IC₅ : CD4511
- IC₆ : CD4081
- IC₇ : CD4518
- IC₈ : CD4511
- IC₉ : CD4511

Plus 4 afficheurs TIL702 ou équivalents (suivant place disponible) à cathodes communes

- 2 boutons-poussoirs miniatures
- 1 interrupteur inverseur 2 positions
- fil à wrapper
- 1 LDR

et... du soin, et de la patience.

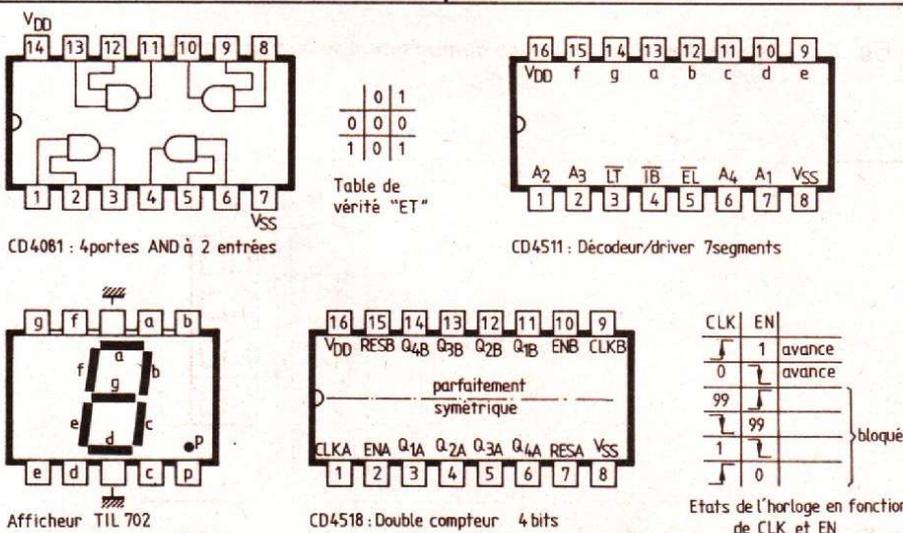


Fig. 9. - Brochage des différents circuits utilisés dans ce montage.

UN MONITEUR-ASSEMBLEUR POUR ORIC 1 et ATMOS

La société VISMO Informatique commercialise depuis quelque temps déjà une cassette pour Oric-1 et Atmos baptisée Monasm qui n'est autre qu'un moniteur et un mini-assembleur pour ces micro-ordinateurs.

La cassette est fournie en version « rapide » (enregistrement à 2 400 bauds) sur les deux faces, contrairement à une pratique bien établie qui consiste à enregistrer une face en rapide et une face en lent. Cette façon de faire se justifie ici car une face est réservée à l'Oric-1 et l'autre à l'Oric Atmos.

Une petite notice de deux pages, faite sur imprimante à aiguilles, accompagne la cassette et permet assez rapidement d'exploiter celle-ci au mieux. La description des fonctions du moniteur que comporte ce programme est suffisamment explicite ; par contre, pour ce qui est de l'assembleur, c'est un peu rapide et un petit exemple (ne serait-ce que de deux ou trois instructions) serait le bienvenu, car la syntaxe utilisée est un peu particulière. Pour la petite histoire, précisons que cette notice comporte bon nombre de fautes de frappe qui se répercutent même sur la boîte de la cassette, puisque l'étiquette de celle-ci est marquée MONAMS alors que le programme est appelé MONASM sur toute la notice (ce qui est logique puisque c'est un MONiteur ASseMbleur) !

Le programme est donc composé de deux sous-ensembles : un moniteur et un mini-assembleur. Le moniteur est très complet et permet d'exploiter (nous allons écrire d'espionner) la mémoire de l'Oric au mieux. On peut, en effet, afficher le contenu de toute une zone mémoire en hexadécimal et en équivalent ASCII ; on peut rechercher une suite d'octets à partir d'une adresse définie ; on peut lancer un sous-programme en langage machine à une adresse quelconque ; on peut désassembler n'importe quelle partie de la mémoire de l'Oric (si vous voulez tout

comprendre de sa ROM Basic !) ; on peut évidemment lire et écrire en mémoire octet par octet et transférer une zone mémoire dans une autre. Enfin, et nous l'avons gardé pour la bonne bouche car c'est une fonction extrêmement intéressante, on peut faire exécuter n'importe quel programme contenu en mémoire en pas à pas à chaque pression sur une touche avec, à chaque fois, affichage du contenu des registres du 6502 sur l'écran. Voilà qui est bien utile pour mettre au point des programmes récalcitrants.

Le mini-assembleur quant à lui est capable d'assembler des mnémoniques 6502 et de générer du code 6502 directement implanté en mémoire à l'adresse de votre choix. Cet assembleur comprend toutes les instructions 6502 ainsi qu'un certain nombre de directives standard telles que : ORG pour définir l'origine du programme, EQU pour définir une

égalité, RSV pour réserver un certain nombre d'octets mémoire, DFB pour définir des constantes en mémoire et ASC pour traduire une chaîne en sa représentation ASCII.

Le fonctionnement de cet assembleur est satisfaisant et très rapide, mais la façon d'écrire les programmes déroute un peu au début ; en effet, il faut passer sous le contrôle du Basic et frapper ceux-ci avec des numéros de ligne comme si c'étaient des programmes Basic. Pour que l'assembleur s'y retrouve, chaque ligne à assembler doit commencer par un guillemet et les étiquettes doivent être suivies par deux points (:). On s'y habitue très vite et, même si l'on trouve cela un peu contraignant, la possibilité d'assembler du code 6502 en quelques secondes compense très largement ce petit désagrément.

En conclusion, nous pensons que VISMO répond, avec cette cassette, à un besoin exprimé par tous les utilisateurs d'Oric qui sont amateurs de langage machine et qui, jusqu'à présent, en étaient réduits à assembler à la main et à examiner la mémoire avec des PEEK et des POKE sans disposer d'aucune possibilité de travail en pas à pas. Pour un investissement minime, la cassette Monasm permet de travailler confortablement en langage machine ; certains trouveront sa présentation et ses dialogues un peu spartiates ; le programme ne comporte pas, il est vrai, de fioritures inutiles, mais offre toutes les fonctions que l'on est en droit d'attendre de lui ; c'est le principal.

C. TAVERNIER



Nota : VISMO Informatique, 84, boulevard Beaumarchais, 75011 Paris, tél. : 16 (1) 338.60.00 et 22, boulevard de Reuilly, 75012 Paris, tél. : 16 (1) 628.28.00.

ABC

de la micro-informatique

Nous allons poursuivre aujourd'hui l'étude des mémoires entamée dans notre précédent numéro avec la présentation des deux grandes familles de RAM : les RAM statiques et les RAM dynamiques. Nous aborderons ensuite le problème des ROM et des PROM, mais, au préalable, il nous faut encore faire un peu d'arithmétique simple qui va nous conduire du binaire au décimal en passant par une nouveauté pour nombre d'entre vous : l'hexadécimal.

Binaire, décimal et hexadécimal

Nous avons présenté dans le premier article de cette série le principe de la numération binaire, sur lequel nous n'allons pas revenir (faites un petit retour en arrière si vous l'estimez nécessaire) ; par contre, arrivé à ce stade de notre étude, il nous faut introduire de nouvelles notions et en particulier celle de numération hexadécimale. Nous avons vu que, pour coder en binaire les chiffres décimaux de 0 à 9, il fallait 4 bits puisque 9 en binaire se représente par 1001. Ces quatre bits sont donc très mal utilisés pour coder du décimal puisque tous les codes supérieurs à 9, c'est-à-dire supérieurs à 1001, ne servent à rien. L'utilisation optimale des bits d'information étant essentielle dans un microcalculateur, les informaticiens ont donc introduit une nouvelle base de numération qui est la base 16 ou base hexadécimale. C'est-à-dire que la

plupart des nombres utilisés en micro-informatique seront exprimés dans la base 16. Rappelons, car c'est une notion que beaucoup ont du mal à assimiler, comment fonctionne une base de numération :

— Lorsque vous parlez du nombre 237 en décimal, cela signifie 2 centaines plus 3 dizaines plus 7 unités ou encore, la numération décimale étant en base 10 : $(2 \times 10^2) + (3 \times 10^1) + (7 \times 10^0)$. C'est-à-dire que vous décomposez le nombre en une somme de puissances successives de la base.

Si, maintenant, vous voulez parler en base 16, vous allez procéder de même, mais ce sera un peu moins naturel car, si vous connaissez les puissances de 10 sans calcul (puisque'il suffit d'ajouter des 0, $10^2 = 100$, $10^3 = 1\ 000$, etc.), il n'en est pas de même de la base 16 et il vous faudra un tableau tel celui de la figure 1 pour vous en sortir. Ainsi, si nous parlons de 162 en

base 16, cela équivaudra à : $(1 \times 16^2) + (6 \times 16^1) + (2 \times 16^0) = 354$ en décimal.

De même, si vous voulez convertir 258 décimal en base 16, il va vous falloir décomposer ce 258 en somme de puissances de 16. Si l'on consulte la figure 1, on voit que 258 peut être mis sous la forme :

$$\begin{aligned} 258 &= 256 + 2 \\ &= (16^2 \times 1) + (16 \times 0) + (16 \times 2); \end{aligned}$$

258 décimal s'écrira donc 102 en base 16.

Pourquoi avoir choisi cette base apparemment peu pratique d'emploi ? Tout simplement parce que le codage sur 4 bits des

chiffres de 0 à 9, dont nous venons de parler, permet en fait de coder 16 valeurs comme le montre le tableau de la figure 1. Il faut tout de suite remarquer dans ce tableau l'apparition de lettres pour représenter des chiffres ; en effet, le code binaire 1010 par exemple correspond à 10 en décimal, mais on ne peut l'appeler 10 en hexadécimal car cela rendrait les nombres illisibles (comment différenciez-vous 310 signifiant 3 puis 10 de 310 signifiant 3 puis 1 puis 0 ?). Il a donc fallu trouver des symboles pour représenter les chiffres hexadécimaux compris entre 10 et 16 et ce sont les premières lettres de l'alphabet qui ont

Décimal	Binaire	Hexadécimal
0	0000	0
1	0001	1
2	0010	2
3	0011	3
4	0100	4
5	0101	5
6	0110	6
7	0111	7
8	1000	8
9	1001	9
10	1010	A
11	1011	B
12	1100	C
13	1101	D
14	1110	E
15	1111	F

Fig. 1. — Tableau des nombres de 0 à 15 en binaire, décimal et hexadécimal.

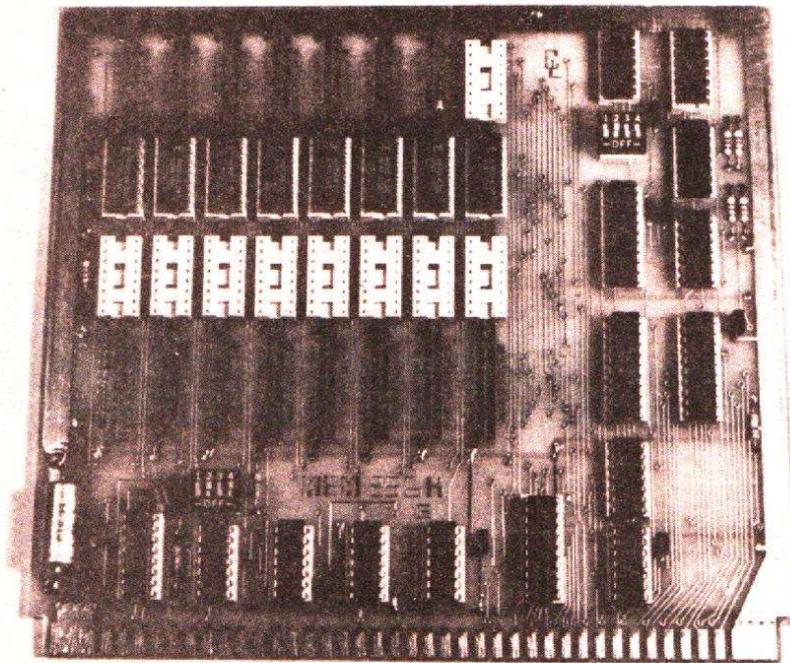


Photo A. — La compacité des RAM dynamiques permet de loger 16 K octets sur une carte de petite taille et...

été retenues, ainsi 10 décimal est A en hexadécimal, etc., jusqu'à 15 décimal qui est F en hexadécimal.

Rassurez-vous, pour faire de la micro-informatique, point n'est besoin de passer son temps à convertir des nombres d'une base à l'autre, des programmes existent et font cela sans même que vous puissiez vous en apercevoir ; par contre, il est important de connaître l'hexadécimal lors de la conception et la manipulation des circuits et plus particulièrement des mémoires, ne serait-ce que parce que les adresses utilisées sont en hexadécimal.

Ceci va vous permettre de comprendre pourquoi dans le paragraphe précédent nous avons parlé de tailles mémoire aussi étranges que 1 024 mots (et non pas 1 000) ou 65 536 mots (et non pas 64 000 ou 65 000). Tout cela vient de la numération hexadécimale ; en effet, supposons une mémoire disposant de 16 lignes d'adresse, nous pouvons donc séparer ces

16 lignes en 4 groupes de 4 ; sur chaque groupe de 4, nous pouvons compter en hexadécimal de 0 à F ; les adresses présentées à notre mémoire vont donc pouvoir varier de 0000 à FFFF. Si vous convertissez FFFF en décimal, cela va vous donner :

$$(15 \times 16^3) + (15 \times 16^2) + (15 \times 16^1) + (15 \times 16^0) = 65\,535$$

Notre mémoire disposera donc d'une capacité de 65 536 (de 0 à 65 535, cela fait 65 536, de même que de 0 à 9 cela fait 10 chiffres !) mots.

Nous reviendrons ultérieurement sur ces notions d'adressage et d'hexadécimal, mais il était nécessaire de l'introduire dès maintenant pour vous familiariser petit à petit avec cette numération particulière un peu déroutante.

Terminologie

Après avoir présenté en douceur les grandes lignes du fonctionnement d'une mémoire, nous devons

vous présenter encore quelques appellations standard que nous allons utiliser dans la suite de cet exposé et qui présentent le mérite (même si c'est parfois le seul) d'être communes à tous les ouvrages et documents sur ce sujet.

Les lignes de sélection de boîtier mémoire s'appellent quasiment toujours E pour Enable (permettre en anglais) ou CS pour Chip Select (selection de la « puce » en anglais) ou CE pour Chip Enable. La ligne lecture/écriture s'appelle quasiment toujours R/W pour Read/Write ou WE pour Write Enable (autorisation d'écriture). Les lignes d'adresse s'appellent toujours A0 à AX, X dépendant de la taille de la mémoire. Les lignes de données ont des appellations qui varient un peu, très souvent l'on trouve D0 à DX, X dépendant de l'organisation en mots de la mémoire. Mais l'on rencontre aussi O0 à OX où O signifie Output (sortie), particulièrement dans les ROM car,

dans ce cas, les lignes de données sont toujours des sorties puisque ces mémoires ne peuvent qu'être lues. Lorsque sur une RAM, il existe des entrées de données pour écrire dans la mémoire et des sorties de données placées sur des pattes différentes lorsque l'on lit dans la mémoire, les appellations DI pour Data In (entrée de donnée) et DO pour Data Out (sortie de donnée) sont généralement utilisées. Enfin, concernant la taille des mémoires, et compte tenu de la numération hexadécimale qui conduit à des nombres « exotiques » (65 536 par exemple), on introduit une pseudo-unité qui est le K ou Kilo et qui vaut non pas 1 000 mais 1 024. Ainsi une mémoire qui dispose de 10 lignes d'adresses pourra contenir 1 024 données (faites le calcul comme nous avons fait dans le paragraphe précédent). On dira que c'est une 1 K ou 1 K-mots. Notre mémoire de 65 536 données sera donc avec cette « unité » une 64 K puisque $64 \times 1\,024 = 65\,536$.

L'organisation de la mémoire complète cette façon de parler quasi universelle, ainsi une mémoire de 1 024 données où les données sont des mots de 8 bits sera une « 1 K-mots de 8 bits » ou une « 1 K-octets » ; notre 64 K organisée en 65 536 mots de 1 bit sera une 64 K ou une 64 Kilobits ou une 64 K-mots de 1 bit.

Ces appellations font un peu jargon pseudo-scientifique, mais, lorsque l'on a pris l'habitude de les manipuler, elles sont bien pratiques ; il est tout de même plus facile de parler d'une 1 K-octets que de dire à chaque fois une 1 024 mots de 8 bits !

RAM statiques et RAM dynamiques

Nous n'avons parlé jusqu'à maintenant que des RAM dans leur ensemble afin de faciliter la première partie de cet exposé ; il nous faut, arrivé à ce stade, vous présenter les deux familles de RAM actuelles : les RAM statiques et les RAM dynamiques.

Tout d'abord pourquoi deux familles, quels sont les avantages et les inconvénients de l'une et de l'autre ?

La raison d'être de ces deux familles est due à la limitation de nos possibilités d'intégration et également à des impératifs de réduction de consommation des boîtiers. Dans une RAM statique, chaque cellule mémoire élémentaire, c'est-à-dire chaque bit d'information à mémoriser, l'est au moyen d'une bascule à transistors. Selon l'état de la bascule, l'information mémorisée est un 1 ou un 0 ; or comme chacun sait, pour faire une bascule il faut au minimum deux transistors. En fait, pour que cette bascule soit adressable, ce qui est indispensable dans une mémoire, le schéma de la bascule se complique un peu et prend l'aspect indiqué figure 2. Nous voyons donc que des mémoires de ce type auront un avantage majeur : une fois que l'information a été écrite dans la bascule (c'est-à-dire une fois que l'on a fait basculer celle-ci dans un état) et tant que la mémoire restera alimentée, il n'y aura rien à faire pour maintenir l'information, la bascule ne risquant pas de changer d'état toute seule. Par contre, ces mémoires seront grosses consommatrices de transistors puisque

le schéma de la figure 2 se reproduira autant de fois qu'il y aura de bits à mémoriser (8 192 fois par exemple dans une 1 K-octets) ; qui dit beaucoup de transistors dit également une consommation électrique importante, cela semble logique.

Pour palier ces « défauts », les concepteurs de circuits intégrés ont imaginé les RAM dynamiques. Dans une RAM dynamique, l'information à mémoriser n'est plus stockée sous forme d'état d'une bascule mais est emmagasinée dans un condensateur ; ainsi, par exemple, pour mémoriser un 1, on chargera un condensateur et pour mémoriser un 0, on le déchargera. Dès lors, le schéma d'une cellule mémoire élémentaire de RAM dynamique est très simple comme le montre la figure 3, d'autant plus que le condensateur n'existe pas réellement car il est en fait constitué par la capacité parasite grille-source du transistor MOS.

La simplification, par rapport aux RAM statiques, est évidente ; les RAM dynamiques auront donc une

capacité plus importante que les RAM statiques puisque le nombre de transistors que l'on sait intégrer sur une puce de silicium est constant et qu'il faut aux RAM dynamiques moins de transistors par bit. De même la consommation sera beaucoup moins importante, à taille mémoire égale, puisqu'il y aura moins de transistors. Mais, car il y a un « mais », les RAM dynamiques présentent un défaut qui était encore très gênant il y a un an ou deux et qui s'estompe un peu avec les progrès technologiques : le condensateur qui mémorise l'information, comme tout condensateur qui se respecte, se décharge lentement et il faut régulièrement venir régénérer son contenu sous peine de le voir disparaître au fil du temps. Cette opération de régénération de l'information mémorisée s'appelle le rafraîchissement de la mémoire. Physiquement, cette opération consiste à venir lire le contenu de chaque condensateur de la mémoire et à recharger ceux-ci avec la valeur qui y a été lue. Cette opération serait

très complexe à réaliser depuis l'extérieur de la mémoire, aussi les fabricants ont-ils simplifié un peu ce procédé en ajoutant une circuiterie interne adéquate qui fait que, pour l'utilisateur, l'opération de rafraîchissement se limite à une lecture régulière des lignes de la mémoire. Il va de soi que, même malgré cette simplification, l'emploi des RAM dynamiques est beaucoup plus délicat que celui des RAM statiques puisqu'il faut prévoir un dispositif permettant de réaliser ce rafraîchissement d'une part et que, d'autre part, pour être réalisé correctement, ce rafraîchissement demande le respect de chronogrammes de façon assez précise.

Un autre problème vient se greffer sur celui-ci : les adresses des RAM dynamiques sont multiplexées pour réduire le nombre de pattes nécessaires sur le boîtier, comme nous allons le voir.

Malgré ces « défauts », les RAM dynamiques sont très largement employées et sont en plein essor car ce sont les seuls types de mémoires qui permettent

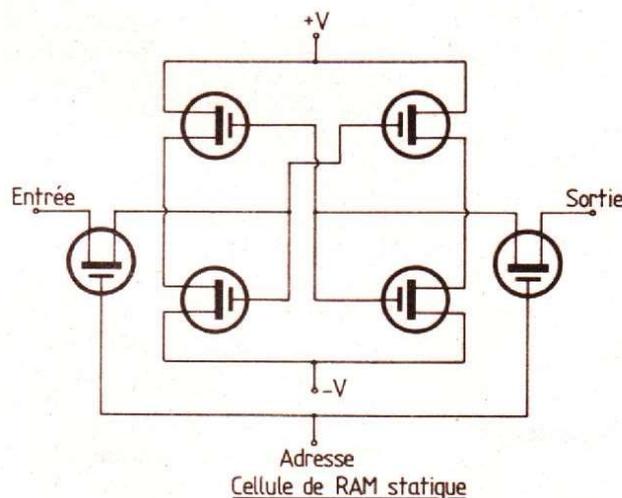


Fig. 2. — Cellule mémoire élémentaire d'une RAM statique.

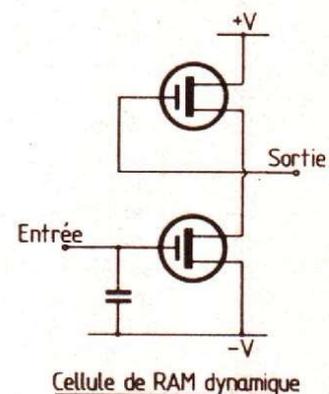


Fig. 3. — Cellule mémoire élémentaire d'une RAM dynamique.

de grouper en un et unique boîtier à 16 pattes 65 536 bits ayant un temps d'accès de 150 ns ! Et encore, une 256 K-bits est en préparation !

Avant d'en conclure avec cette présentation comparative des RAM statiques et dynamiques, précisons qu'il existe un rapport 4 entre la capacité maximale d'une RAM statique et d'une RAM dynamique. L'on sait faire des RAM statiques jusqu'à 16 K-bits et des RAM dynamiques jusqu'à 64 K-bits. Ce rapport est logique et est constant malgré les évolutions technologiques puisqu'il faut 4 fois moins de transistors pour réaliser une cellule élémentaire de RAM statique que de RAM dynamique.

Nous en resterons là pour ce qui est de la réalisation interne de ces mémoires ; une étude plus poussée relevant d'un

cours de conception de circuits intégrés. Par contre, nous allons voir comment sont organisés les sous-ensembles contenus dans un boîtier mémoire car cela est très utile pour comprendre par la suite les schémas d'utilisation de ceux-ci.

Architecture interne

Une mémoire, quelle qu'elle soit, est organisée en matrice (voir notre article précédent qui montrait une matrice de diodes LED) de chaque cellule élémentaire se trouve à l'intersection d'une ligne et d'une colonne. Cet arrangement est transparent du point de vue utilisateur et lorsque vous adressez le 128^e mot d'une mémoire, vous n'avez pas à savoir qu'il est sur la X^e ligne et la Y^e colonne. Comme le montre la figure 4 qui présente l'orga-

nisation interne d'une ROM, les lignes d'adresse de la mémoire entrent sur un circuit de décodage qui les répartit sur les entrées lignes et colonnes de la matrice mémoire proprement dite. Les données issues de cette matrice mémoire passent dans des amplis réalisant l'isolement des cellules mémoire par rapport au monde extérieur et aussi l'adaptation aux normes TTL. De plus, ces amplis sont du type trois états et ils sont activés par la (ou les) entrée(s) CS de la mémoire de façon à ne présenter des données en sortie que lorsque le boîtier est validé par son entrée CS (Chip Select, voir ci-avant).

La structure interne d'une RAM statique diffère peu de ce schéma, comme le montre la figure 5. Seuls les amplis de données sont différents puisqu'ils doivent être bidirectionnels (car l'on

peut lire et écrire dans la mémoire) ; leur sens de fonctionnement étant commandé par la ligne R/W de la mémoire.

Une RAM dynamique par contre est un peu plus complexe au point de vue interne pour deux raisons ; la première est liée à la présence des circuits d'aide au rafraîchissement et la deuxième est due au fait que les lignes d'adresse sont multiplexées c'est-à-dire qu'une mémoire RAM dynamique de 64 K qui nécessite donc 16 lignes d'adresse n'en aura que 8. Il faudra donc présenter l'adresse à la mémoire en deux fois, en indiquant à chaque fois au moyen d'une ligne appropriée quelle est la partie des 16 bits présentée sur les lignes d'adresse. Cela se fait au moyen de deux lignes appelées RAS pour Row Address Strobe (validation d'adresse ligne) et CAS pour Column Address Strobe (validation d'adresse colonne). Il faut procéder de la façon suivante :

- on présente sur les 8 lignes d'adresse les 8 bits de poids fort de l'adresse complète,
- on valide pendant un temps dépendant du type de mémoire le signal RAS,
- on présente ensuite sur les 8 lignes d'adresse les 8 bits de poids faible de l'adresse complète,
- on valide pendant un temps dépendant du type de mémoire le signal CAS,
- on peut ensuite lire les données ou les écrire dans la mémoire comme pour les RAM statiques.

Cette façon de concevoir les RAM dynamiques permet de n'avoir sur un boîtier 64 K que 8 pattes au lieu des 16 qu'il aurait fallu sans cet artifice, ce qui permet de réaliser des RAM

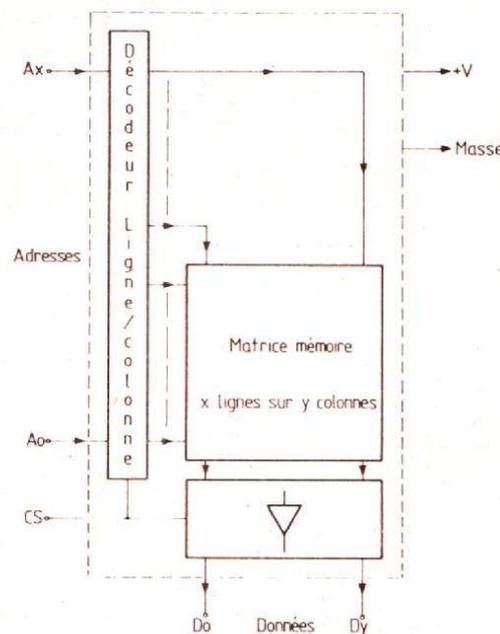
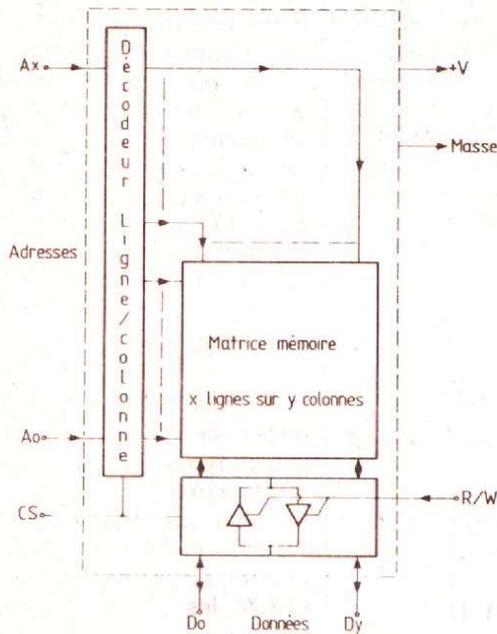


Fig. 4. — Architecture interne d'une ROM. Fig. 5. — Architecture interne d'une RAM statique.

64 K-bits en boîtier 16 pattes. Par contre, comme le confirme le schéma de la figure 6, la mémoire est un peu plus complexe puisqu'il faut qu'elle mémorise les deux parties de l'adresse qui lui sont présentées successivement.

Nous en resterons là pour cette présentation des RAM statiques et dynamiques ; ce que nous avons exposé étant très largement suffisant pour permettre une bonne approche de tous les schémas courants en micro-informatique. Nous allons maintenant consacrer quelques lignes aux mémoires mortes ou ROM qui, bien que plus simples au point de vue structure interne que les RAM, sont divisées en de nombreuses familles aux applications et possibilités très diverses.

Généralités

Ainsi que nous l'avons dit le mois dernier, les ROM ou Read Only Memory (mémoire à lecture seule) sont des circuits dont le contenu est défini une fois pour toutes lors d'une opération appelée la programmation de la ROM et, en principe, ce contenu ne peut plus être modifié par la suite. Cette affirmation est vraie pour toutes les ROM en ce sens que la modification du contenu ne peut avoir lieu simplement comme pour les RAM en écrivant de nouvelles données dans la mémoire ; par contre, certaines ROM peuvent être modifiées même après leur programmation initiale lors d'une opération appelée l'effacement. Ce sont ces diverses possibilités qui conduisent à classer les ROM en diverses familles.

Nous allons donc étudier successivement les ROM ou mémoires mortes

« vraies », c'est-à-dire ne pouvant plus être modifiées par la suite et ne pouvant être programmées que par leur fabricant ; les ROM pouvant être programmées par l'utilisateur mais ne pouvant être modifiées par la suite ; les EPROM ou UVROM qui peuvent être programmées par l'utilisateur et peuvent être modifiées par la suite après avoir été effacées par exposition à un rayonnement ultraviolet (EPROM signifie Erasable Programmable Read Only Memory, soit mémoire programmable et effaçable) et les dernières venues, les EAROM qui peuvent être programmées par l'utilisateur et effacées par application d'une tension adéquate sous certaines conditions (EAROM signifie Electrically Alterable Memory, soit mémoire altérable électriquement).

Les ROM

Ces mémoires, programmables par leur fabricant et impossibles à modifier par la suite, portent aussi le nom de ROM programmables par masque. Ce sont des mémoires, généralement de très grande capacité (on sait faire jusqu'à

32 Ko), qui lors de leur fabrication même, c'est-à-dire lors des opérations de masquage du circuit intégré, reçoivent les données à contenir. Ces données sont donc inscrites à vie dans la mémoire, un peu comme des pistes de circuit imprimé que vous graveriez sur un morceau d'époxy. Il est donc évident que ce contenu ne peut être modifié puisqu'une telle modification équivaldrait à corriger le schéma interne du circuit intégré, ce qui n'est évidemment pas possible ; mais, il est malheureusement tout aussi évident que seul le fabricant du circuit intégré peut réaliser une telle programmation puisque celle-ci a lieu lors de la fabrication de la mémoire. Cela signifie donc que ces ROM sont réservées à des applications où un nombre important de mémoires identiques seront utilisées (programmeur de machines à laver par exemple) car les frais de réalisation d'un masque de programmation sont très importants et ne peuvent être amortis que par la production d'un grand nombre de circuits. L'amateur n'a donc que très rarement à faire à de telles mémoires

sauf dans quelques cas particuliers. En effet, certains produits sont plus ou moins standard, ce qui a poussé les grands fabricants de circuits intégrés à réaliser des mémoires utilisables dans de nombreuses applications ; on peut ainsi citer : les mémoires génératrices de caractères, utilisées dans tous les systèmes de visualisation de texte sur écran TV, les mémoires contenant des programmes de calculs classiques pour certains microprocesseurs, etc.

Ces mémoires sont toujours réalisées en technologie MOS car leur intérêt essentiel est leur capacité importante et, si vous revoyez ce que nous avons expliqué le mois dernier au sujet des problèmes de dissipation thermique, vous comprendrez facilement qu'il est impossible de faire 32 Ko de ROM en transistors bipolaires !

Le prix de ces ROM programmables par masque est très variable compte tenu des problèmes d'amortissement des frais de masque évoqués ci-avant ; pour les produits de grande diffusion tels que les générateurs de caractères, il faut compter sur un prix unitaire de l'ordre de 60 à 80 F pour des mémoires dont la taille oscille autour de 16 à 20 K-bits.

Les PROM

Hormis les ROM évoquées ci-avant, tous les autres types de ROM sont programmables, cependant et d'un commun accord, tous les utilisateurs de ces produits désignent par PROM les ROM qui peuvent être programmées par l'utilisateur mais non effacées. Nous respecterons donc cette « norme » de fait.

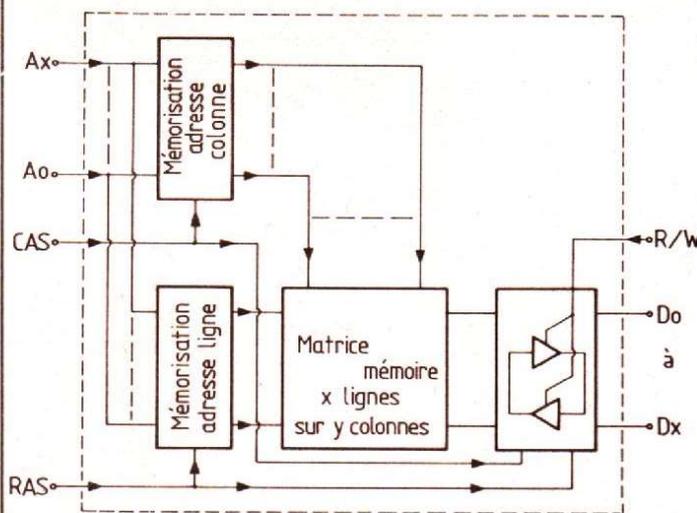


Fig. 6. — Architecture interne d'une RAM dynamique.

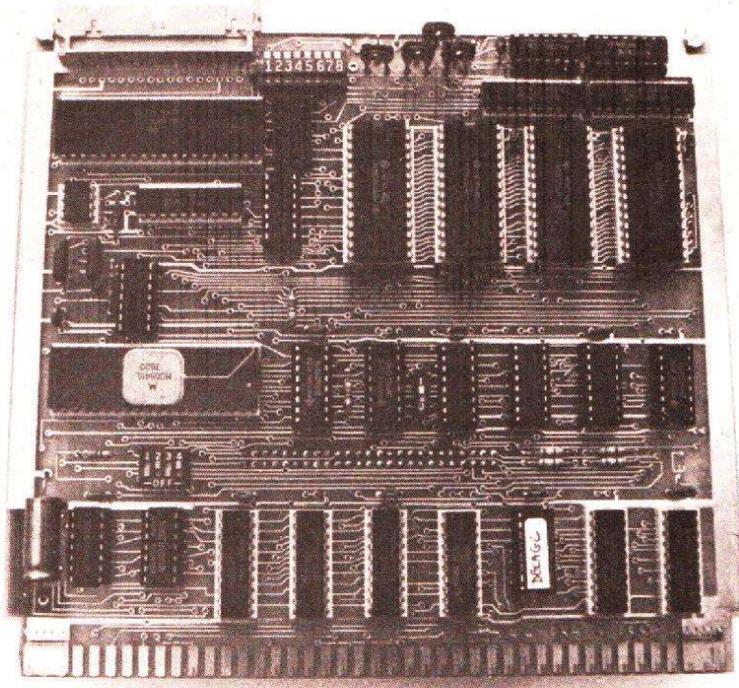


Photo B. — ... jusqu'à 256 K-octets sur une carte à peine plus grande.

Les PROM sont des mémoires qui, par leur structure interne, diffèrent assez fortement des ROM MOS vues précédemment, ne serait-ce que parce que les PROM sont toujours des circuits bipolaires, nous allons voir pourquoi. Considérons la figure 7, c'est une matrice de diodes comme nous en avons déjà vu lors de l'étude des afficheurs opto-électroniques. Lorsque la matrice est dans cet état, l'application d'un niveau logique 1 à n'importe quelle entrée fera apparaître des 1 sur toutes

les sorties ; par contre, si l'on enlève des diodes en certains points de la matrice, l'application de 1 sur les entrées ne fera plus apparaître que des 1 sur les sorties, mais il y aura des 0 sur les colonnes où manquent les diodes. Nous aurons donc programmé des valeurs fixes dans notre matrice.

Ce mécanisme est, à peu de chose près, celui employé dans les PROM, aussi appelées PROM fusibles ; en effet, ces PROM contiennent, lorsqu'elles sont vierges (c'est-à-dire

lorsque l'on vous les livre, avant toute programmation) une matrice de diodes intacte, mais chaque diode est en série avec un petit fusible comme indiqué figure 8. La programmation va consister, comme pour notre matrice de la figure 1, à enlever des diodes en certains points, cet « enlèvement » ayant lieu en faisant fondre les fusibles concernés au moyen d'une circuiterie externe adéquate.

Sous réserve d'avoir cette circuiterie externe, qui n'est autre qu'un program-

mateur de PROM fusibles, l'utilisateur peut donc programmer ce qu'il veut dans une telle PROM ; par contre, il est évident que l'effacement est impossible puisqu'il faudrait rétablir des connexions détruites. La seule chose possible est que, si vous avez oublié de faire sauter des fusibles en certains points, vous pouvez, à n'importe quel moment, compléter la programmation de la mémoire en faisant sauter les fusibles oubliés.

Une telle mémoire, une fois programmée, conserve l'information indéfiniment, c'est donc bien une ROM.

Les fusibles dont nous avons parlé ci-avant ne sont pas une vue de l'esprit et, bien que cela surprenne nombre de gens, ils existent bel et bien dans la mémoire sous forme d'un petit filament de nickel-chrome de quelques microns de longueur et la programmation les fait réellement fondre.

Il est évident qu'une telle opération dégage des calories au sein de la puce de silicium qui constitue la mémoire et qu'elle doit être menée avec précaution. Les fabricants de PROM indiquent donc des niveaux de tension et des chronogrammes précis à respecter pour

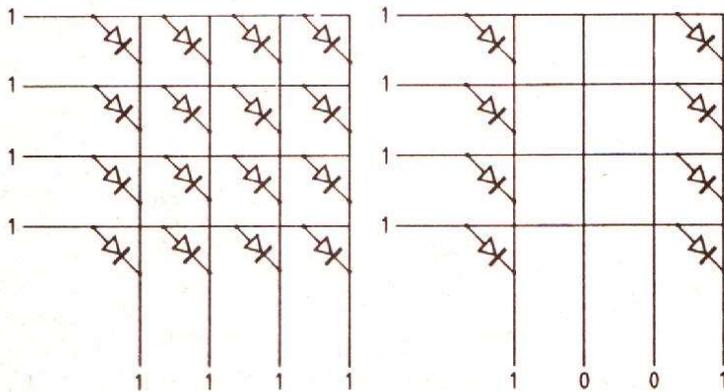


Fig. 7. — Matrices de diodes vierge et « programmée » par enlèvement de certaines diodes.

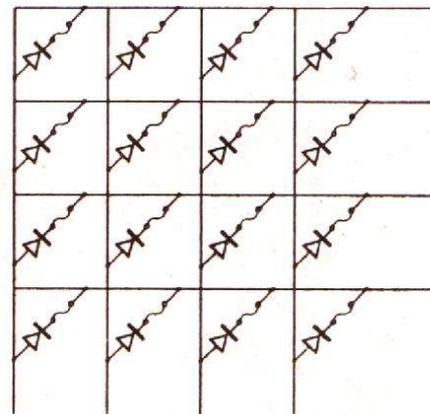


Fig. 8. — Zone mémoire d'une PROM à fusibles.

mener à bien cette programmation.

Les avantages des PROM bipolaires sont indéniables ; on peut citer :

- La possibilité de programmation selon le besoin, ce qui réduit la taille des stocks, puisqu'il suffit de disposer de PROM vierges.
- La rapidité de l'opération de programmation qui se chiffre en millisecondes.
- Le faible coût des PROM bipolaires de petite taille.
- Le très grand choix proposé par les divers fabricants de circuits intégrés.
- La possibilité d'échange « pin for pin » (c'est-à-dire sans modifier quoi que ce soit au câblage) de bon nombre de PROM entre divers fabricants.
- Le temps d'accès extrêmement faible de telles mé-

moires (c'est normal puisque ce sont des circuits bipolaires) qui varie de 80 ns pour les plus lentes à 20 ou 30 ns pour les plus rapides.

Par contre, ces nombreux avantages sont compensés par de non moins nombreux inconvénients :

- La dissipation de ces PROM (qui sont des mémoires à transistors bipolaires) est très importante.
- Le prix des PROM de forte capacité est très élevé (200 F pour une 2 K-mots de 8 bits).
- Les programmeurs sont assez complexes à réaliser.
- Les mémoires de divers fabricants, même si elles sont compatibles en lecture ne le sont pas en programmation, ce qui impose

d'avoir un programmeur par famille de PROM

La synthèse des avantages et des inconvénients rejoint la pratique et l'on constate que, hormis dans les calculateurs très rapides, les PROM fusibles sont surtout utilisées dans les versions de faible capacité telles que 32 mots de 8 bits, 256 mots de 4 bits ou 512 mots de 4 bits pour des fonctions... logiques. Nous verrons en effet que de telles mémoires se prêtent remarquablement bien à la réalisation de fonctions logiques complexes et qu'un boîtier 16 pattes peut ainsi remplacer les 10 ou 12 boîtiers TTL classiques qui auraient été nécessaires pour accomplir la même fonction. Les réalisateurs de notre ordinateur individuel décrit dans ce

numéro l'ont d'ailleurs déjà constaté, car de telles mémoires sont utilisées pour les décodages d'adresses. Nous reviendrons plus avant dans cette série sur ce principe d'utilisation un peu surprenant au premier abord.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui car les familles de ROM qui nous restent à décrire constituent un gros morceau et occuperont à elles seules la quasi-totalité d'un article, dans lequel vous seront présentés ces sigles mystérieux que l'on rencontre dans toutes les publications spécialisées : UV PROM, EPROM, EAROM, EEPROM, etc.

C. TAVERNIER

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

(suite de la page 134)

RR - 07.12 : M. Georges MONTEUX, 25 MONTBELIARD, nous demande :

- 1° le schéma de diverses sondes (sans précisions) pour oscilloscope ;
- 2° le schéma d'un transverter 28 MHz → 144 MHz ;
- 3° les caractéristiques et correspondances du transistor 2 SB 60.

1° Parmi les sondes pour oscilloscopes, nous relevons les articles suivants auxquels vous pourriez avantageusement vous reporter :

- Sonde détectrice HF pour oscilloscope, « Haut-Parleur » n° 1610, page 99.
- Sondes et cordons pour oscilloscope, « Radio-Plans » n° 406, page 37.
- Sonde préamplificatrice, Radio-Plans n° 407, page 33.
- Sonde démodulatrice, « Radio-Plans » n° 409, page 83.

2° Un montage de transverter 28 MHz → 144 MHz est décrit dans l'ouvrage « L'émission et la réception d'amateur », 11^e édition, à partir de la page 438, auquel

nous vous prions de bien vouloir vous reporter (ouvrage en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

3° Caractéristiques maximales du transistor 2 SB 60 (BF) : Germanium PNP : 20 V ; 50 mA ; 0,15 W. Correspondances : AC 122, AC 125, AC 126, AC 151, 2N 1191 ou 1194.

RR - 07.13-F : M. Thierry OGER, 43 LE PUY, nous demande les caractéristiques, brochage et schéma d'application du circuit intégré TDA 1010.

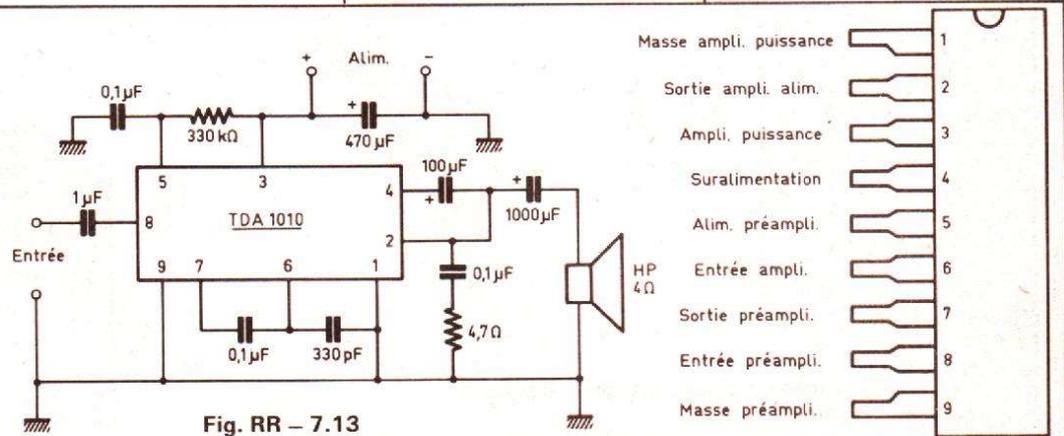
Voici les caractéristiques maximales du circuit intégré TDA 1010 :

Il s'agit d'un amplificateur BF de 6 W maximum. Tension d'alimentation = 6 à 24 V ; gain en tension = 54 dB ; impédance d'entrée = 30 kΩ ;

puissance de sortie = 6 W pour 14 V d'alimentation et sur une charge (HP) de 4 Ω, avec distorsions totales de 10 %.

Brochage et schéma d'application : voir figure RR-07.13.

(suite page 152)



(suite de la page 151)

RR - 08.06 : M. François NOVACK, 75010 PARIS, nous demande :

1° comment déterminer si un circuit intégré est bon ou mauvais ;

2° des renseignements complémentaires concernant l'horloge décrite dans le n° 43 d'Electronique Pratique ;

3° s'il est possible de prévoir l'affichage digital de la tension à la sortie de l'alimentation décrite dans le n° 50 d'Electronique Pratique.

1° On peut déterminer si un circuit intégré est bon ou défectueux en mesurant les diverses tensions qui doivent être présentes à ses bornes et en comparant les mesures obtenues avec les tensions normales qui sont généralement indiquées dans la documentation technique et sur le schéma se rapportant à l'appareil considéré. Bien entendu, avant de décréter que le circuit intégré est défectueux, il faut s'assurer par ailleurs que l'éventuelle tension incorrecte mesurée n'est pas provoquée par un défaut d'un circuit ou d'un composant extérieur.

2° Dans le montage de l'horloge décrite dans Electronique Pratique n° 43, c'est bien un afficheur ou des afficheurs à cathodes communes qu'il convient d'utiliser (voir page 103, figure 4). Mais dans ce cas, attention, le circuit « cathodes communes » doit être relié à la masse ou si vous préférez au négatif de l'alimentation (et non pas au +).

3° Dans le montage d'alimentation décrit dans le n° 50 d'Electronique Pratique, page 77, si vous désirez un affichage numérique de la tension, il suffit de prévoir un voltmètre digital connecté en parallèle sur les douilles de sortie du montage.

Des descriptions de voltmètres digitaux ont déjà été publiées dans nos revues suivantes parmi lesquelles vous pourriez faire votre choix :

Electronique Pratique numéros 52 (p. 119) et 66 (p. 66).

Haut-Parleur numéros 1637 (p. 237), 1640 (p. 174), 1641 (p. 158), 1642 (p. 186), 1643 (p. 157), 1644 (p. 213) et 1679 (p. 83).

COMPTOIR OUTILLAGE-JARDINAGE

94, quai de la Loire - Face au 41 bis
75019 PARIS — Métro Crimée — Tél. 205.03.81

Parking dans la cour.

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 et V
Débit 2200 l/h. Hauteur d'aspiration 7 m
Livré avec raccord 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 **TYPE 80**
220 V/300 W 220 V/150 W
Ht. de refoulement 500 m. Ht. de refoulement 40 m.
Ø 96 mm. Haut. 330 mm. Ø 160 mm. Haut. 330 mm.
Débit maxi 1800 l/h. Débit maxi 2500 l/h.
Poids 7 kg. Poids 6 kg.

POMPE UNIVERSELLE IMMERGEE
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 nylon. Garniture mécanique. Axe en acier. Pression d'utilisation max. 8 bars. 220 V. 600 W.
Prix **1800 F**

MOTO-POMPE PORTATIVE
Pompe auto-amorçante portative 2 temps, refroidissement par air 27,2 cm³, 5500 tr/min. Pompe : débit 7 m³/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
• VIDA2-2 l/s 220 V. Poids 19 kg **630 F**
• VIDA4-3,5 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
500 F

CONTACTEUR A FLOTTEUR
Adaptable sur ces 3 types de pompes, pour mise en route et arrêt automatique
190 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 **490 F**

PROMOTION NOUVEAUTE

- Moteurs-pompe pour machines à laver à partir de **100 F**
- Plaques de cuisson. Ø 145 - Ø 180 - Ø 220
- Poste de soudure avec Kit chalumeau réglable + 4 buses + allumeur + lunette + clé. L'ensemble **430 F**
- Rabot électrique. 450 W. L 82 **480 F**
- Scie sauteuse. 230 W **320 F**
- Ponceuse vibrante. 180 W **290 F**
- Parcuses Professionnels 2 vitesses 500 W à partir de **390 F**
- Polisseuses d'établi. Professionnels. 200 mm. 220 V. 1 CV **940 F**
- Polisseuses d'établi. Professionnels. 200 mm. 380 V. 3 CV **860 F**
- Meuleuse droite. Professionnels. Ø127. 220 V **1200 F**
- Meuleuse d'angle. Ø 230 2000 W **690 F**
- Meuleuse d'angle. Ø 115 550 W **460 F**
- Brise béton pneumatique **2240 F**
- Tourlet d'établi. Ø125 **320 F**
- Scie sauteuse. Professionnel. 2 vit **840 F**
- Tondeuse à gazon à main **140 F**
- Scie circulaire. Ø160. 1200 W **830 F**
- Etau d'établi. 100 mm **200 F**
- Etau d'établi. 125 mm **280 F**

MARTEAU

ELECTRO-MECANIQUE
Type IE-20 - 220 V/450 W.
Adaptateur rotation/percussion
Poids 5 kg. Livré avec 1 poinçonneur et 1 burin en malette métallique.
Prix **980 F**

MARTEAU PERFORATEUR ELECTRO-PNEUMATIQUE «RYOBI»
220 V/550 W. Double isolation. Vanateur électronique de 0 à 600 tr/min. Poids 7 kg.
Prix **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**

PISTOLET A SOUDER
220 V/110 W.
Double isolation.
Temps de chauffage : 3 s.
Eclairage.
Livré avec 3 pannes et un clef de montage.
Prix **76 F**

«BON DE COMMANDE RAPIDE»

NOM
Adresse
Code postal
J'ai choisi N° Tél. :
Règlements : Comptant à la commande par :
Chèque bancaire C.C.P. Mandat

POUR LE JARDIN

TRONÇONNEUSES ELECTRIQUES

Prix **780 F**
Ryobi 1250 W - 220 V.
Type CS-360 Double isolation
Longueur de coupe 360 mm.
Poids 3,9 kg.

DEBROUSSAILLEUSE

Nouveau modèle avec allumage électronique
Moteur «KAWASAKI» 2 temps 24 cm³. Carburateur à diaphragme, fonctionnement en toutes positions. Idéale (pour l'élagage), taille de haies, etc. Poids 5,5 kg.
Prix **1590 F**

TAILLE HAIES

Longueur de coupe 270 mm. Double tranchant. Auto-affûtage. 220 V secteur et batterie incorporée avec chargeur. 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 étagés
• Vignes
• Fruitiers
Comprenant 1 moteur 2 temps, refroid. par air 22,6 cm³, 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**
Belle présentation

CHARGEUR DE BATTERIES

Très grande marque.
Type ACS-7. 6 et 12 V. 2 affûres (7 A auto-réglée) contrôle par ampèremètre. Protection totale et automatique. Equipé de pinces
240 F

CHARGEUR DE BATTERIES

220 V
Double isolation
12 V - 5 A.
Ampèremètre
Disjoncteur automatique. Equipé de pinces de sécurité.
Prix **98 F**

LES COMMANDES SONT ENREGISTREES EN FONCTION DE LA DISPONIBILITE DE NOS STOCKS

EXPEDITIONS. Règlement total à la commande. Port P.T.T. jusqu'à 5 kg : 35 F. Au-dessus de 5 kg, port payable à la livraison.

OUVERT TOUS LES JOURS de 9 h à 12 h 30 et de 14 à 19 h (sauf dimanche et jours fériés).

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

LES PORTES LOGIQUES

En résumé, vous allez apprendre ce mois-ci...

Le niveau logique d'entrée appliqué à une porte peut être une tension continue ou un signal rectangulaire.

La porte ET donne un niveau logique 1 à sa sortie X si ses entrées A et B sont à l'état 1.

La formule de la fonction ET s'écrit : $X = A.B$.

Le logigramme électrique d'une porte ET se compose d'interrupteurs en série.

La porte OU donne un niveau 1 en sortie si l'entrée A ou l'entrée B est au niveau 1.

La formule de la fonction OU est : $X = A + B$.

L'équivalent électrique d'une porte OU se représente par des interrupteurs en parallèle.

La fonction NON, appelée aussi « négation » ou « inversion » se matérialise par un inverseur.

La formule de la fonction NON s'écrit simplement : $X = \bar{A}$, dont la barre indique l'inversion. On dit que X est le complément de A.

Si l'entrée unique A d'une porte NON est au niveau 1, sa sortie X se trouve au niveau 0. Inversement, lorsque A = 0, X = 1.

La fonction NON est réalisée par un transistor monté en émetteur commun.

La fonction NAND se compose d'une porte ET suivie d'un inverseur.

Si les entrées A et B de la porte NAND sont au niveau logique 1, la sortie X est à l'état 0. Dans tous les autres cas, X = 1.

La formule de la fonction NAND est $X = \overline{A.B}$.

Une porte NAND est équivalente à un inverseur si ses entrées sont toutes reliées ensemble.

Une porte NAND suivie d'un inverseur est équivalente à un circuit ET.

Des fonctions plus complexes s'obtiennent en connectant ensemble plusieurs portes.

Il ne faut jamais relier ensemble plusieurs sorties de portes TTL.

La fonction ET

En guise d'introduction, nous avons présenté le mois dernier la fonction ET. Nous avons vu qu'une porte ET pouvait se représenter sous forme mécanique (interrupteurs en série), électrique (avec des diodes) ou électronique (avec un circuit intégré).

Dans la vie courante, nous rencontrons beaucoup d'événements se rapportant à cette fonction. Citons les portes d'une rame de métro, le train ne peut démarrer que si elles sont toutes fermées.

Sur un circuit intégré

TTL, toutes les entrées doivent être au niveau 1 pour recueillir, en sortie également, un « 1 ». Vous avez pu expérimenter une porte logique ET avec un circuit 7408 placé sur une plaque de connexion. En branchant des tensions de + 5 V (état logique 1) sur les entrées, l'état de la sortie peut être contrôlé par une diode électroluminescente. Ces tensions sont statiques, nous pouvons les remplacer par des signaux rectangulaires d'amplitude + 5 V, comme cela est montré sur la figure 1. L'impulsion positive de sortie obéit à la loi : $X = A.B$.

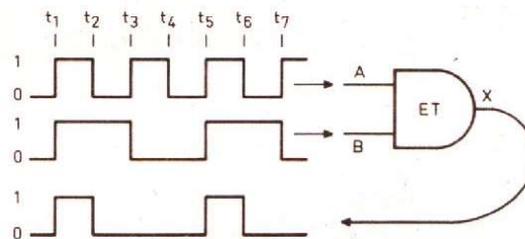
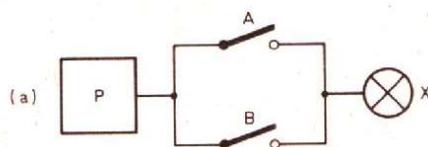


Fig. 1. — Les signaux rectangulaires appliqués aux entrées ne donnent un niveau 1 en sortie que pendant les temps T_1 , T_2 et T_5 , T_6 pendant lesquels $A = B = 1$.



(b)

A	B	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Fig. 2. — Logigramme électrique d'une porte OU (en a) et sa table de vérité (b).

La fonction OU

Pour la démonstration, nous gardons les mêmes composants (pile, lampe et deux interrupteurs), mais en disposant cette fois-ci les interrupteurs en parallèle, le fonctionnement du circuit est complètement changé (fig. 2a). Il suffit qu'un seul interrupteur soit fermé pour que la lampe soit allumée. En d'autres termes, il faut que : $A = 1$ ou $B = 1$ pour que $X = 1$. Nous sommes en présence d'un circuit logique OU. En étudiant les quatre possibilités d'ouverture et de fermeture des deux interrupteurs, nous constatons que c'est pour seulement $A = B = 0$ que nous avons $X = 0$, ce qui est résumé dans la table de vérité de la figure 2b.

Cette fonction OU s'exprime par la relation :

$$X = A + B$$

(se lisant : « X égal A ou B »).

Le signe X est parfois remplacé par la lettre V : $X = A \vee B$, mais cette écriture devient de plus en plus rare.

Au point de vue représentation schématique, nous donnons, figure 3, le symbole le plus courant (a) que nous adopterons par la suite, celui créé par l'AFNOR (b) ; c'est un carré dans l'intérieur duquel l'expression nous rappelle que pour avoir en sortie le niveau 1, il suffit qu'au moins une seule entrée soit à ce niveau. Le troisième symbole est ici pour mémoire, on ne le rencontre presque plus.

Une porte peut être commandée, non pas seulement par des interrupteurs, mais par des tensions branchées à ses entrées. L'intérieur de cette porte pourrait être composé de diodes et d'une résistance (fig. 4).

Nous voyons que si les

deux entrées sont au potentiel de la masse (0 V), ce qui correspond à la première ligne de la table de vérité, aucun courant ne peut traverser les diodes puisqu'elles ne se trouvent pas polarisées (anode et cathode au même potentiel). La sortie X reste donc à l'état zéro, l'aiguille du voltmètre branché en X ne dévie pas.

En revanche, si un seul des points A ou B est relié au pôle positif de la pile P, la diode en question est polarisée dans le sens direct (anode positive par rapport à la cathode) et un courant traverse le circuit série comprenant la diode et la résistance. Ce courant traversant R fait apparaître aux bornes de celle-ci une tension (point X positif). Cette tension, mesurée par le voltmètre, est présente si A ou B reste au niveau 1.

La figure 5 nous montre une porte OU commandée

par des signaux rectangulaires.

La porte OU est parfois désignée dans les textes français par son appellation anglaise OR.

Il est bon de se souvenir que de même qu'une fonction ET peut être comparée à un circuit dans lequel deux interrupteurs sont disposés en série, une fonction OU nous rappelle plusieurs interrupteurs en parallèle.

Exemple de fonction OU dans la vie courante : éclairage de la cage d'escalier d'une maison à plusieurs étages, la lumière s'obtient par la commande de l'interrupteur du rez-de-chaussée, ou par celui de n'importe quel étage.

Fonction OU intégrée

En technique TTL, cette fonction se trouve dans le

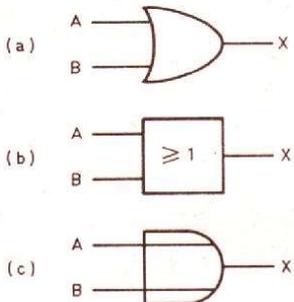


Fig. 3. - Représentation symbolique d'une porte OU - En (a) la plus courante, en (b) la normalisée et en (c) une représentation périmée.

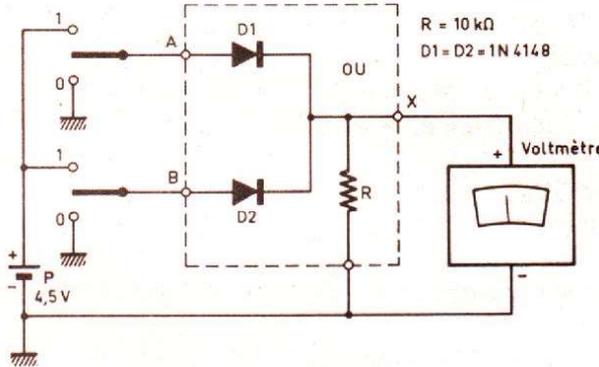


Fig. 4. - Porte OU réalisée avec des diodes et une résistance.

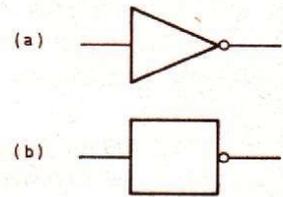


Fig. 7. - Les deux représentations d'un inverseur logique. Symbole courant (a) et normalisé (b). C'est le cercle qui indique la présence de la négation.

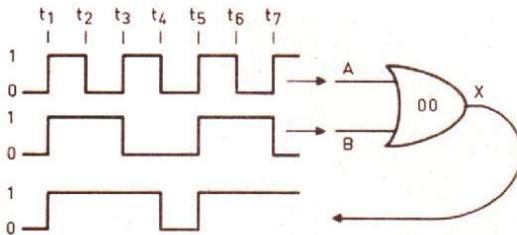


Fig. 5. - Le niveau en sortie est à l'état 1, lorsque A = 1 ou B = 1.

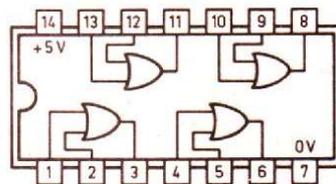


Fig. 6. - Schéma électrique (vu de dessus) d'un circuit TTL 7432 (4 portes OU à 2 entrées). l'inverseur.

A	X
0	1
1	0

Fig. 8. - Table de vérité de l'inverseur.

type 7432, comportant 4 portes OU à deux entrées (fig. 6).

Fonction NON

Appelée aussi « négation » ou « inversion », elle s'exprime par la relation :

$$X = \bar{A}$$

(se lisant : « X égal A barre ») qui signifie simplement que l'état de X est le contraire ou le **complément** de celui de A. Ses représentations schématiques sont données sur la figure 7. Le cercle situé en sortie de ce circuit indique une négation dans les schémas de circuits logiques.

La table de vérité est très réduite puisque cette porte ne comporte qu'une seule entrée (fig. 8).

La réalisation pratique de cette fonction se fait avec un transistor monté en collecteur commun (fig. 9).

Les deux possibilités sont les suivantes. D'abord $A = 0$, la base se trouve reliée au 0 V, le transistor

n'est pas polarisé, il ne conduit pas, donc pas de courant dans R_c . Chute inexistante aux bornes de R_c . La tension en X est égale à la tension d'alimentation ($X = 1$).

L'autre cas est : $A = 1$, le transistor est passant, il y a chute de tension dans R_c , le voltmètre indique une tension pratiquement égale à zéro.

Exemple de fonction NON dans la vie courante : les dispositifs de sécurité dans certaines machines. Un lave-linge ne peut fonctionner que si la porte de chargement est fermée.

Fonction NON intégrée

Le circuit TTL 7404 comporte six inverseurs (fig. 10).

Fonction NAND

Voici une autre fonction un peu particulière. Son nom provient de la contrac-

tion de l'anglais « NO-AND » dont la traduction française est « NON-ET ».

Cette fonction peut être obtenue par une porte ET suivie d'un inverseur NON (fig. 11).

Pour établir la table de vérité, on s'occupe d'abord de la fonction ET ($Y = A.B$) et on complète ensuite la sortie Y ($X = \bar{Y}$) (fig. 12).

En ce qui concerne la réalisation pratique, nous pourrions très bien utiliser des diodes suivies d'un transistor monté en émetteur commun, comme indiqué sur la figure 13.

Quelques mots sur le fonctionnement du montage : si les trois entrées (A, B, C) sont reliées au pôle « plus » de l'alimentation (4,5 V), ces trois entrées se trouvent être au niveau 1. La cathode et l'anode des diodes correspondantes sont pratiquement au même potentiel puisque les anodes sont reliées en permanence au + 4,5 V à travers R_B . La

résistance interne des diodes est donc considérée comme étant infinie et les trois diodes sont équivalentes à un circuit ouvert. Seule la diode D_4 est conductrice, elle laisse passer le courant de polarisation I_B du transistor provenant du + 5 V à travers la résistance R_1 . Le transistor est de ce fait saturé. Le courant I_c est tel que la chute de tension aux bornes de R_c est proche de 4,5 V, ce qui fait que la tension en X est voisine de 0 V (état logique 0).

Il suffit qu'une seule entrée soit au potentiel de la masse (niveau 0) pour que le point Y soit à une tension égale à la tension directe de la diode. Cette tension de + 0,6 V bloque le transistor, puisque la tension sur la base de celui-ci est très faible (inférieure à la tension de seuil). Aucun courant ne traverse R_c , la totalité de la tension d'alimentation se retrouve sur le collecteur, et le point X est au niveau 1.

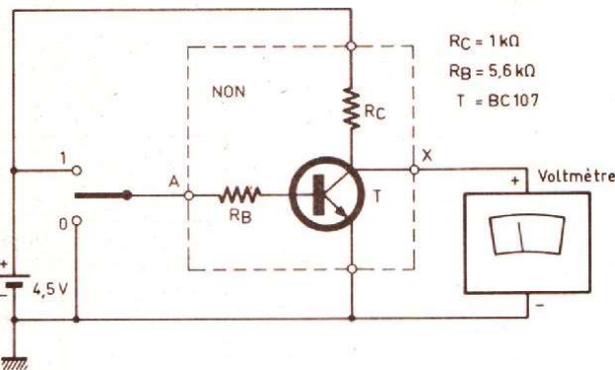


Fig. 9. - L'inversion logique peut être réalisée par un simple transistor monté en émetteur commun.

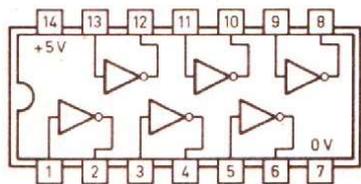


Fig. 10. - Schéma interne d'un 7404 (6 inverseurs).

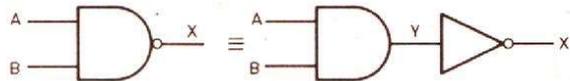


Fig. 11. - Un NAND est équivalent à un ET suivi d'un inverseur.

A	B	Y	X
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Fig. 12. - Table de vérité de la fonction NAND.

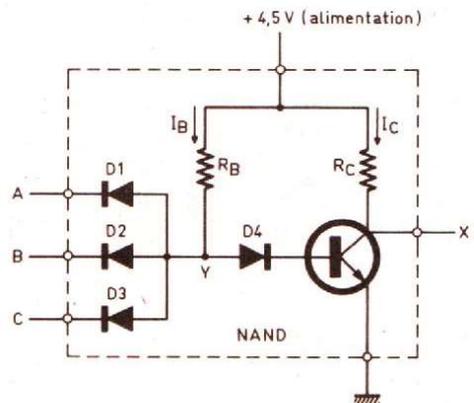


Fig. 13. - Réalisation pratique d'un NAND avec des diodes, des résistances et un transistor (technique DTL et non TTL).

La fonction NAND s'exprime par la formule :

$$X = \overline{A \cdot B}$$

et sa représentation schématique est donnée figure 14.

La figure 15 nous montre un NAND attaqué par deux signaux rectangulaires.

Une application d'une fonction NAND pourrait être encore un dispositif de sécurité. X pourrait commander l'alimentation en énergie d'une ligne de chemin de fer à voie unique. Celle-ci est alimentée en permanence, elle ne l'est pas que dans un seul cas : lorsque deux trains A et B s'y engagent en même temps (A = 1, B = 1, X = 0).

Pour terminer, remar-

quons qu'avec des portes du type NAND, on réalise des inverseurs. Il suffit de connecter ensemble les entrées. De même, on retrouve une porte ET en faisant suivre un NAND par un inverseur (fig. 16).

Fonction NAND intégrée

De nombreuses portes NAND existent en circuit TTL, nous n'en citerons que quatre :

7400 (comportant 4 NAND à 2 entrées)

7410 (triple NAND à 3 entrées)

7420 (double NAND à 4 entrées)

7430 (un seul NAND à 8 entrées).

Assemblage des portes

Une porte NAND se compose d'un ET suivi par une négation. Nous pouvons imaginer d'autres assemblages et en trouver l'équation équivalente.

Prenons quelques exemples pour commencer. Sur la figure 17, nous voyons trois portes numérotées de 1 à 3. A la sortie des deux premières, nous avons respectivement : Y = A.B. et Z = C.D. Ces deux sorties Y et Z sont reliées à l'entrée de la porte OU. En X nous avons X = A.B + C.D (« A et B ou C et D »). Puisqu'il y a 4 entrées, nous avons 2⁴ (= 16) combinaisons possibles à l'entrée et pouvons dresser la table de vérité.

Elle comportera 16 lignes de plusieurs colonnes : quatre colonnes pour A, B, C et D, deux colonnes pour Y (= A.B) et Z (= C.D) et une colonne pour la sortie X (= Y + Z). Cette

table de vérité est donnée sur la figure 18.

Nous remarquons que dans la colonne Y, nous avons 1 seulement s'il existe un 1 dans les colonnes A et B (lignes 13 à 16). Le raisonnement est identique pour la colonne Z. En ce qui concerne la colonne X, le niveau 1 apparaît lorsque Y = 1 ou Z = 1.

Finalement nous voyons qu'il y a 7 moyens d'avoir un 1 en sortie.

Sur la ligne 4, X = 1 si A = B = 0 et C = D = 1, l'équation de cette ligne peut s'écrire : X = $\overline{A} \cdot \overline{B} + C \cdot D$, ce qui veut dire que X = 1 à la condition que les entrées A et B soient au niveau zéro ou que les entrées C et D soient au niveau un.

De même sur la ligne 8, nous avons : A = 0, B = C = D = 1, soit X = $\overline{A} \cdot B \cdot C \cdot D$.

Et l'équation générale est l'ensemble de toutes ces expressions de X pour lesquelles nous avons un « 1 » :

$$X = (\overline{A} \cdot \overline{B} + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot B + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot \overline{B} + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot B + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot \overline{B} + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot B + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot \overline{B} + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot B + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot \overline{B} + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot B + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot \overline{B} + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot B + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot \overline{B} + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot B + C \cdot D) + (\overline{A} \cdot \overline{B} + C \cdot D)$$

	A	B	C	D	Y (= A.B)	Z (= C.D)	X (= Y.Z)
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0	0	0
3	0	0	1	0	0	0	0
4	0	0	1	1	0	1	1
5	0	1	0	0	0	0	0
6	0	1	0	1	0	0	0
7	0	1	1	0	0	0	0
8	0	1	1	1	0	1	1
9	1	0	0	0	0	0	0
10	1	0	0	1	0	0	0
11	1	0	1	0	0	0	0
12	1	0	1	1	0	1	1
13	1	1	0	0	1	0	1
14	1	1	0	1	1	0	1
15	1	1	1	0	1	0	1
16	1	1	1	1	1	1	1

Fig. 18. - Table de vérité du premier exemple (voir texte).

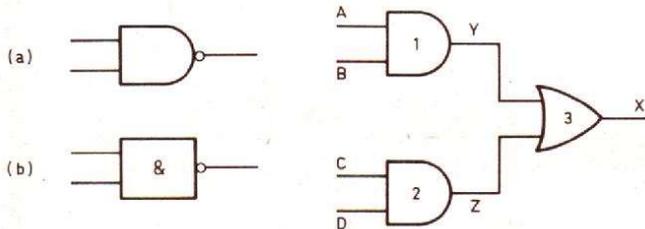


Fig. 14. - Symbole courant (a) et normalisé (b) d'une porte NAND.

Fig. 17. - Assemblage des portes donnant X = A.B + C.D.

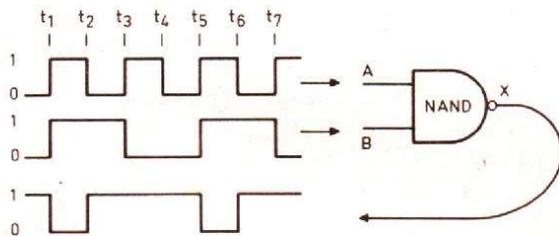


Fig. 15. - La sortie X est toujours à l'état 1, sauf lorsque A = 1 et B = 1 (temps E₁, T₂ et T₅, T₆).

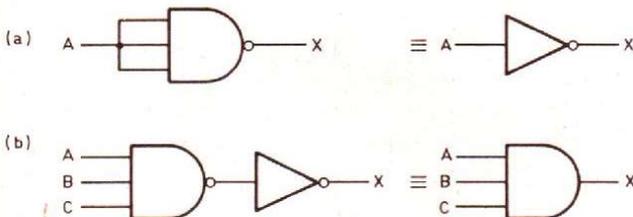


Fig. 16. - En (a) un inverseur réalisé avec un NAND. En (b) un ET obtenu avec un NAND suivi par un inverseur qui pourrait lui aussi être un NAND, dont les entrées seraient reliées comme en (a).

Plus tard, nous vous indiquerons comment simplifier une telle expression.

Si vous possédez un 7408, un 7432, une résistance 1 kΩ, une diode électroluminescente et une plaque de connexions, vous pouvez facilement contrôler la table de vérité. Il suffit de brancher les entrées A, B, C et D suivant le cas sur la ligne +5 V (niveau 1) ou sur la ligne 0 V (niveau 0). Le schéma de branchement est indiqué sur la figure 19. Le schéma interne du 7408 a été donné le mois dernier.

Comme deuxième exemple, nous prendrons le problème inverse. L'expression à obtenir est : $X = \bar{A}.B + C$. Nous voyons que nous avons besoin d'une porte OU à deux entrées, d'une porte ET également à deux entrées, ainsi que d'un inverseur pour l'entrée A. Le schéma du circuit est donné sur la figure 20. Vous pouvez dresser la table de vérité. Puisque le

montage possède 3 entrées, cette table doit avoir 2^3 soit 8 lignes. Quant au nombre de colonnes, il sera prudent d'en prévoir 6 : trois pour les entrées, une pour \bar{A} , une pour la sortie de la porte ET ($\bar{A}.B$) et enfin la dernière pour la sortie X.

Il serait également intéressant de réaliser le montage avec 3 circuits intégrés (7404, 7408 et 7432) comme vous l'avez fait avec le montage précédent.

Quelques détails pratiques

Avec les manipulations précédentes, vous avez pu vous rendre compte par vous-même que, premièrement, les circuits TTL ne coûtent vraiment pas chers par rapport aux autres composants, et que, deuxièmement, les circuits TTL sont d'un emploi très facile.

Mais il faut cependant être assez prudent en les

manipulant. Ces précautions portent d'abord sur la mise en place du circuit intégré sur son support. Il faut que les deux rangées de broches soient bien alignées et distantes entre elles de huit millimètres environ. L'espace entre deux broches consécutives doit être de 2,5 mm (fig. 21).

Les broches se retrouvent redressées en mettant sur champ le circuit intégré et en appuyant la rangée de broches sur une surface dure. Ainsi le circuit pourra être facilement enfiché sur son support.

Pour le retirer, on le soulèvera avec précaution en le prenant entre le pouce et l'index. Et si cela s'avère difficile l'extraction se fera en utilisant une lame de tournevis insérée entre le circuit et la plaque, parallèlement aux deux rangées de broches.

Nous avons déjà parlé des limites de tension à appliquer au circuit TTL. Sans

rentrer dans des détails technologiques, il est primordial de savoir, lorsqu'on manipule des TTL, que deux sorties de portes ne doivent jamais être reliées ensemble. Une exception est faite en ce qui concerne les TTL dits « à collecteur ouvert ». Nous en reparlerons plus tard.

Exercices d'application

Nous vous proposons deux exercices dont nous vous donnerons la solution le mois prochain.

1) Quel est le schéma du circuit logique dont l'expression est : $\bar{A}.B + A.B$?

2) Quelle est la formule du circuit représenté sur la figure 22 ?

J.-B.P

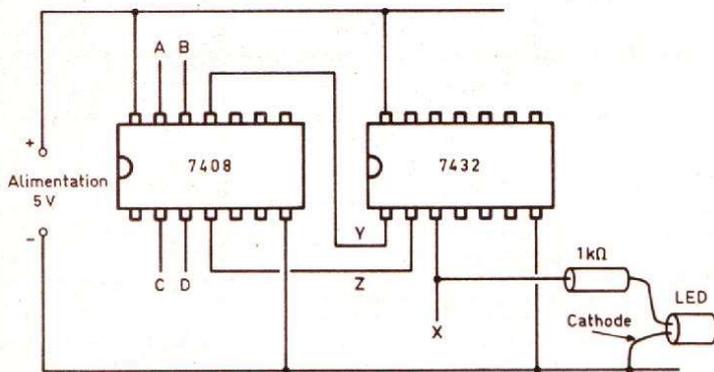


Fig. 19. - Câblage des circuits intégrés 7408 et 7432 (voir texte).

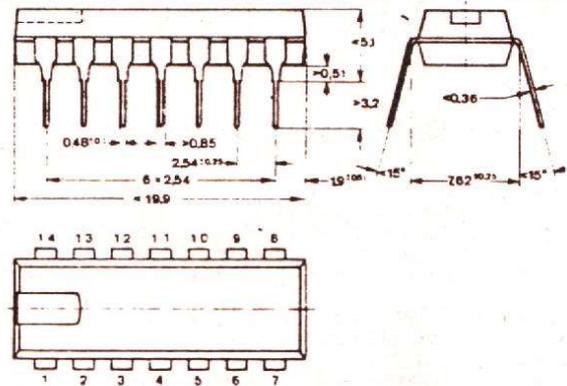


Fig. 21. - Dimensions d'un circuit intégré 14 broches.

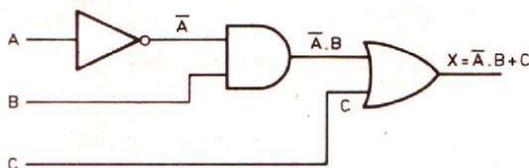


Fig. 20. - Schéma du deuxième exemple.

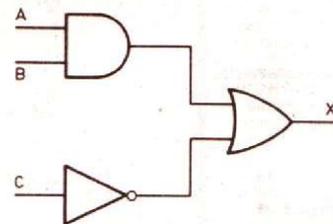


Fig. 22. - Schéma du deuxième exercice.

LE TELEVISEUR BRANDT ANTIOPE

TFT VISION PLUS

VISION PLUS

NOTE
AUJOURD'HUI
SUR

FR3

20H35... LUCKY LUCIANO

SUP ANTIOPE

SUP-PERSONNELS ETUDIANTS

AUDIOVISUEL

L'INSTITUT NATIONAL DE RECHERCHE EN
INFORMATIQUE ET AUTOMATIQUE A REALISE

ANTIOPE ROUTE

PREVISIONS DE BOUCHONS
Moitié OUEST de la FRANCE
(Bison futé 84)

DEPARTS

du 1er au 4 aout

Région parisienne

SUP ANTIOPE

1^{re} ANNEE DE 1^{er} CYCLE

L'ETAT DES INSCRIPTIONS

- ILE DE FRANCE -

■ DOSSIERS
DISPONIBLES
■ DOSSIERS
EPUISES

25JUIL13H45

UNIVERSITES PARIS								
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	2	3	4	5	6	7	8	9

CREDIT

Notre propos n'est pas aujourd'hui de vous parler de la technologie du téléviseur, de son tube PIL Vidéocolor ou de son balayage à transistor. Non, le point fort de cet

appareil, c'est sa carte Antiope intégrée. Une carte qui, associée au boîtier de télécommande, permettra de disposer des magazines actuellement diffusés.

Sur le plan pratique, ce téléviseur fait partie d'une série d'appareils

dotés d'une recherche automatique des stations et dont toutes les fonc-

tions, ou presque, sont accessibles par la télécommande. En son absence, on dispose d'un minuscule tableau de bord, élémentaire. Nous retrouvons aussi l'indicateur à afficheur LED signalant l'état du téléviseur. Sur la télécommande, on dispose d'un accès direct aux canaux, d'un réglage continu grave/médium et du niveau sonore, d'une coupure instantanée du son, d'une touche de niveau moyen, d'une sélection de l'entrée péritélévision (audiovisuelle).

Côté branchements, outre l'entrée RF, nous avons une prise DIN pour relier le téléviseur à un magnétophone ou à une chaîne Hi-Fi ; on bénéficiera alors d'une qualité sonore nettement supérieure à celle que le trop petit haut-parleur incorporé au téléviseur peut offrir. Des prises DIN servent à brancher des enceintes externes, avec ou sans coupure du son. Une prise casque servira à brancher un casque de 200 Ω.

Le boîtier de télécommande est alimenté par une pile de 9 V, une étiquette autocollante permet de connaître les fonctions du boîtier dans la langue du pays de commercialisation. Les textes de l'afficheur interactif peuvent travailler en allemand.

ANTIOPE

Les téléviseurs Antiope du groupe Thomson arrivent sur un marché où seul Grundig en proposait. Nous vous en avons déjà parlé, et nous reviendrons prochainement sur le sujet. Chez Brandt, on a installé une carte Antiope à l'intérieur, sur une prise du châssis. Nul besoin, par conséquent, d'un décodeur externe prévu pour d'autres téléviseurs. La haute densité de l'électronique impose l'emploi d'une carte en verre époxy à trous métallisés. Pour réduire un peu l'encombrement de cette carte, la face « côté cuivre » a reçu des composants collés et soudés en surface, technologie que l'on retrouve sur d'autres cartes du téléviseur.

Nous avons eu entre les mains une carte de présérie portant quelques modifications manuelles, qui disparaîtront, bien entendu, sur les cartes finales. Deux vis fixent cette

carte ; l'une est prise sur le radiateur d'un transistor de l'alimentation, l'autre par une pièce en matière plastique.

MODE D'EMPLOI

Non, nous n'allons pas vous donner le mode d'emploi tel que vous le fournit le fabricant. Ce téléviseur, nous l'avons essayé si bien que nous allons pouvoir vous confier nos impressions d'utilisateur. Plusieurs magazines sont diffusés en région parisienne, comme d'ailleurs dans tout le pays ; ils sont accessibles à tous, à condition d'en connaître le numéro.

Il faut d'abord commencer par sélectionner la chaîne, comme on le ferait pour regarder le programme normal. Comme vous le savez sans doute, les informations Antiope sont transmises de deux façons : – soit dans les lignes de retour de trame des images normales, ce qui

ne perturbe pas la réception de la télévision ;

– soit en pleine page, c'est-à-dire à la place de l'image qui, dans ce cas, est constituée d'une mire, mire que l'on peut contempler actuellement sur le réseau de FR3. En haut de l'image, nous avons une visualisation des signaux Antiope.

D'emblée, on constate que le rythme de transmission des informations par insertion dans le retour de trame ne peut qu'être plus lent que celui des informations transmises en pleine page.

Pratiquement, il nous faudra donc patienter pour obtenir une information transmise sur A2 ou TF1, tandis qu'en pleine page les 20 à 30 secondes de délai se transformeront en 5 secondes, ces temps dépendent de l'instant séparant la demande de la transmission de l'information demandée et aussi du nombre de pages que comporte le magazine.



Photo 1. – Demandez le vélo Antiope SNCF, pour les pavés du nord.

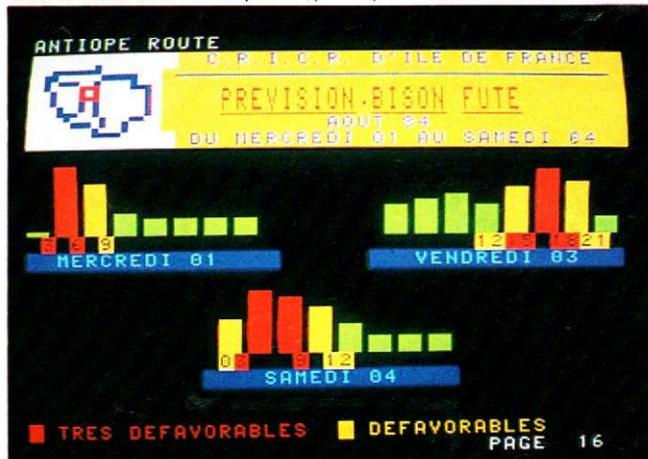


Photo 2. – Antiope Route : choisissez l'heure de votre départ en vacances.

Monnaie	Taux
LIVRE STERLING	11,622
LIRE	0,005
FRANC BELGE	0,152
FRANC SUISSE	3,609
PESETA	0,054
DEUTSCHE MARK	3,069

30.07.1984

Photo 3. – Le cours des monnaies – moins austère qu'Antiope Bourse.

TF1 VISION PLUS
BIEN MANGER AU MEILLEUR PRIX

BARQUETTE DE CONCOMBRE FARCI
POUR 4 PERSONNES

- UN CONCOMBRE DE 400 Grs
- 2 GROS CARRÉS DE FROMAGE BLANC DEMI-SEL
- ESTRAGON, PERSIL, CIBOULETTE HACHES (1 tasse)
- JUS D'UN DEMI CITRON
- POIVRE

PROGRAMME MALENTENDANTS TF1

Photo 4. – Les bonnes recettes de Mamie Antiope.

LE TELEVISEUR BRANDT ANTIOPE

Le mode de transmission cyclique de toutes les pages l'une à la suite de l'autre impose cette attente. Donc, nous avons sélectionné notre chaîne. Ensuite, le boîtier de télécommande doit être placé en mode Antiope : pour cela, on déplace un commutateur à glissière à sept positions.

Les touches normalement utilisées pour la télécommande du téléviseur changent donc de fonction. Les nouvelles sont repérées par une inscription en noir sur fond blanc. Bien entendu, si vous voulez à nouveau changer de chaîne, vous devrez avoir le réflexe de revenir sur le mode TV, par la touche Antiope/TV, pour retrouver l'image, puis par le sélecteur de chaîne. Une double opération peu pratique, cause d'erreurs fréquentes.

Au moment de travailler sur Antiope, l'écran interroge : « MAG ? ». Il faut alors taper le numéro du magazine désiré ; l'écran vous de-

mande alors d'agir sur la touche d'exécution, puis de composer un numéro de page que l'on entre par la touche d'exécution. Si le magazine est effectivement diffusé, son nom paraît très vite en haut et à gauche de l'écran ; sinon, la mention « Magazine n° 734 non diffusé » apparaît.

Dans le système Antiope, une touche « Sommaire » permet de retrouver immédiatement cette page particulière, une page que la carte conserve en mémoire pendant tout le temps pendant lequel le téléviseur reste sous tension, jusqu'à ce que l'on demande un autre sommaire.

Une mémoire conserve deux pages, celle que l'on désire regarder et la précédente. On peut revenir de l'une à l'autre par une touche ; c'est pratique, certaines pages comportant en effet une suite.

Dans le cas d'un débit lent (retour de trame), deux pages complètes

sont enregistrées et peuvent donc être appelées sans qu'il soit nécessaire d'attendre le passage suivant. Nous avons donc au total 4 ou 5 pages de mémorisées.

L'accès à une page demande soit la composition du numéro de la page, soit la demande de la page suivante ou de la page précédente. Le procédé s'apparente à la recherche d'une page de livre ou à sa lecture. En parcourant le magazine, les pages mémorisées changent, si on feuillette trop vite le magazine, on tombe sur une adresse vide, il faut alors attendre le passage de la page.

Des modes particuliers permettent :
 - de patienter en regardant le programme TV ;
 - de connaître l'état du décodeur par l'affichage d'un message ;
 - de consulter sa dernière demande (une fois la demande enregistrée, elle disparaît du haut de l'écran et l'image ne contient plus le

numéro du magazine ou de page). Une touche « Révélation » fait apparaître un dessin ou un texte « caché », possibilité offerte par Antiope pour des jeux.

Nous n'avons pas vu, pour l'instant, d'application de cette fonction. Une touche « Nouvelle brève » entraîne l'apparition d'informations nouvelles, par exemple un changement de page. La mise à jour est alors signalée par une mention en haut et à droite de l'écran. Enfin, une touche de sous-titrage servira à afficher un sous-titre dans le bas de l'image lorsque l'émission bénéficiera de cette formule adaptée aux 3,8 millions de malentendants.

Le boîtier de télécommande de ce téléviseur dispose d'une fonction supplémentaire permettant d'affiner la réception et d'indiquer l'accord. Une combinaison de la touche « * » et du « 9 » fait apparaître sur l'écran une barre de couleur dont la longueur dépend de l'ac-

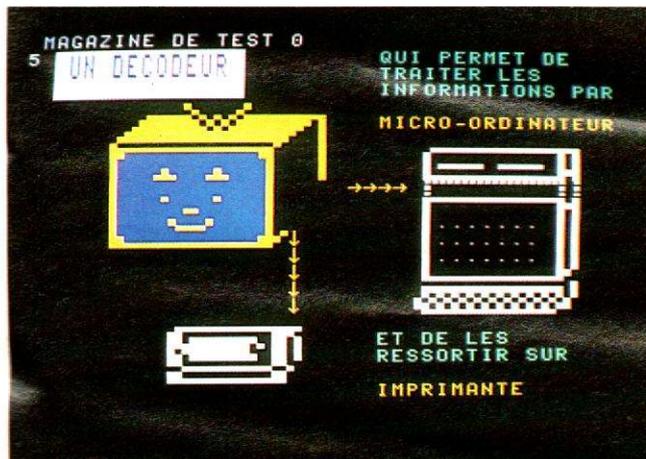


Photo 5. - Le magazine de tests Antiope : quelques informations sur le système.



Photo 7. - Antiope Hachette : toute une série d'informations littéraires.

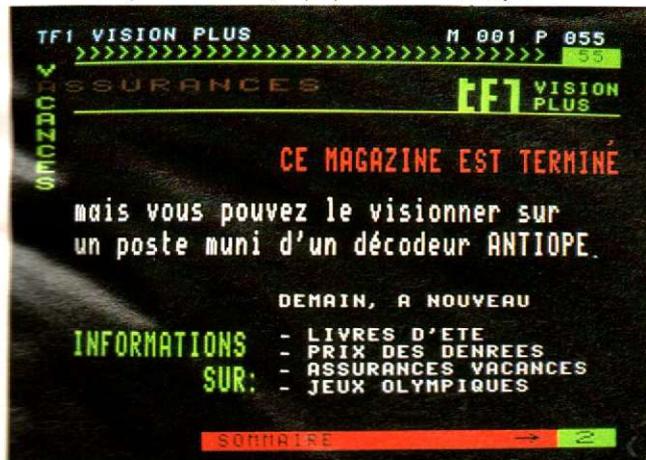


Photo 8. - Quand c'est fini : n-i-ni. Ça recommence le lendemain.



Photo 8. - Antiope SNCF : encore un exemple graphique réussi.

cord. En cas d'absence de magazine ou de désaccord, un carré rouge apparaît. Cette bande se superpose à l'image et, en revenant en fonction télévision, on pourra jouer sur l'accord fin.

PRATIQUE

Nous avons testé la réception du système Antiope dans des conditions relativement favorables, étant donné que notre réception ne présentait pas d'écho, phénomène particulièrement nuisible pour la bonne reconnaissance des signaux.

ception, les lettres manquantes sont remplacées par un tiret, les magazines deviennent illisibles. Une perturbation passagère, par contre, gêne moins : compte tenu du défilement des pages, un rafraî-

LE TELEVISEUR BRANDT ANTIOPE

L'EXPLOITATION D'ANTIOPE

La manipulation est une chose, l'utilisation réelle d'Antiope une

paielement, mais si vous avez quelques heures à perdre, rien ne vous empêche de les chercher ; il faut environ 5 secondes par numéro, de 0 à 999... Certains magazines ne sont pas diffusés toute la journée,



Photo 9. - En haut du boîtier de télécommande, un sélecteur permet de choisir entre sept récepteurs, pour Antiope, c'est la position B.

Par contre, notre image présentait un bruit de fond visible mais ne nuisant aucunement à la qualité du décodage.

Nous n'avons pratiquement pas rencontré de brouillage de réception, rares furent les lettres non reconnues ou erronées. Donc, un signal faible vaut mieux qu'un signal associé à un écho ; il sera donc préférable d'utiliser un atténuateur qui réduira le signal d'écho comme celui du signal utile pour permettre le décodage. Une modification de l'orientation de l'antenne pourra également jouer en faveur du signal. En cas de trop mauvaise ré-

chissement intervient périodiquement.

L'utilisation du boîtier demande une surveillance de l'écran. On doit en effet attendre l'accusé de réception des chiffres avant de continuer, à moins de taper et d'apporter la correction éventuelle. Le plus gênant dans l'emploi de ce système reste la double fonction du boîtier ; la consultation d'Antiope sur une autre chaîne demande le changement du canal, un changement nécessitant une double intervention : d'abord passer en réception de l'image TV, ensuite mettre le commutateur en position de réglage TV.

autre. Une série de magazines est diffusée sur les canaux TV, Canal Plus se consacrant au magazine de test pour l'instant (nous n'avons pas essayé de découvrir d'autres canaux).

Nous publions de temps en temps dans nos colonnes la liste des magazines diffusés. Brandt n'accompagne pas, pour l'instant du moins, son téléviseur de cette liste. Manifestement, il manque une fonction à ce décodeur Antiope : il ne donne pas automatiquement la liste des magazines diffusés !

Bien sûr, certains magazines sont soumis à une autorisation ou à un

comme par exemple le résultat des courses. Nous nous sommes amusés à faire cette recherche, et nous avons obtenu des résultats positifs.

Ne vous réjouissez pas trop vite, la situation va changer. Avec l'intégration d'un nombre croissant de décodeurs dans les téléviseurs, il est vraisemblable qu'un système de codage verra le jour, et que certains magazines ne pourront être décryptés qu'à partir d'une carte portant la clé du codage. Pour l'instant, le jeu est permis... Vous aurez ainsi droit à la météo (TF1), la bourse, Antiope EDF, les résultats

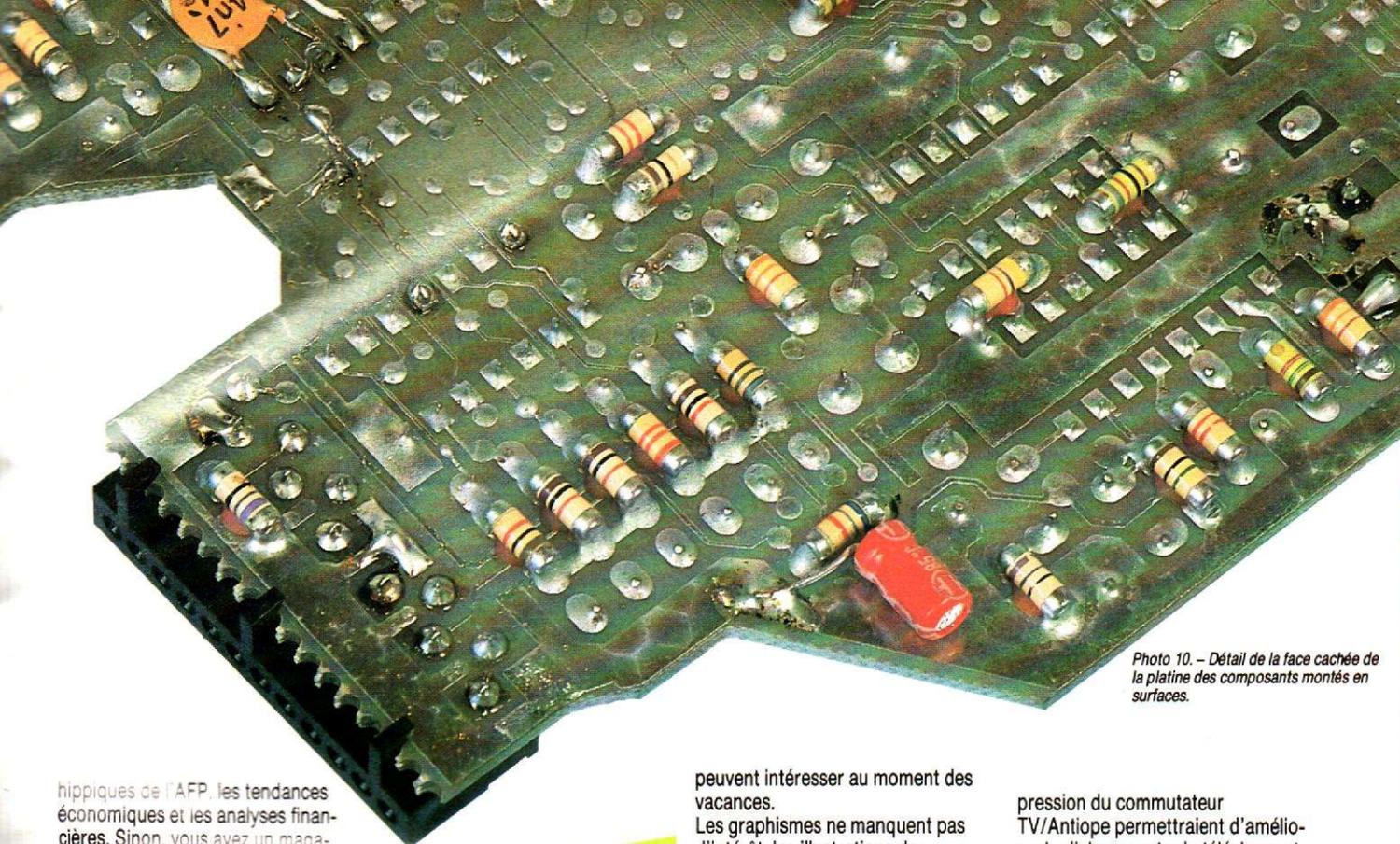


Photo 10. - Détail de la face cachée de la platine des composants montés en surfaces.

hippiques de l'AFP, les tendances économiques et les analyses financières. Sinon, vous avez un magazine de la SNCF, une liste de livres proposés par la Librairie Hachette, un magazine pour l'enseignement supérieur, un magazine avec revue de la presse quotidienne (MADO BNI), un magazine d'actualité télématique et télécom, des informations juridiques, et d'autres émissions régionales. TF1 et Antenne 2 diffusent également un magazine personnel, tandis que TF1 peut vous donner les informations routières souvent renouvelées.

Nous avons été un peu déçus par le sous-titrage qui paraît être encore dans une phase expérimentale, avec des dialogues escamotés.

TECHNIQUE

La carte Antiope utilise principalement des circuits intégrés conçus pour ce système. Les origines des circuits sont diverses, nous en avons relevé les marques : Texas, Motorola, SGS, Toshiba et aussi Thomson. Un marché important s'ouvre pour ces composants spécifiques d'un haut degré de sophistication.

Nous avons un microprocesseur accompagné d'une mémoire ROM, des circuits d'extraction de données et de synchro pour « Didon », un régénérateur d'horloge données et détecteur de transmission, ainsi qu'un circuit générateur de caractères et de couleurs. La panoplie Antiope bénéficie d'une large palette de couleurs de lettres et de symboles générés directement dans le téléviseur.

CONCLUSIONS

L'avenir d'Antiope est lié aux services proposés. Les professionnels apprécieront les 330 pages d'informations boursières de la Chambre syndicale des agents de change. Pour le public : la route, la SNCF

peuvent intéresser au moment des vacances.

Les graphismes ne manquent pas d'intérêt, les illustrations de charme. La plupart des magazines restent encore trop spécialisés pour le moment ; nous n'en sommes qu'aux débuts.

Sur le plan pratique, l'ensemble fonctionne correctement, avec un accès plus ou moins rapide suivant le mode de diffusion du magazine. Une disposition différente des commandes, l'adoption d'une barre de commande pour l'exécution, la sup-

pression du commutateur TV/Antiope permettraient d'améliorer le dialogue entre le téléviseur et l'utilisateur. On utilise ici un même boîtier de commande pour les deux fonctions, c'est un peu dommage. Maintenant, si vous avez un peu d'argent de côté, rien ne vous empêche d'acquérir un second boîtier de télécommande ; l'un servira pour le téléviseur, l'autre pour Antiope. Et puis, si vous en égarez un, vous aurez toujours l'autre...

E.L.

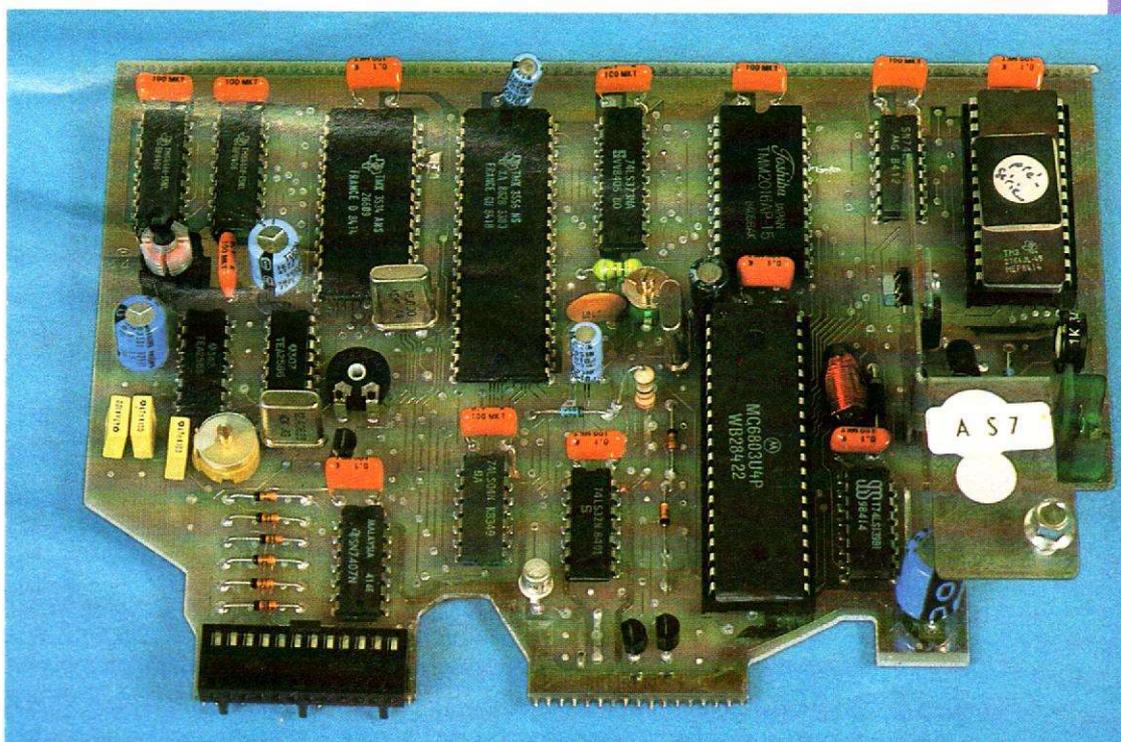


Photo 11. - La platine de décodage des informations Antiope : beaucoup de circuits intégrés à grande échelle.

LE MAGNETOSCOPE AKAI VS .6.S



Un magnétoscope SECAM à deux vitesses ! C'est ce que nous propose Akai avec son VS-6-S. Il nous vient du Japon, ce qui ne l'empêche pas de converser en français avec les vidéophiles par l'intermédiaire de l'écran d'un

téléviseur ; dialogue fort apprécié par AKAI qui équipe ces magnétoscopes de ce dispositif depuis déjà plusieurs années. Cette deuxième vitesse, moitié de la normale, vous permettra de doubler la durée de vos enregistrements sans qu'il soit nécessaire de retourner la cassette.



Fidèle au « look » Akai le VS-6-S a sa face avant légèrement inclinée, les touches sont en nombre limité, certaines d'entre elles, comme nous le verrons plus loin, remplissent plusieurs fonctions. L'introduction de la cassette dans l'appareil se fait par la face avant, sa mise en place est assurée par un mécanisme automatique.

Le clavier de commande est situé à droite, tout en haut, la touche de lecture, extrêmement sensible ; il suffit de l'effleurer pour déclencher la mise en route de l'appareil. Les touches « Pause » et « Enregistrement » apportent une note de couleur au gris argenté du clavier. Un afficheur vert indique le numéro de la chaîne en service.

Comme ses semblables, le VS-6-S s'alimente sur le secteur, un

interrupteur à touche sensible mais bien protégée, assure la mise en service.

C'est une matière plastique que le constructeur a choisie pour la façade, un capot métallique couvre et blinde toute l'électronique, quant à la face arrière, nous avons été agréablement surpris de constater qu'elle était en bois reconstitué, comme autrefois !

Pour le transport, le câble de magnétoscope se débranche au même

titre que les câbles R.F. La péritélévision ne semble guère intéresser Akai qui n'a pas équipé son appareil d'une prise SCART. Par contre, nous avons trouvé là une solution originale pour l'exploitation des signaux vidéo externes : pour économiser les commutateurs, le constructeur a installé une sortie tuner et une entrée vidéo (même chose pour l'audio), des cavaliers réunissent ces deux prises ; cette technique, qu'Akai est d'ailleurs le seul à utiliser pour le moment, s'avère d'un intérêt tout particulier au mo-

LE MAGNETOSCOPE AKAI VS .6.S

ment où les « abonnés fondateurs » de Canal Plus (ceux qui ne paieront que 120 F au lieu de 140 F) vont bénéficier du décodeur mis « gratuitement » à leur disposition... En effet, on peut brancher un décodeur directement sur les sorties audio et vidéo, on sortira alors du décodeur pour entrer directement dans le magnéscope, on pourra ainsi regarder une autre chaîne sur le téléviseur tout en enregistrant Canal Plus. (En remplaçant le téléviseur par un moniteur câblé en parallèle sur le magnéscope, vous pourrez aussi économiser la taxe télé.) Bien entendu, comme le décodeur Canal Plus comporte une prise SCART, vous devrez vous procurer, chez Akai, ou câbler vous-même l'adaptateur nécessaire. Vous avez maintenant branché votre magnéscope, enfoncé la touche de mise sous tension, si vous étiez sur le bon canal, vous avez vu apparaître des indications numériques sur votre écran. Sinon, il vous reste à accorder votre téléviseur ou votre magnéscope. Sur la face arrière, vous découvri-

son utilisateur, cela ne suffit pas. Le magnéscope ne se laisse pas apprivoiser aussi facilement que cela. Les touches aux fonctions multiples demandent un peu d'attention.

Le magnéscope dispose d'une horloge calendrier, (horloge tenant compte des années bissextiles). Sur le plan de la mémoire tampon, nous sommes satisfaits, on devra toutefois laisser l'appareil branché sur le secteur en permanence car l'autonomie de la batterie de bord est limitée à trois jours, ce qui suffit pour se déplacer d'un bout à l'autre de la France au moment des vacances ou pour supporter toute panne de l'EDF. Attention toutefois, deux jours sont nécessaires pour la re-

nence. Si votre magnéscope est resté débranché pendant 24 heures, il faudra environ 16 heures pour bénéficier à nouveau de l'autonomie totale.

Le magnéscope vous permet d'enregistrer quatre programmes différents, sur quatre semaines et sur les huit chaînes du tuner. Il n'a pas été prévu d'enregistrement quotidien ou hebdomadaire. Avis aux amateurs de feuilletons, d'autant plus que la seconde vitesse du magnéscope est une vitesse deux fois plus lente dont le principal avantage est un doublement de l'autonomie d'enregistrement de la cassette.

La manipulation n'est guère plus complexe qu'avec un autre magné-

scope, l'écran de télévision donne des instructions au fur et à mesure qu'avancent les opérations, par exemple en signalant que l'on règle le début, la fin ou le jour de l'enregistrement. Pendant cette dernière opération, nous assistons au changement automatique de la date. Comme vous programmerez votre magnéscope en fonction d'un programme TV, vous ne pourrez pas vous tromper de jour. Une fois la programmation terminée, les données s'effacent mais peuvent être rappelées, sauf si on a modifié entre-temps le programme. La minuterie de bord permet égale-



AKAI | 4 TÊTES 2 VITESSES
SYSTEME DE CONTROLE INTERACTIF

VHS
SECAM

Photo 1. - Un magnéscope à 2 vitesses.

rez également un potentiomètre, souvent placé en face avant, il s'agit d'un correcteur de contour destiné à adoucir ou à marquer les contours de l'image. Ce correcteur ne joue bien sûr que sur les signaux issus de la lecture de la bande, ceux qui ont besoin d'une correction imputable à l'étroitesse de la bande passante du système vidéo.

PROGRAMMATION ET COMPAGNIE

Le magnéscope VS-6-S d' Akai est accompagné d'une notice de 38 pages de grand format, abondamment décorée de dessins explicatifs.

Le VS-6-S a beau dialoguer avec

charge de la batterie. Une telle durée est rendue nécessaire par le régime de charge qui évite une détérioration de l'élément chargé en perma-

Photo 2.
La télé-
commande
à infrarouge.



ment de sélectionner une heure d'arrêt pour un enregistrement en cours, dans ce cas, le magnéscope se met automatiquement hors circuit. La fonction sert également d'interrupteur de sommeil, il entraîne la coupure du magnéscope

à une heure donnée, il ne reste alors qu'à équiper le téléviseur d'un détecteur de fin de programme. ça existe, pour éteindre le téléviseur. Le microprocesseur de service indiquera, à votre demande, le début de l'émission en inscrivant soit le numéro de la chaîne, soit un texte plus complet avec la date, la chaîne et l'heure.

RECHERCHE AUTOMATIQUE

Pas de potentiomètre à régler ici, le VS-6-S dispose d'une recherche automatique des stations qui com-

L'USAGE QUOTIDIEN

Poussez légèrement la cassette pour la mettre en place, c'est ce que nous avons pu lire dans le mode d'emploi, en fait, il faut pousser assez fort pour que la mécanique se mette en branle. L'enregistrement se commande par une touche unique, par sécurité, Akai temporise l'exécution de l'ordre : 1 seconde, le temps de réfléchir, sera nécessaire. L'écran du téléviseur affichera, à chaque ordre et pendant quelques

défilement de la bande !). Akai a prévu une synchronisation des barres parasites de lecture à grande vitesse, mais demande à l'utilisateur d'intervenir pour éliminer celle de l'image fixe.

DOUBLE VITESSE

Le VS-6-S est le premier magnétoscope que nous étudions, à disposer

obtenu vaut le doublement de l'autonomie.

En même temps, nous allons jouer sur la courbe de réponse audio qui, elle aussi, « bénéficiera » d'une vitesse linéaire de 1,17 cm/s, c'est-à-dire la vitesse que l'on a sur les lecteurs de microcassettes à double vitesse. Au revoir les aigus ! Pour obtenir les deux vitesses, on a dû installer quatre têtes, deux pour la vitesse normale et deux pour la

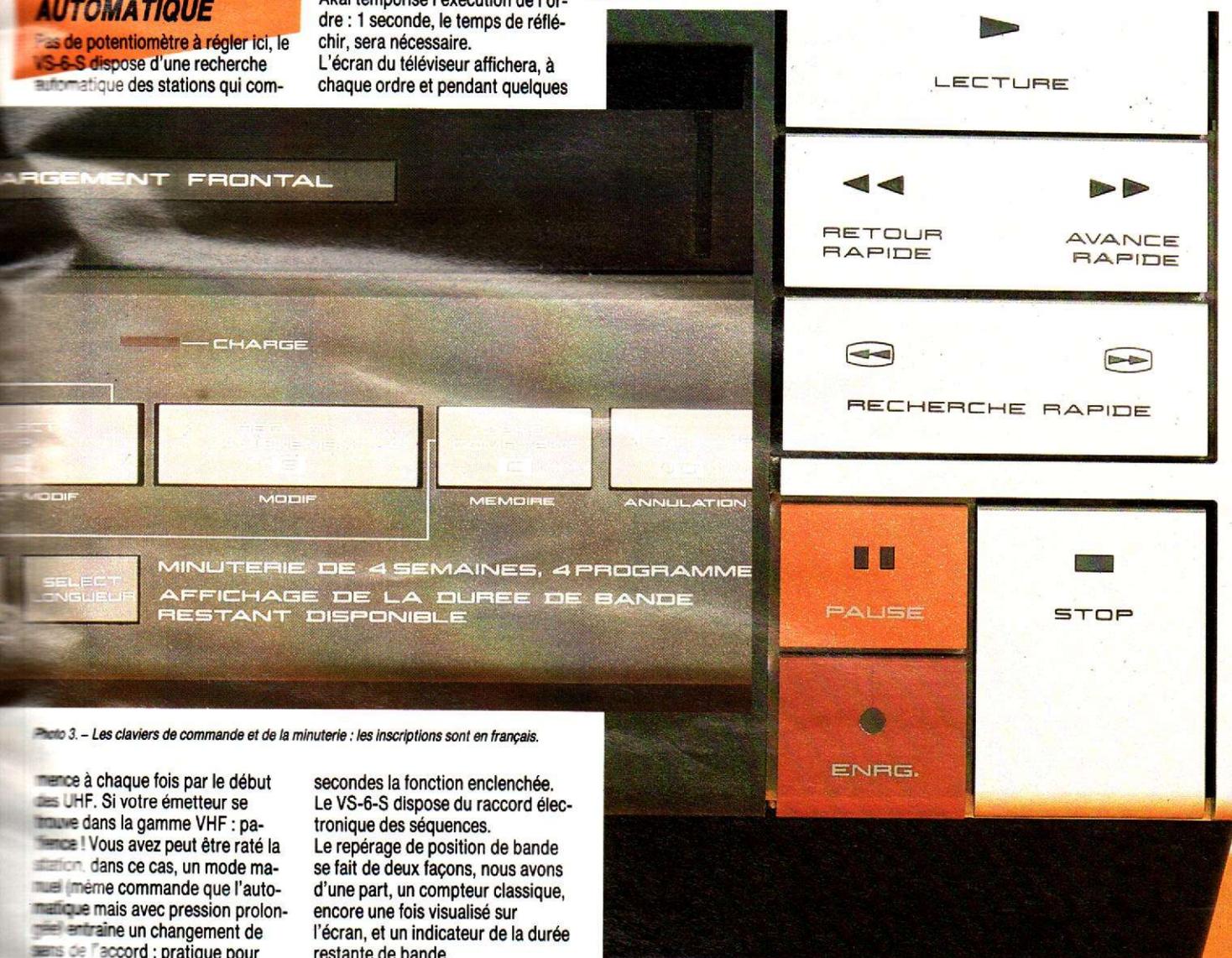


Photo 3. - Les claviers de commande et de la minuterie : les inscriptions sont en français.

mence à chaque fois par le début des UHF. Si votre émetteur se trouve dans la gamme VHF : patience ! Vous avez peut-être raté la station dans ce cas, un mode manuel (même commande que l'automatique mais avec pression prolongée) entraîne un changement de sens de l'accord : pratique pour passer rapidement en VHF.

Qu'importe quelle station peut se voir attribuer n'importe quel numéro, le mot « libre » s'affiche pour indiquer qu'aucune station n'a pris place dans une case mémoire. Enfin, une commande de réglage fin signale la réception, nous n'en avons pas eu besoin.

secondes la fonction enclenchée. Le VS-6-S dispose du raccord électronique des séquences. Le repérage de position de bande se fait de deux façons, nous avons d'une part, un compteur classique, encore une fois visualisé sur l'écran, et un indicateur de la durée restante de bande.

Pour retrouver une séquence, une touche d'arrêt automatique stoppera le rebobinage une fois le compteur au zéro.

En lecture, une commande d'alignement utilise une double touche (réglage dans les deux sens) pour positionner les têtes sur les pistes (et non pour modifier la vitesse de

d'une double vitesse de défilement de la bande. Akai joue sur la vitesse linéaire de défilement et non sur la vitesse de rotation des têtes, cela se traduit par une réduction des performances due au rétrécissement de la piste. Nous aurons donc un bruit de fond un peu plus important, à vous de juger si le résultat

vitesse lente. Le doublage des têtes s'impose car leur largeur doit être différente...

Le magnétoscope dispose d'une recherche rapide pour les deux vitesses. A faible vitesse, l'image perd un peu de sa qualité et les barres parasites sont plus larges qu'en vitesse normale, par contre, la re-

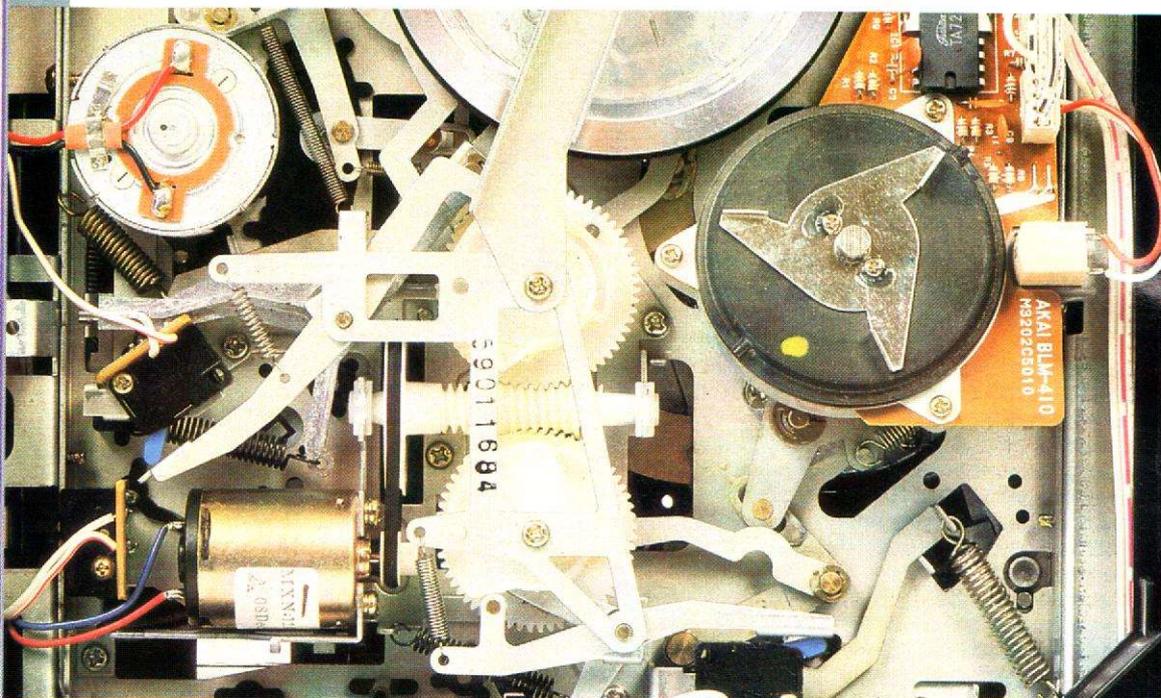


Photo 4. - Une vue de l'intérieur de l'appareil.

cherche s'effectue plus vite. La sélection de vitesse en enregistrement est manuelle, par contre en lecture, le VS-6-S se charge de la commutation, on pourra ainsi mélanger sur une même bande des enregistrements aux deux vitesses, par exemple si vous constatez qu'une émission se prolonge ou que vous avez mal calculé la durée de votre cassette. Curieusement, Akai consacre 0,4 % environ de la surface de son mode d'emploi au doublement de la vitesse !

Le VS-6-S est livré avec un boîtier de télécommande à infrarouge reproduisant une partie du clavier de commande du magnétoscope. Toutes les fonctions ne sont pas là, la recherche des stations se fera directement sur l'appareil, par contre, on pourra s'installer confortablement dans un fauteuil pour programmer un enregistrement.

TECHNIQUE

Akai reste dans le traditionnel avec un immense circuit imprimé placé à

la partie supérieure du magnétoscope. D'autres circuits entourent la mécanique, blindés ou non, suivant les fonctions à réaliser. L'alimentation utilise un régulateur hybride spécialisé dans les régulations multiples, il est installé sur un radiateur imposant aux ailettes rabotées, les

Japonais ne semblent pas tout à fait prêts pour les alimentations à découpage appliquées en grande série... Beaucoup de circuits intégrés spécialisés traitent les signaux divers, notons en particulier un nouveau venu de Toshiba qui se charge de l'entraînement direct du tambour vidéo.

Côté mécanique, nous avons un châssis en matière plastique doté de toutes les encoches nécessaires à la fixation des éléments du magnétoscope. Pour la mécanique, un châssis de tôle prend le relais et pour les éléments essentiels, une pièce de zamack assure la stabilité mécanique nécessaire.

Entraînement direct pour le tambour, par courroie pour le cabestan et la mise en place de la bande, vis sans fin pour le tiroir, tout cela nous donne une mécanique relativement complexe aux multiples leviers, pignons et ressorts. On sait aujourd'hui faire des courroies résis-

Photo 6. - Le tambour et ses quatre têtes.

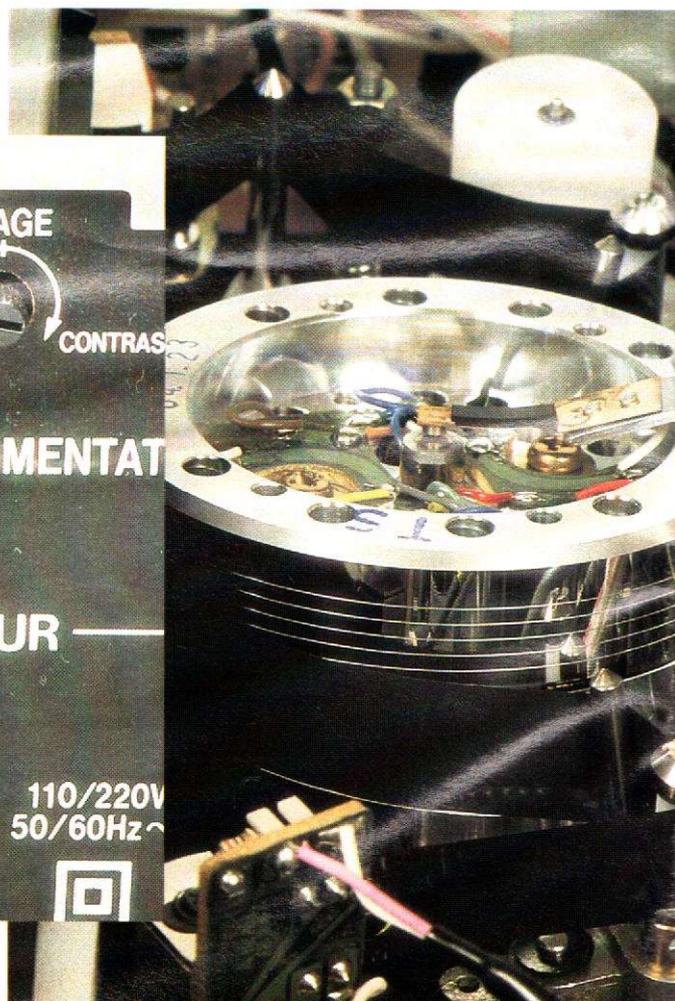


Photo 5. - L'arrière de l'appareil avec le cavalier pour la liaison tuner/entrée vidéo.

LE MAGNETOSCOPE AKAI VS .6.S

tant au temps, rien à craindre donc pour la mécanique. D'autre part, les commandes indirectes par électroaimant éliminent les mécaniques fragiles à levier.

ESSAIS

Nous étions bien entendu curieux et même sceptique en ce qui concerne la qualité de l'image vidéo à la vitesse la plus lente. Commentons par préciser que nous avons « un monde » entre la qualité de l'image directe du téléviseur et celle de l'enregistrement vidéo dans le standard VHS. Cette observation, que tout le monde peut faire sur une mire, nous permet d'émettre un jugement que l'on s'empresse de pondérer lorsque l'image diffusée sera mobile : là, la subjectivité reprend le dessus et les défauts de la mire disparaissent pour vous laisser contempler l'action. Bref, l'image vidéo VHS, malgré ses défauts, vous apporte une qualité suffisante étant donné que vous achetez des magnétoscopes. Passons maintenant à la vitesse moitié que nous préférons qualifier de double durée. Cette vitesse divise par deux le coût de l'heure d'écoute et vous permet d'enregistrer 8 heures d'émissions pendant votre absence.

A cette vitesse l'image conserve ce que l'on peut appeler une bonne qualité commerciale, on constatera un bruit de fond supérieur, visible surtout dans les zones sombres de l'image. La netteté et la stabilité de l'image ne souffrent pas trop, le VS-6-S dispose, en outre, d'un correcteur de contour efficace mais seulement accessible en face arrière.

Pour le son, c'est correct, avec une ramontée légère du bruit de fond bien entendu.

Un réducteur de bruit aurait pu améliorer cette spécification. Si vous regardez votre vidéo sur un téléviseur normal équipé d'un mini-haut-parleur, vous ne souffrirez pas des pertes, par contre, avec une écoute sur votre chaîne Hi-Fi, le résultat sera plus sensible.

Les mires ont été relevées en poussant la correction de contour, d'où une séparation nette des plages de couleur, ce « défaut » peut bien entendu s'atténuer, en même temps, on réduira le bruit de fond.

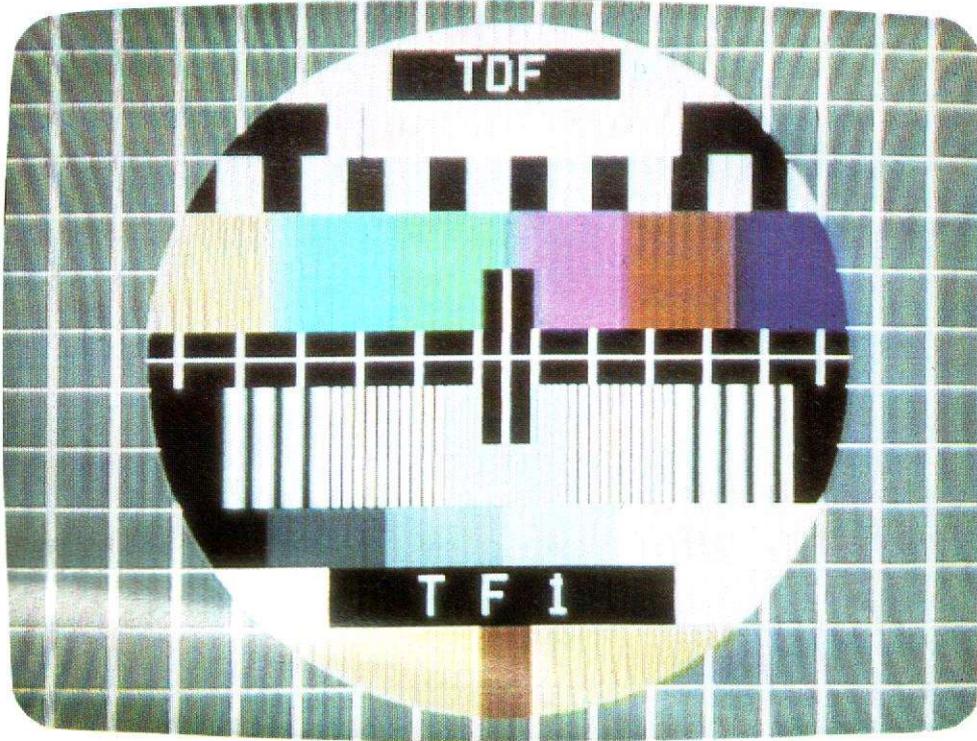


Photo 7. - La mire de TF1 à la sortie du tuner.

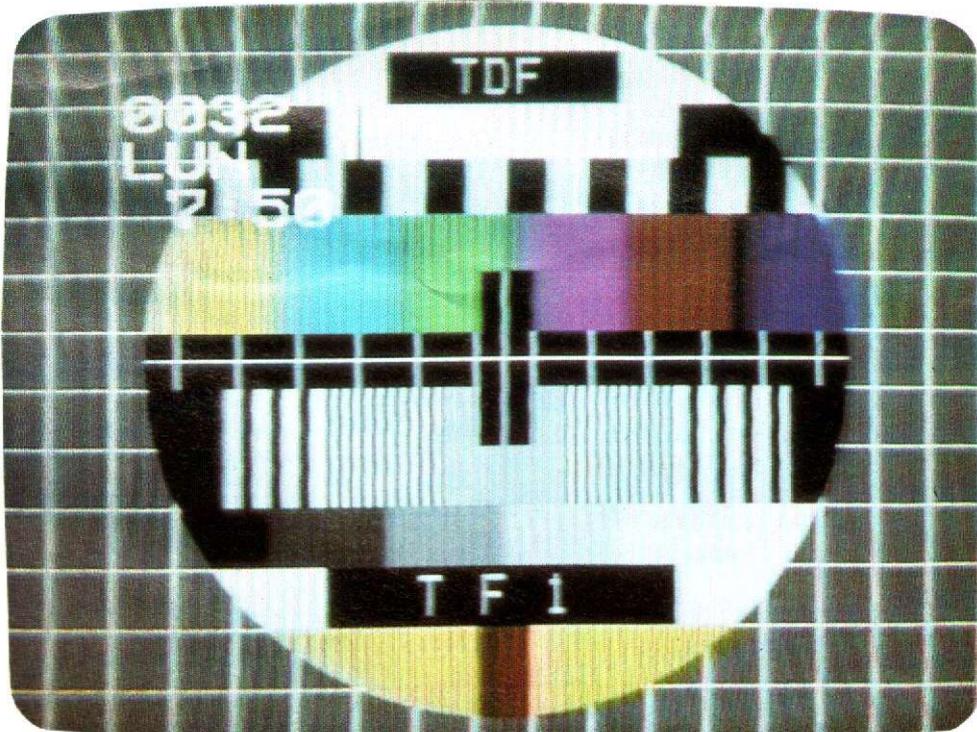


Photo 8. - La même après enregistrement.

MESURES AUDIO

Nous avons effectué quelques mesures en audio, elles montrent la différence de qualité entre les deux vitesses. Sur la courbe de réponse, on note immédiatement une réduction de la bande passante, réduction qui permet toutefois de conserver une bonne qualité. Notez ici la remontée dans l'aigu qui donnera une impression de brillance, cette remontée peut également être imputée à une adaptation du magnéto-scope à une autre bande que la PD Magnetics HG utilisée ici (bande au chrome).

Les fluctuations de vitesse pondérées passent de 0,17 à 0,35 %, le niveau de sortie reste pratiquement le même à un demi-décibel près, on note une légère augmentation du taux de distorsion qui passe de 0,6 à 0,8 % pour un même niveau d'enregistrement, tandis que le rapport signal sur bruit reste sensiblement le même à la mesure, bien que l'oreille perçoive une coloration différente de ce souffle.

CONCLUSION

Le principal avantage d'un magnéto-scope à deux vitesses est qu'il permet de doubler la capacité d'enregistrement des cassettes vidéo avec une qualité qui nous a étonnés : nous nous attendions à une dégradation, de l'image et du son, bien supérieure à celle que nous avons pu constater.

Rappelons deux autres exclusivités des magnétoscopes Akai :

– La prise d'insertion audio et vidéo, qui permet d'enregistrer

LE MAGNETOSCOPE AKAI VS .6.S

« Canal Plus » tout en regardant une autre émission sur votre téléviseur.

– La possibilité de dialoguer avec votre magnéto-scope, sur l'écran de votre téléviseur, pour tout ce qui

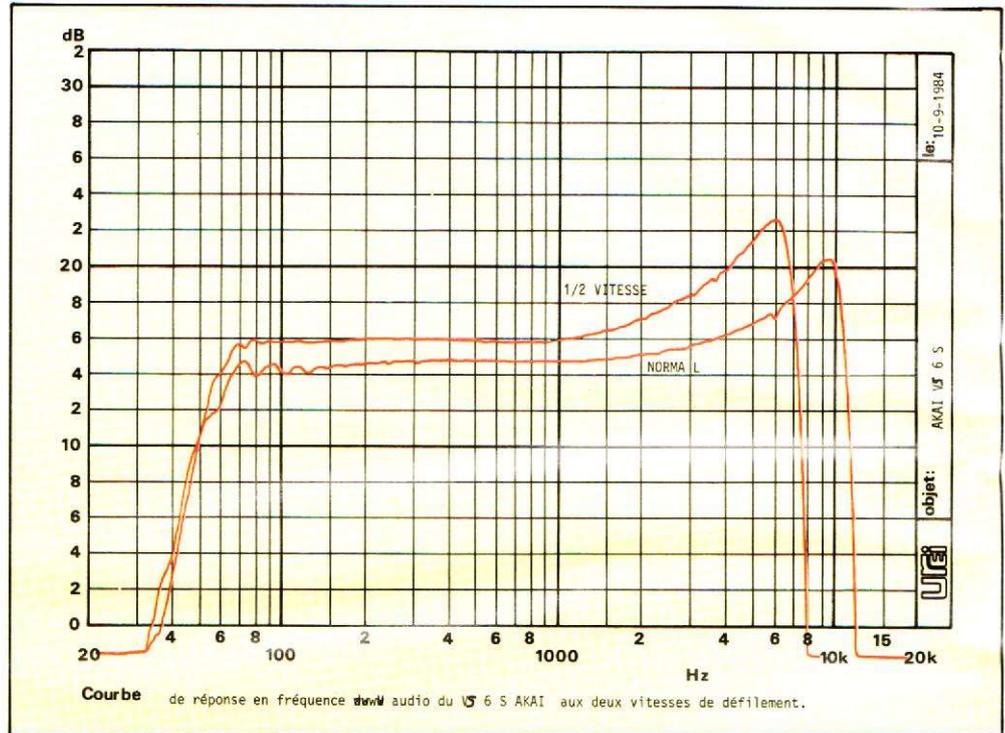
concerne la programmation, ce qui évite bien des erreurs.

On regrettera cependant une manipulation un peu compliquée qui demande un réel apprentissage.

Cet appareil nous a tout de même

séduit et nous conseillons à tous ceux qui veulent acheter un magnéto-scope ou changer le leur, d'essayer celui-là avant de prendre leur décision.

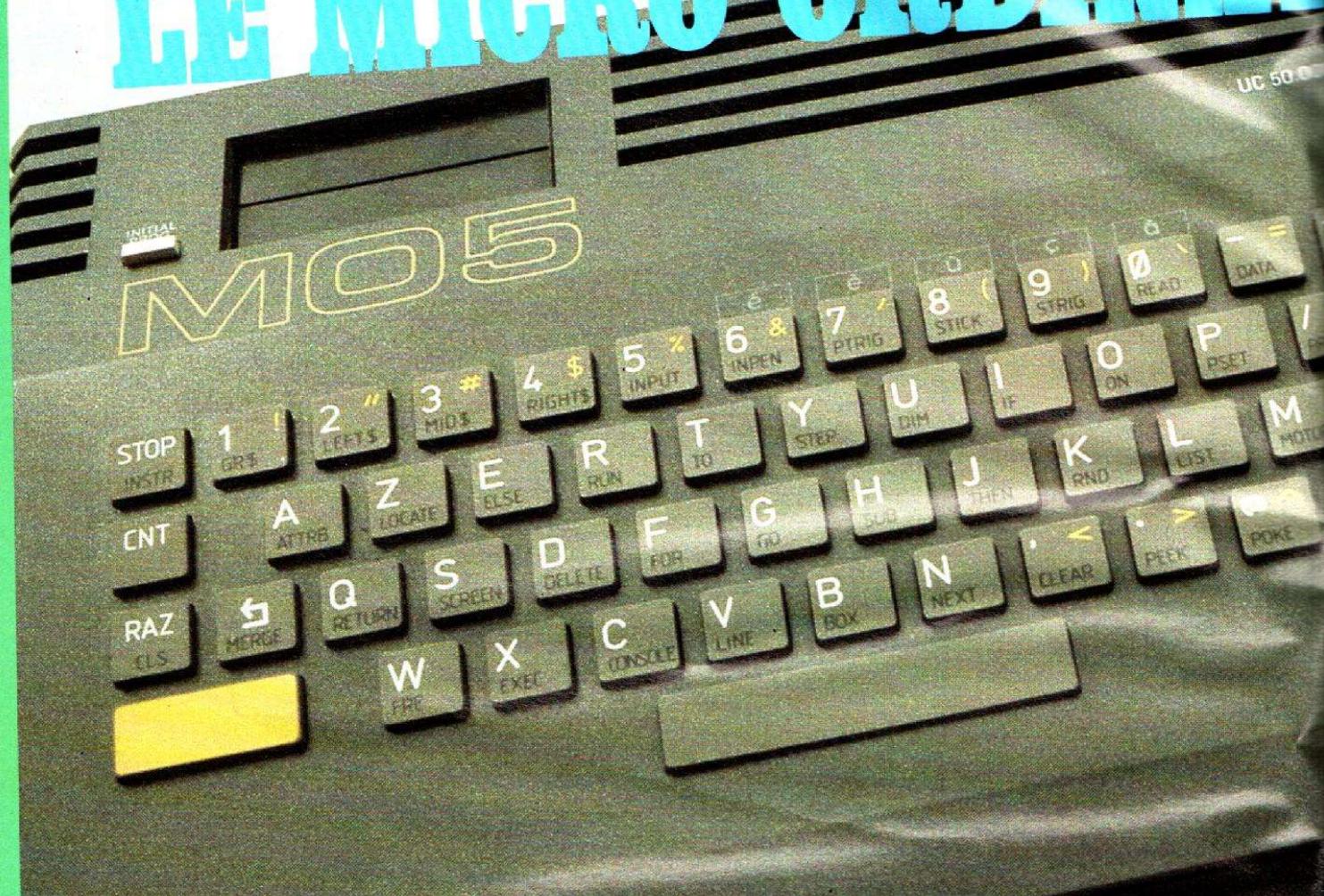
Etienne LEMERY



Marque : Akai
Modèle VS-6-S
Fonction : lecteur enregistreur de cassette vidéo de salon
Format : VHS
Standard : SECAM
Durée d'enregistrement : 4 ou 8 heures avec cassette E240
Alimentation : 110/220 V 50/60 Hz
Consommation : 35 VA en lecture
Tuner : oui
Nombre de stations : 8
Bandes : UHF/VHF
Norme : L
Accord : automatique
Modulateur : oui
Canal d'émission : 36, réglable de 30 à 39
Mire interne : horloge
Prise péritélévision : non
Entrée vidéo : oui
Prise : RCA
Sortie vidéo oui, tuner et vidéo
Prise : RCA
Entrée audio : oui
Prise : RCA
Sortie audio : oui, tuner et lecture
Micro : non
Entrée micro : non
Contrôle son : non
Commande de niveau audio : non
Réducteur de bruit : non
Prise caméra : non
Prise de télécommande : inutile

Clavier : électronique
Touches : éjection de cassette lecture, retour et avance rapide, lecture rapide avant et arrière, pause/arrêt sur image, enregistrement et arrêt
Arrêt/image : oui, sans synchro des parasites
Accélééré : non ralenti ; non
Retour automatique en fin de cassette : oui
Commande à distance : oui, infrarouge
Compteur : oui
Mémoire compteur : oui
Repérage de bande : non
Insertion : non
Enregistrement audio : non
Détecteur d'humidité : non précisé
Programmeur : oui
Nombre de programmes : 4
Nombre de jours : 4 semaines
Programmation multiple : non
Type de réglage : station, semaine, jour, heure de début et de fin, assistance d'un calendrier indiquant la date, lève le doute en cas d'incertitude.
Mémoire horloge : oui, 3 jours
Temps de récupération : 2 jours
Dimensions : 440 x 135 x 363 mm
Poids : 10,5 kg
Inscriptions : français
Mode d'emploi : français
Particularités : affichage des données sur le téléviseur, dialogue avec l'utilisateur, affichage de durée de bande restante par calcul, recherche automatique des stations, vitesse moitié : autonomie double, insertion vidéo et audio *, correction de contour d'image, mémoire d'horloge et de compteur, calendrier bissextile, indexation des émissions (date), accord automatique
* Voir texte.

BANC D'ESSAI: LE MICRO ORDINATEUR



C'est il y a un peu plus d'un an, en septembre 1983 pour être précis, que nous vous présentions le banc d'essai du premier micro-ordinateur grand public de Thomson : le TO 7. Malgré quelques limitations et un prix assez élevé cette machine a connu le succès que l'on sait ; succès qui devrait maintenant couronner le lancement d'un des successeurs du TO 7 : le MO 5 que nous vous présentons aujourd'hui.

Bien que l'appellation et la taille du MO 5 soient inférieures à celles du TO 7, ce micro-ordinateur est, sur bien des points, supérieur au TO 7 dont une partie des « défauts » mis en évidence dans notre banc d'essai de septembre 1983 a été corrigée. Ces seules remarques et le fait que le MO 5 soit un produit français suffiraient à justifier ce banc d'essai ; le fait que TF 1 ait choisi le MO 5 pour ses émissions d'initiation à l'informatique nous a encore plus incités à essayer ce matériel, que nous vous invitons maintenant à découvrir.

GENERALITES

Le Thomson MO 5 est un micro-ordinateur domestique disposant de possibilités couleurs, graphiques et sonores. Il utilise bien sûr les services d'une prise péritélévision pour afficher sur l'écran de tout récepteur TV qui en est muni 25 lignes de 40 caractères en 16 couleurs ou, en mode graphique, 320 points sur 200 points, avec 16 couleurs toujours.

Côté son, il offre des possibilités de synthèse s'étendant sur 5 octaves, mais avec un générateur monodique (une seule note à la fois). Son langage de programmation est le sacro-saint Basic qui est, ici en-

core et conforme pour le TO 7, signé Microsoft. Ce Basic est extrêmement complet et nous a agréablement surpris sur plusieurs points, comme nous le verrons ci-après.

Enfin – et nous en resterons là pour les généralités –, sachez que le MO 5 dispose de 64 K de mémoire, répartis de la façon suivante : 16 K de ROM pour le moniteur et le Basic et 48 K de RAM pour l'utilisateur dont, toutefois, 16 K sont réservés à l'écran.

EUR THOMSON MO 5



PRESENTATION

Les photos ont déjà dû vous donner un aperçu de ce qu'était le MO 5. La première constatation est qu'il est plus petit que le TO 7, puisqu'il

mesure seulement 291 mm sur 190 mm pour une épaisseur de 51 mm. Contrairement au TO 7 mais, par contre, comme beaucoup d'appareils de cette catégorie, le bloc secteur est externe et, oh ! surprise, dispose d'un interrupteur marche/arrêt et d'un voyant. Plus de risque de le laisser branché toute la nuit et plus besoin de se jeter sous la table pour débrancher

le cordon secteur : c'est bien. La majorité de la surface de la partie supérieure du boîtier, en léger plan incliné, est occupée par le clavier. Celui-ci est constitué de touches caoutchoutées, au contact agréable mais au guidage incertain qui s'accommode très mal d'une frappe rapide. Certaines touches sont à double fonction, d'autres à triple et d'autres enfin à quadruple fonction. Malgré cela, les solutions adoptées permettent de ne se

poser aucune question quant à ce qui va se passer sur l'écran suite à la frappe d'une touche. Seul, le passage majuscules-minuscules, — car l'on dispose des minuscules — peut intriguer lors des premières utilisations. Autrement, la frappe d'une touche donne son symbole principal ; la frappe d'une grosse touche jaune, qui n'est autre que le shift des claviers classiques, et d'une touche donne le symbole marqué en jaune sur cette dernière ; la frappe d'une grosse touche marquée « Basic » et d'une touche donne le mot clé du Basic marqué sur cette dernière ; enfin, la frappe de la touche « accent » permet d'utiliser les lettres accentuées disponibles au-dessus de certaines touches numériques. Cette dernière remarque vous permet de constater que le MO 5 est un produit adapté au marché français puisqu'il dispose des caractères spécifiques de notre langue (les accents mais aussi le c cédille). Des touches de déplacement de curseur dans les quatre directions et deux touches « ins » et « eff »

laissent prévoir d'intéressantes possibilités d'édition. Pour en terminer avec ce clavier, précisons que la touche RAZ n'est pas une touche de RESET et qu'elle peut donc être frappée sans crainte, et que la touche d'espace est une barre, un peu courte à notre goût, mais déjà plus agréable qu'une touche de taille ordinaire, comme c'est malheureusement trop souvent le cas.

Hormis le clavier, la face supérieure du MO 5 est munie d'une découpe, obturée par une trappe à ressort et au fond de laquelle on peut voir un connecteur 2 fois 15 contacts. Ce connecteur permet l'enfichage de modules de mémoire morte contenant des programmes ; programmes qui prennent alors la place du Basic. Un poussoir d'initialisation est situé à côté de cette trappe et permet de faire un reset du MO 5. De la face arrière émerge le câble péritélévision, non débrochable, et de longueur convenable. Un trou, sans aucune indication sérigraphiée (économie oblige), reçoit le jack du bloc secteur tandis qu'un connec-



LE MICRO ORDINATEUR THOMSON MO 5

teur d'extension, constitué par une protubérance du circuit imprimé, est protégé par un cache plastique amovible.

La face latérale enfin dispose de deux prises DIN, une pour le magnétophone à cassettes, l'autre pour un crayon optique (light pen, si vous préférez).

Comme de nombreux autres appareils, le MO 5 est fourni sans cassette de démonstration, ce qui n'est pas bien grave mais est tout de même un peu frustrant, surtout pour un débutant qui doit attendre d'avoir écrit ses propres programmes pour voir ce que sait faire son appareil.

DOCUMENTATION MISE EN SERVICE

Elle est constituée par un volumineux ouvrage intitulé le guide du MO 5 et édité, bien sûr, par Nathan. Cet ouvrage part d'un bon sentiment et cherche à être accessible à toute personne, même totalement ignorante en informatique, et il y parvient assez bien. Nous sommes cependant un peu désorientés par son contenu, qui fait finalement un peu désordre avec de nombreux encadrés, compléments et remarques qui rendent, à la longue, la synthèse des informations assez délicate. Un index le complète utilement mais n'est malheureusement pas complet...

Côté technique, le manuel est nul. Aucune information relative au brochage des prises, que ce soient les DIN ou la prise d'extensions. Aucune information non plus sur la cartographie mémoire précise du système ni sur les possibilités éventuelles de langage machine. Ce ma-

nuel s'adresse à des débutants, bien sûr, mais lorsqu'ils ont fini de débiter, ils peuvent avoir envie d'en savoir plus !

La mise en service de l'appareil en lui-même ne présente pas de difficulté, encore que quelques indications auraient pu être données pour les personnes ne disposant pas de prise péritélévision en leur expliquant qu'il leur fallait acquérir un modulateur UHF couleur. Tout le monde sait cela, direz-vous ? Eh bien non, pas les débutants, justement...

Côté magnétophone à cassette, une désagréable surprise vous attend, à moins que votre revendeur ne vous ait déjà prévenu. Le MO 5, comme son TO 7 de prédécesseur, ne fonctionne pas avec un magnétophone à cassettes ordinaire. Il faut acquérir le LEP MO 5 (Lecteur Enregistreur de Programme, l'appellation n'est pas de nous mais de la notice du MO 5), seul appareil

capable d'enregistrer et de lire des cassettes pour le MO 5.

Une fois que vous possédez cette merveille (prévoir son prix en plus de celui du MO 5 seul !), il n'y a pas de problème de raccordement puisqu'il dispose d'un cordon avec fiche DIN directement compatible avec celle du MO 5.

Dans ces conditions, le travail, ou la distraction selon votre façon de percevoir la micro-informatique, peut commencer dans des conditions agréables. L'image est de très bonne qualité, un bip sonore accompagne chaque pression sur une touche et le Basic est puissant et souple, comme nous allons le constater ensemble.

LE LOGICIEL

Le Basic du MO 5 est signé Microsoft, ce qui, une fois de plus (les fois précédentes étaient pour le TO 7 et Alice de Matra-Hachette),

blesse notre orgueil national. Cette blessure est compensée par le fait que le Basic proposé est très complet et permet une excellente exploitation du MO 5, non seulement grâce à la présence d'instructions spécifiques des possibilités sonores et graphiques de l'appareil mais aussi du fait de la présence d'instructions Basic « normales », qui sont un peu oubliées sur de nombreux micro-ordinateurs. Nous n'allons pas, bien sûr, passer en revue toutes les instructions du Thomson MO 5, mais seulement vous en présenter quelques-unes, glanées ça et là au détour du manuel.

Côté affichage tout d'abord, on appréciera SCREEN, qui définit en une seule fois la couleur du fond de l'écran, du pourtour et des caractères et qui, si vous avez l'extension adéquate, permet d'incruster l'image de votre MO 5 dans une image TV ! ATTRB est tout aussi intéressante puisqu'elle permet de définir les attributs des caractères et d'afficher ceux-ci en normal, double hauteur, double largeur ou les deux à la fois. LOCATE permet de positionner le curseur où l'on veut et dans la couleur de son choix, alors que SCREEN indique le code ASCII du caractère affiché à la

Photo 1. - Le compartiment à cassettes de ROM avec, à sa gauche, le poussoir d'initialisation.

Photo 2. - Le connecteur d'extension qui passe de la face arrière.

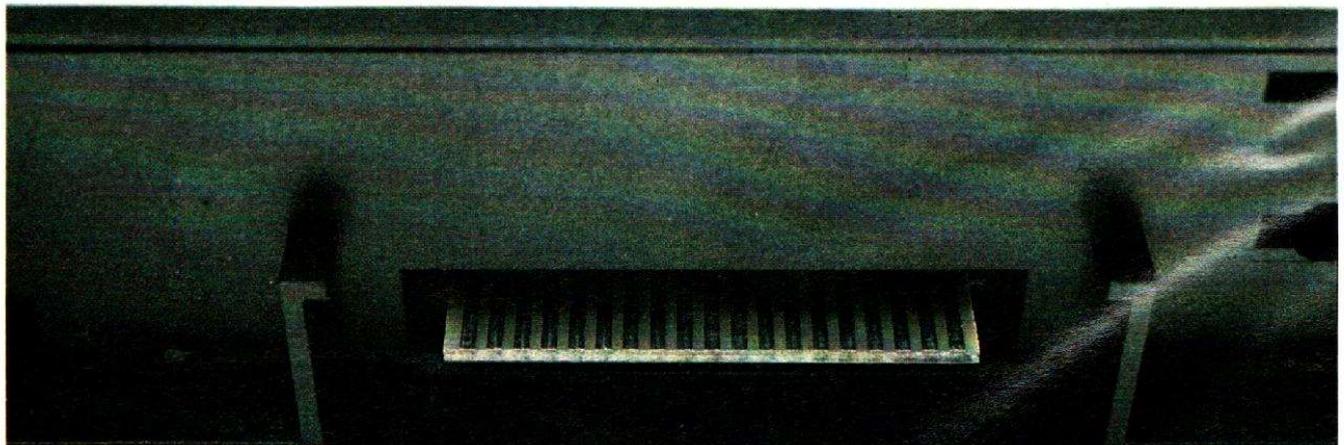
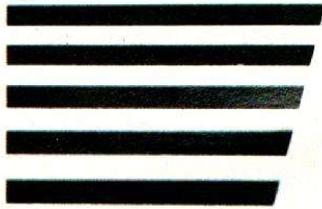
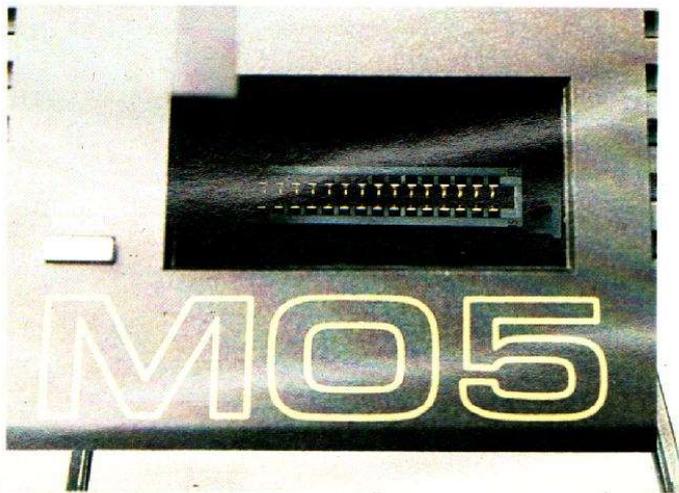




Photo 3. - Les prises DIN pour le magnétophone et le light pen.

position spécifiée. Pour la mise au point des programmes, signalons la présence de TRON et TROFF qui permettent une exécution pas à pas de ceux-ci, mais aussi de ON ERROR GOTO qui, associé à ERL et ERR (numéro de ligne en erreur et numéro d'erreur), permet une gestion intelli-

variable. Ces deux instructions perdent cependant un peu de leur intérêt du fait de la non-documentation relative au langage machine et à la cartographie mémoire du MO 5, évoquée ci-avant. Du côté des instructions classiques, signalons la présence du IF THEN ELSE et du PRINT USING, ainsi que

LINE pour tracer un vecteur, BOX pour dessiner un rectangle et BOXF pour un rectangle plein, ainsi que DEFGR\$ pour définir point par point vos propres caractères. Pour ce qui est de la musique, une seule instruction permet de commander le générateur du MO 5 qui, du fait de sa simplicité, n'a pas besoin de plus, d'autant que l'instruction en question admet de nombreux paramètres tels que : type de la note, octave, durée de la note, tempo et, dans une certaine mesure, enveloppe. Pour ce qui est de l'utilisation des cassettes, et hormis la critique relative à la spécificité du magnétophone, tout a été prévu avec les classiques SAVE et LOAD, mais aussi avec SKIPF, pour sauter un programme, MERGE pour charger un programme à la suite d'un programme existant, et MOTORON et MOTOROFF pour mettre en marche et arrêter le lecteur. Des fichiers de données peuvent aussi être sauvegardés sur cassette et chargés ultérieurement selon une procédure qui fait penser à celle utilisée avec les Basic exploitant les lecteurs de disquettes ; l'avenir semble donc avoir été prévu. En résumé, nous pouvons affirmer que le MO 5 est doté d'un Basic très complet, qui devrait satisfaire le débutant, mais aussi le programmeur confirmé qui pourra ainsi donner libre cours à son imagination créatrice.

LA TECHNIQUE

Le MO 5 se laisse volontiers séparer en deux demi-coquilles qu'il faut tout de même manipuler avec précaution ; elles sont en effet reliées entre elles par la liaison entre le



Photo 5. - Le bloc-secteur avec interrupteur marche-arrêt à voyant.

clavier et le circuit imprimé principal, liaison réalisée au moyen d'un circuit imprimé souple, fin et fragile (même type que celui qui équipe le clavier ZX-81). Le clavier reste donc solidaire de la partie supérieure du boîtier alors que la moitié inférieure est tout entière occupée par un grand circuit imprimé de très bel aspect.

Le microprocesseur utilisé dans le MO 5 est un 6809 de Motorola ou Thomson-Efcis, que vous devez bien connaître si vous êtes un fidèle lecteur du Haut-Parleur et de la rubrique « Réalisez votre ordinateur individuel ». Il est associé à 48 K de RAM dynamique réalisée au moyen de boîtiers de 16 K-mots de 4 bits de chez Texas : les TMS 4416. Le logiciel prend place dans une mémoire effaçable aux ultraviolets de 16 K-octets ; c'est une 27128, c'est-à-dire un produit très récent. Un circuit d'interface parallèle, que les utilisateurs de 6800/6809 connaissent bien puisque c'est un PIA, assure l'interfaçage avec le clavier, tandis que le reste de la logique et, donc, la gestion de la visualisation est confiée à un curieux circuit intégré réalisé spécialement pour le MO 5. Il s'agit sans doute d'un réseau de portes programmables, mais nous n'avons pu le déterminer exactement faute de référence exploitable présente sur ce dernier.

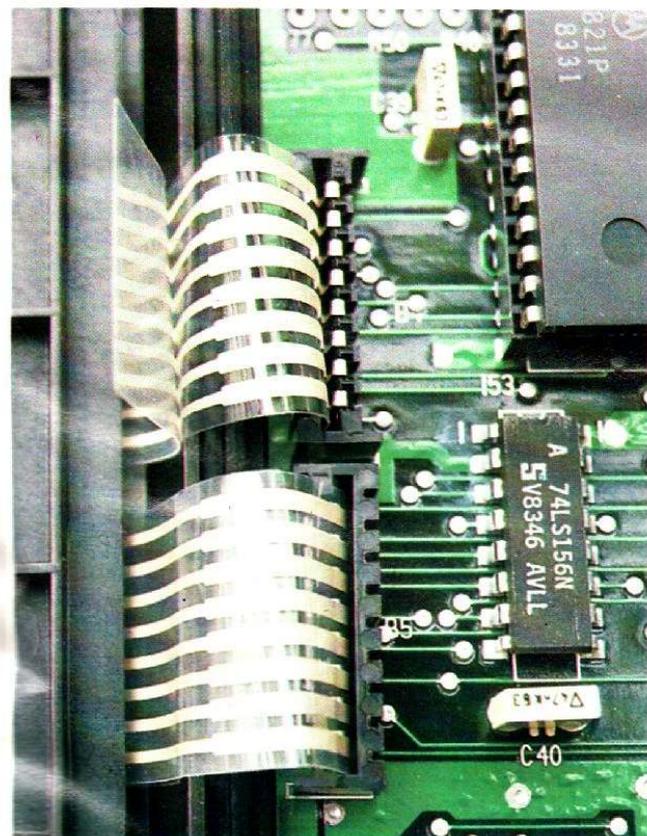


Photo 4. - Attention, fragile ! Les « câbles » qui relient le clavier au circuit imprimé principal.

gente des erreurs. EXEC permet de passer le contrôle à un programme écrit en langage machine, et VARPTR permet de connaître l'adresse mémoire d'une

la possibilité de définir le type des variables manipulées dans un programme (entiers, réels, chaînes de caractères). Du côté des graphiques, signalons

LE MICRO ORDINATEUR THOMSON MO 5

Aucun câblage n'est visible, toutes les prises étant implantées directement sur le circuit imprimé. La réalisation est très propre et, si les utilisateurs ne cherchent pas à faire rentrer les prises dans le mauvais sens, la durée de vie du montage devrait être satisfaisante. Seul reproche, mais il est commun à bien des appareils (ce qui ne rend pas la faute excusable pour autant, d'ailleurs) : le connecteur d'extension, constitué par une protubérance du circuit imprimé, est seulement étamé. Il faudra donc éviter de brancher ou débrancher trop souvent les extensions qui l'utilisent, sinon l'usure se fera vite sentir.

LES EXTENSIONS

Comme nous avons déjà eu l'occasion de le dire de nombreuses fois, proposer un micro-ordinateur, aussi bon soit-il, ne suffit pas ; encore faut-il que des extensions existent ou soient en préparation et que sa bibliothèque de logiciels soit bien fournie. C'est, semble-t-il, le cas du MO 5, tout au moins en ce qui concerne les logiciels puisque Vifi-Nathan, pardon ! Cedic-Nathan (tout change si vite !) a décidé de frapper un grand coup. Nous avons tout de même été un peu déçus par ce que nous avons vu jusqu'à aujourd'hui ; en effet la majorité des programmes proposés sont à but éducatif. C'est très bien, mais il ne faudrait pas faire que cela. Un micro-ordinateur peut aussi servir à autre chose.

Pour ce qui est des extensions, la première est le magnétophone à cassettes spécial dont nous avons déjà parlé. Ce n'est pas à proprement parler une extension puisqu'il est obligatoire pour pouvoir travailler...

Plus intéressant est le crayon opti-



Photo 7. - La ROM 16 K-octets qui contient le Basic et un curieux circuit intégré qui doit être un réseau de portes (Gate Array).

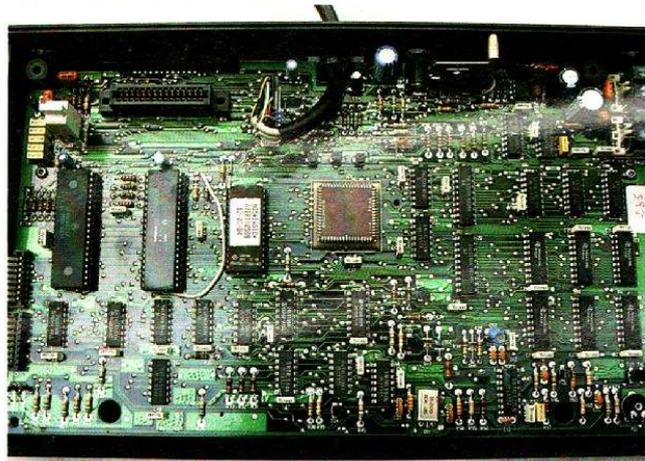


Photo 8. - Toute l'électronique du MO 5 est regroupée sur un grand circuit imprimé.

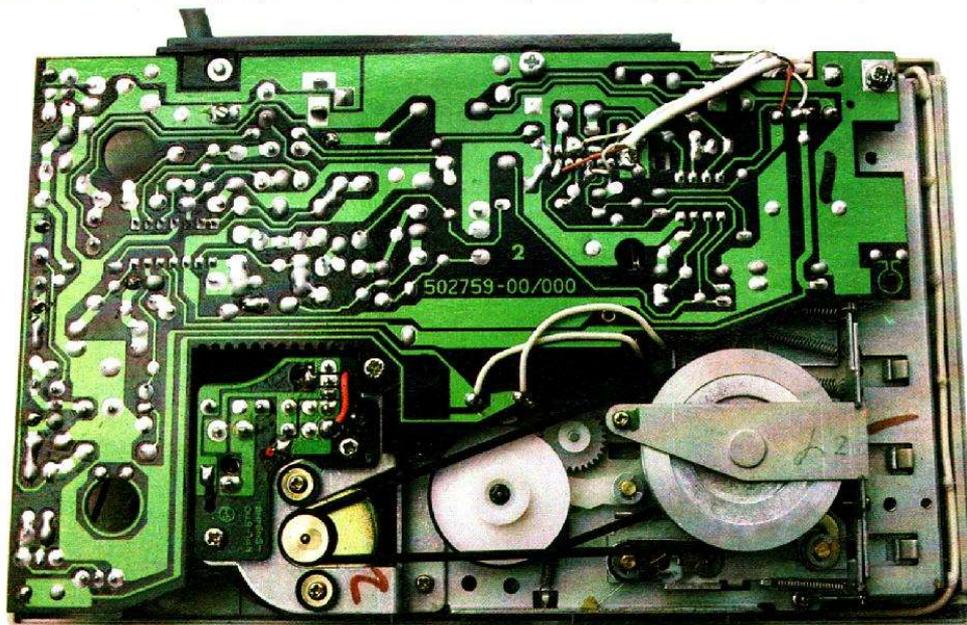


Photo 6. - L'intérieur du LEP est très classique...

que ou light pen qui permet de travailler avec l'écran TV de façon interactive. Les instructions Basic pour l'utiliser sont prévues d'origine sur le MO 5 ainsi que la circuiterie d'exploitation. Vu le faible prix des composants du crayon, ce serait une bonne chose que de le fournir d'origine avec le micro-ordinateur. D'autres extensions sont prévues, telles que imprimante, lecteurs de disquettes, contrôleur de communication, etc. L'avenir nous dira ce qu'elles valent tant techniquement que financièrement et, comme nous n'en disposons pas pour ce banc d'essai, nous ne pouvons être plus précis à leur sujet.

CONCLUSION

Arrivé au terme de ce banc d'essai, nous devons reconnaître que Thomson est remonté dans notre estime en matière de micro-ordinateur domestique. Le MO 5 est un produit intéressant, sur lequel la majorité des défauts que nous avions rencontrés sur le TO 7 a été corrigée.

Nous n'avons que peu de choses à regretter sur cet appareil : le fait de devoir utiliser un magnétophone spécial, la pauvreté du manuel sur le plan technique et le léger désordre qui y règne. Par contre, nous avons apprécié le clavier très complet, le Basic souple, puissant et très complet lui aussi, les possibilités graphiques dont les 16 couleurs disponibles, et le bon fonctionnement du magnétophone à cassettes à 1 200 bauds.

Le MO 5 est donc un bon produit et devrait avoir un certain succès, de par ses capacités propres, bien sûr, mais peut-être également en raison de son utilisation dans les émissions d'initiation à l'informatique de TF 1.

Au moment où ces lignes sont écrites, ces dernières n'ont pas encore commencé, et nous en sommes donc réduits à faire des suppositions quant à leur impact. Mais, nous le répétons, le MO 5 n'a pas besoin de cela pour bien se vendre...

C. TAVERNIER

Nota :
Prix public indicatif du Thomson MO 5 : 2 390 F sans le lecteur de cassettes.

EN KIT :

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE SIARE 18 M



La qualité d'une enceinte acoustique dépend en grande partie des performances des transducteurs qui l'équipent et, bien entendu, de l'étude; tant théorique qu'expérimentale, qui a présidé à sa conception. Dans tous les cas, le choix des transducteurs utilisés est capital.

Nous avons retenu une petite enceinte, du type bibliothèque, deux voies, pouvant se monter avec une relative facilité: autrement dit, nous avons affaire à une réalisation en kit; et comme le constructeur, en l'occurrence SIARE, s'est livré au préalable à l'étude à laquelle nous faisons allusion plus haut, seul sera à la charge de l'amateur un travail de

menuiserie — qu'il pourra éventuellement faire effectuer par un spécialiste — et d'assemblage.

La 18 M en kit de SIARE comprend deux haut-parleurs, un filtre et les plans de découpe du bois constituant le coffret.

S'agissant des haut-parleurs, ils se composent :

- Du 18 VR (rendement 0,5 %), diffuseur de graves à aimant ferrite surdimensionné: ferrite de baryum de diamètre 105 mm et de hauteur 18 mm; induction 1,3 teslas (13 000 gauss) donnant un flux de 63 000 maxwells. La bobine mobile de 2,5 cm de diamètre en cuivre est refroidie par un support en aluminium, isolé de la membrane par une couche de nomex.

Le point fort de ce transducteur: une membrane en fibres de verre tressées et vernies par une composition organique à base de formaldéhyde, ce qui se traduit par une rigidité accrue favorable au fonctionnement en piston et un meilleur amortissement de ses résonances propres; de plus, un repli périphérique au niveau de la suspension externe joue le rôle de raidisseur supplémentaire et ajoute à la rigidité de l'ensemble; ce dernier dispositif (fig. 1) réduit de façon sensible les modes de vibrations latérales et par conséquent les distorsions d'ordre impair.

Quant au cache-noyau central en PVC, il régularise la courbe de réponse.

- D'un tweeter à dôme souple, de la série TWM, composé d'une calotte en polyamide « Supronyl » mince lui conférant à la fois une très grande légèreté et une bonne rigidité.

En ce qui concerne la bobine mobile, constituée de deux couches de fil de cuivre, elle baigne dans une induction magnétique intense de 1,4 teslas, ce qui autorise un bon rendu des transitoires.

Le filtre de la 18 M est du type 6 dB/octave pour la section grave et du type 12 dB/octave pour la section aiguë.

Le volume de l'enceinte retenue a été choisi volontairement faible et compact: sa destination est essentiellement l'accompa-

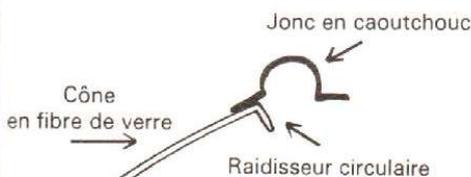
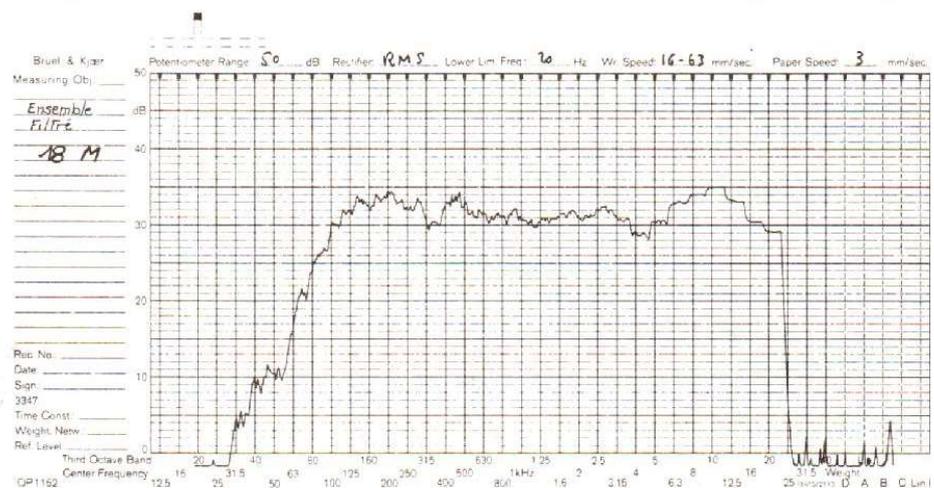


Fig. 1.



gnement d'une mini-chaîne de qualité, avec positionnement dans une bibliothèque.

Il conviendra de prévoir un matelassage interne au coffret : laine de verre de 5 cm d'épaisseur ou tibiaude, sur le fond et sur l'un des côtés (voir schéma pour les dimensions).

Les courbes de réponse relevées l'ont été dans une « chambre douce » plus proche d'un salon d'écoute qu'une chambre sourde (fig. 2 et 3).

Impressions d'écoute : Par principe, une enceinte de faibles dimensions est très sensible à son environnement, aussi quelques précautions sont à prendre. Dans notre cas, nous avons choisi de positionner nos 18 M à un mètre du sol, sur un socle rigide et le long du mur, les enceintes étant séparées entre elles de trois mètres environ.

Ainsi placée, la capacité dynamique s'avère excellente. Le grave reste ferme même lorsque l'on descend en fréquence et sans coloration gênante. Plus étonnantes encore la clarté, la définition et la transpa-

rence du médium aigu, pour des enceintes de ce prix de revient. Ces écoutes ont été effectuées à partir de diverses sources tant numériques — compact-disc — qu'analogiques — disques et FM.

Il ne vous reste plus qu'à vous mettre au travail, un travail relativement facile à mener à bien puisque le coffret est de forme simple et accessible à tout particulier un tant soit peu bricoleur. ■

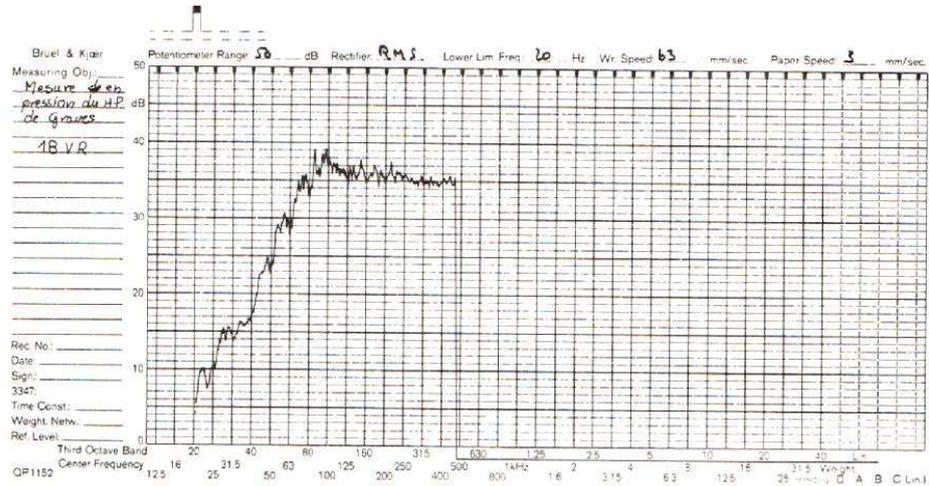


Fig. 3. — Courbe de réponse de H.P. de graves.

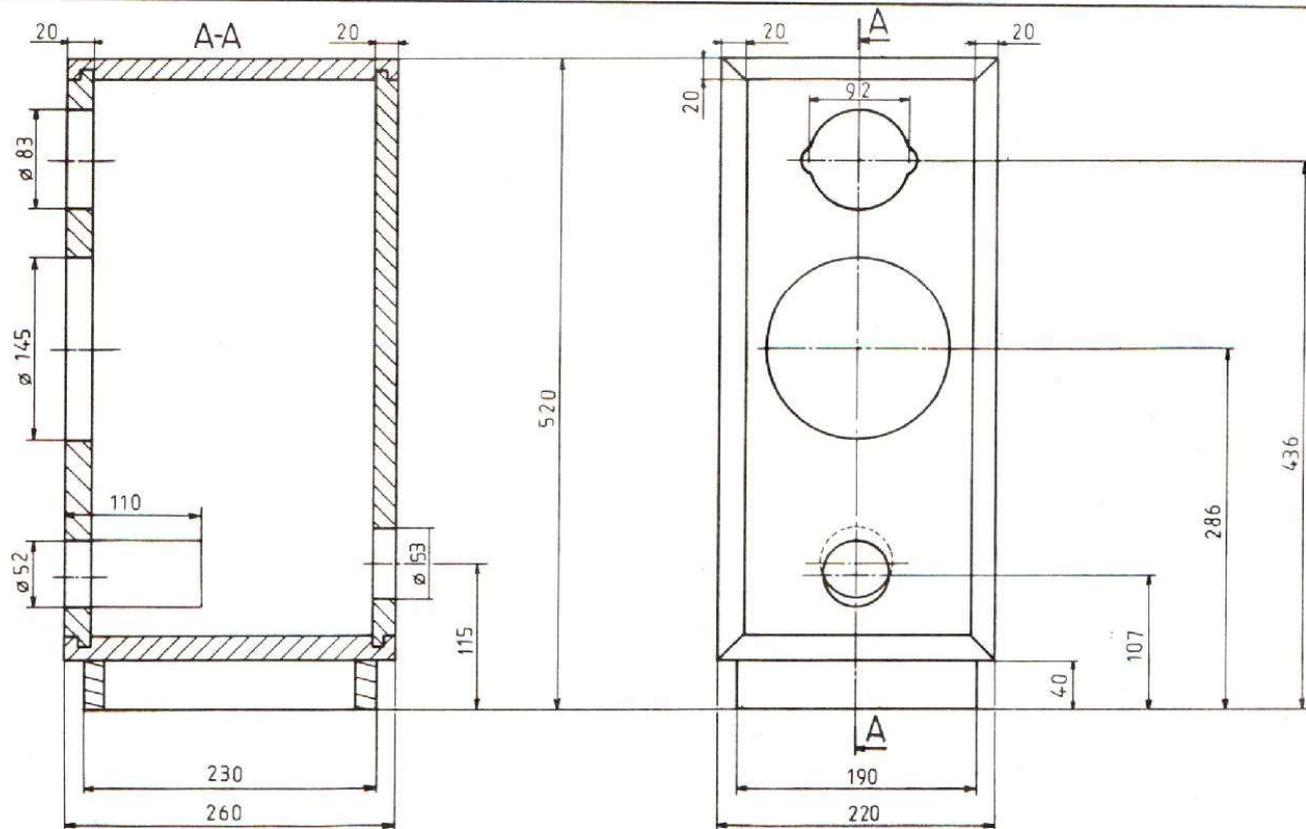
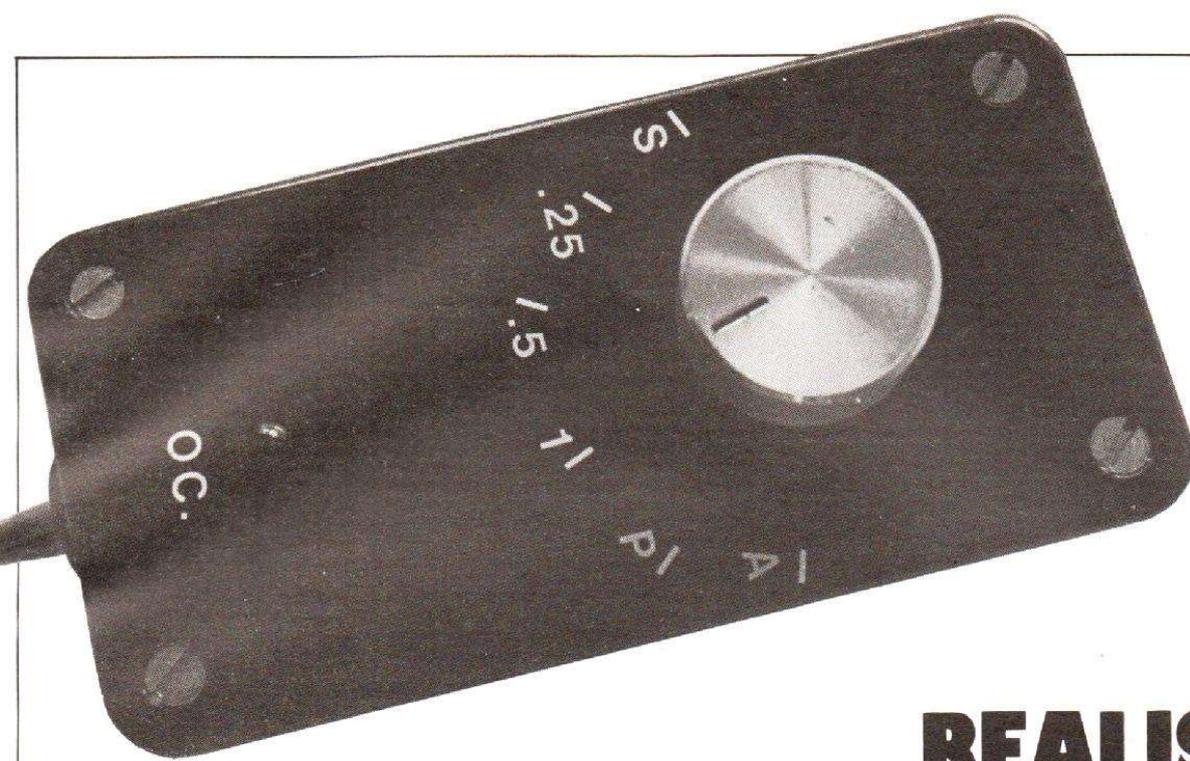


Fig. 4. — Dimensions des panneaux en bois de l'enceinte acoustique 18 M.



REALISEZ: L'OCCUPE TELEPHONE

Si vous êtes l'heureux possesseur d'un téléphone à votre domicile, vous avez dû constater que, pour une raison restant encore mystérieuse, ce facétieux appareil se met en général à sonner à des moments particulièrement bien choisis tels que lorsque vous prenez un bain ou une douche, lorsque vous êtes aux toilettes et plus généralement lorsque vous êtes dans l'incapacité de vous déplacer facilement pour répondre.

Pour pallier ces inconvénients, deux solutions peu satisfaisantes existent ; la première consiste à débrancher votre poste lorsque vous voulez être tranquille et la seconde à le laisser décroché à ces mêmes moments. Pour simples qu'elles soient, ces deux méthodes présentent plusieurs inconvénients dont le principal est que l'on risque d'oublier de rebrancher ou de raccrocher, rendant ainsi impossible tout appel ultérieur ; de plus, la méthode consistant à débrancher fait croire au demandeur que l'on est absent, ce qui peut être gênant ; enfin, la méthode consistant à laisser décroché, si elle ne fait pas croire à une absence parce que l'appelant reçoit en retour la tonalité d'occupation, est interdite par les PTT.

Nous vous proposons donc ci-après de réaliser un petit montage, simple et autonome, capable d'occuper votre ligne téléphonique pendant un temps programmable et qui libère celle-ci tout seul une fois ce temps écoulé.

Outre son intérêt pratique, ce montage fait appel à des transistors V-MOS, ce qui vous permettra, même si vous ne le réalisez pas, de prendre connaissance des possibilités très intéressantes de ces produits.

Généralités

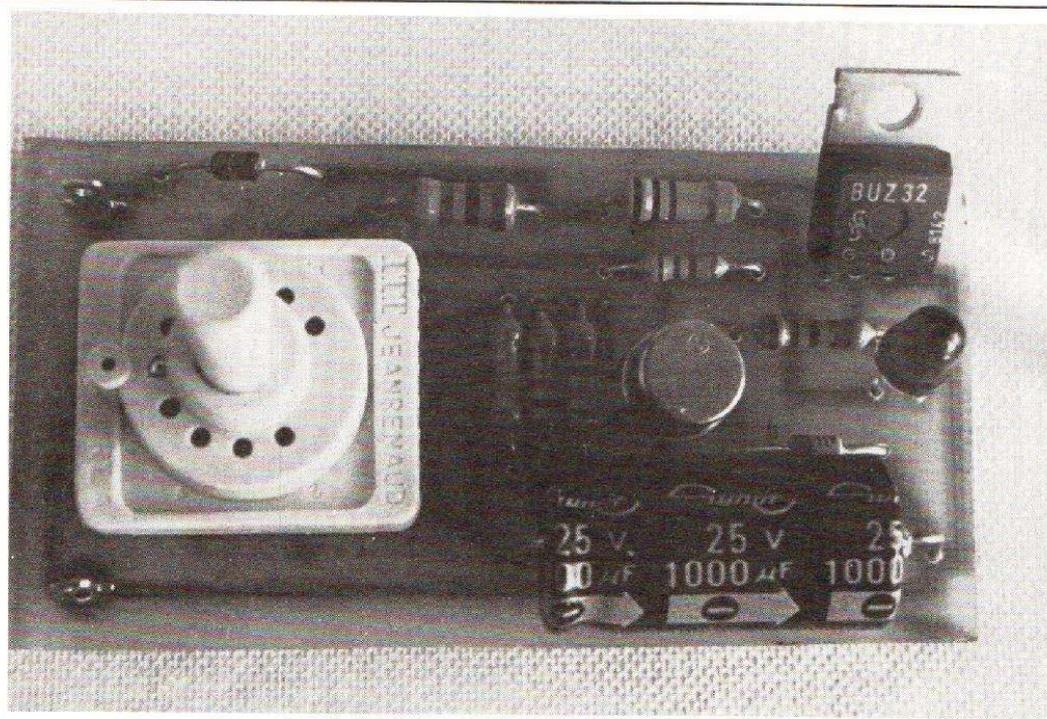
Notre montage se branche sur toute installation téléphonique existante, sans aucune modification grâce à une prise gigogne. Il ne nécessite aucune alimentation, celle-ci étant prélevée sur la ligne téléphonique elle-même. Il peut occuper la ligne téléphonique pendant une période programmable, de quelques minutes à plusieurs heures, et libère celle-ci une fois ce temps écoulé. Sur le prototype réalisé, nous avons prévu quatre temps pouvant être sélectionnés par un commutateur : 1/4 d'heure, 1/2 heure et 1 heure. Si le besoin s'en fait sentir, l'appareil peut être remis en veille immédiatement et à tout instant.

Un voyant rouge signale le fait que la ligne est occupée et sert de pense-bête. De plus, pendant la phase d'occupation, il vous est possible de décrocher votre téléphone et d'appeler un numéro comme si de rien

n'était. Le montage se met alors en veille pendant la communication et reprend ensuite sa fonction. Attention, ce dernier mode de fonctionnement n'est toutefois possible que si vous disposez d'un téléphone à numérotation multifréquence (ou fréquences vocales selon les appellations PTT). Si vous possédez une numérotation décimale classique, il vous faudra arrêter le montage pour pouvoir appeler pendant qu'il est en phase d'occupation.

Le schéma

Il est visible figure 1 et, lorsque l'on connaît le comportement d'une ligne téléphonique, son fonctionnement peut être aisément compris. Il faut savoir qu'une ligne téléphonique peut être le siège de tensions très diverses : alternatif à 25 Hz de 80 V d'amplitude pour la sonnerie, tension continue au repos de 48 V, tension lors des prises de ligne de 12 V



Négatif n° 3. — Le circuit imprimé prêt à l'emploi, remarquez le commutateur rectangulaire spécial circuit imprimé.

Les modèles choisis ici sont des MOS canal N et deviennent conducteurs lorsque la grille est suffisamment positive par rapport à la source. Au repos, lorsque le poussoir n'a pas été actionné depuis longtemps, le condensateur de 1 000 μ F est déchargé et la grille de T₂ est au même potentiel que sa source ; T₂ est bloqué, aucun courant ne peut le traverser et donc aucun courant ne circule entre L₁ et L₂, si ce n'est les fuites via D₁, la résistance de 1 k Ω , la LED, la résistance de 1 M Ω et D₂ ce qui ne fait que quelques centaines de μ A et est tout à fait négligeable. Le montage est au repos et n'influe aucunement sur la ligne téléphonique (dont les extrémités sont L₁ et L₂) à laquelle il est connecté.

environ ; les polarités de ces diverses tensions n'étant pas figées mais pouvant changer selon les conditions en présence. Par ailleurs, pour faire croire au central téléphonique que votre ligne est occupée, il suffit de la charger par une résistance équivalente à celle présentée par un téléphone décroché.

Cela étant vu, le principe de notre montage est simple : c'est un timer un peu spécial commutant aux bornes de la ligne télépho-

nique une résistance de charge adéquate pendant le temps de votre choix. Un classique 555 et un relais auraient pu faire l'affaire mais auraient nécessité une alimentation externe, ce qui est peu pratique. Nous avons donc préféré le schéma de la figure 1, totalement autonome.

Ce schéma utilise deux transistors V-MOS ; rappelons que ces transistors sont analogues à des transistors MOS classiques, mais en offrant une puis-

sance bien supérieure puisqu'il est possible, avec certains modèles, de couper une dizaine d'ampères sous plusieurs centaines de volts. Un tel transistor présente une résistance quasi infinie entre drain et source lorsque la tension de grille est en dessous d'un certain seuil ; par contre, cette résistance chute à quelques ohms lorsque la tension de grille devient supérieure à ce seuil. Ces transistors peuvent donc constituer d'excellents commutateurs.

Si l'on appuie un court instant sur P, les 48 V présents aux bornes de la ligne téléphonique au repos chargent quasi instantanément le 1 000 μ F, ce qui fait violemment conduire T₁, un courant supérieur à 10 mA circule alors entre L₁ et L₂, la LED s'allume et le central téléphonique considère la ligne comme occupée, renvoyant ainsi la tonalité

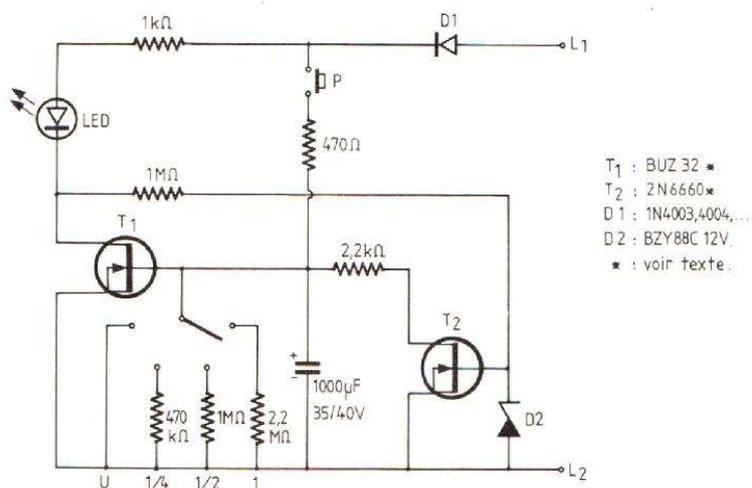


Fig. 1. — Circuit d'occupation de la ligne téléphonique.

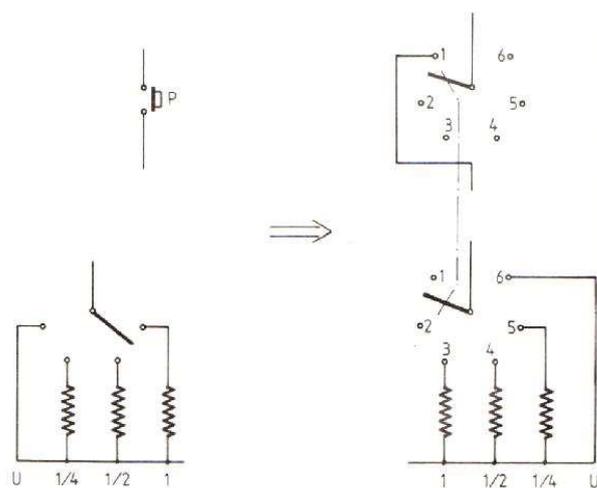


Fig. 2. — Comment économiser un poussoir ?

d'occupation à toute personne tentant de vous appeler. T_1 étant conducteur, son drain est à un potentiel voisin de sa source, ce qui maintient T_2 bloqué via la résistance de $1\text{ M}\Omega$. Le condensateur de $1\ 000\ \mu\text{F}$ se décharge alors lentement dans une des résistances, sélectionnée par le commutateur, à une vitesse contrôlée par la constante de temps RC ainsi formée. La décharge via T_1 est quasi nulle car le courant de grille d'un V-MOS se chiffre en centaines de picoampères. Lorsque la tension aux bornes du $1\ 000\ \mu\text{F}$ atteint le seuil de conduction de T_1 , celui-ci commence à se bloquer lentement (un V-MOS est un dispositif linéaire et non un commutateur); sa tension de drain commence à monter, ce qui fait petit à petit conduire T_2 ; ce dernier finit donc de décharger le $1\ 000\ \mu\text{F}$, ce qui accroît le blocage de T_1 et la conduction de T_2 , etc. Par cet effet de réaction, le montage passe très rapidement de l'état actif à l'état inactif. Une fois T_1 bloqué, T_2 reste saturé et maintient le $1\ 000\ \mu\text{F}$ parfaitement déchargé; le montage est revenu au repos.

La résistance de $2,2\ \text{k}\Omega$ permet de charger le $1\ 000\ \mu\text{F}$ par la manœuvre du poussoir; en effet, lorsque le montage est au repos, T_2 est conducteur et, sans cette résistance, il maintiendrait le $1\ 000\ \mu\text{F}$ en court-circuit, empêchant toute charge et par là même tout déblocage du montage. Les diverses résistances pouvant être sélectionnées par le commutateur permettent de choisir les divers temps de fonctionnement, la position « court-circuit » servant à arrêter immédiatement et sur commande le montage.

La diode D_1 protège le montage des inversions de polarité se produisant sur la ligne téléphonique, tandis que D_2 évite qu'une tension trop importante puisse apparaître entre grille et source de T_2 pendant les phases de sonnerie par exemple, ce qui le détruirait immédiatement. La LED enfin sert d'indicateur d'activité du montage et signale, par son allumage, l'occupation de la ligne.

Réalisation

Nous avons voulu faire un montage simple, compact et économique; nous avons donc condensé un peu le schéma de la figure 1 au niveau des commutateurs comme le montre la figure 2. En effet, le poussoir et le commutateur à quatre positions ont été remplacés par un seul com-

mutateur rotatif à deux circuits et six positions. La position 1 correspond à un appui sur le poussoir, la 2 à un temps d'occupation très long (ne dépend que des fuites du $1\ 000\ \mu\text{F}$) puisque aucune résistance de décharge n'est en service, les positions 3, 4 et 5 correspondent à 1 heure, 1/2 heure et 1/4 d'heure et la position 6 est celle d'arrêt d'urgence.

L'approvisionnement des composants ne pose pas de problème; seuls les V-MOS peuvent vous inquiéter un peu, mais il n'y a pas de quoi. Les références indiquées sont celles utilisées sur la maquette; le BUZ 32 est un Siemens et le 2 N 6660 un Siliconix, mais T_1 peut être un BUZ 10, BUZ 20, BUZ 30 de chez Siemens ou un VN 66 AF de Siliconix. T_2 , quant à lui, peut être un 2 N 6660 ou VN 66 AF de

Siliconix. Pour information, nous avons trouvé des VN 66 AF chez Beric, 43, rue Victor-Hugo, 92240 Malakoff, mais de tels transistors commencent à être très répandus. Si votre fournisseur n'a aucune des références indiquées, sachez qu'il vous faut un V-MOS canal N de tension de claquage d'au moins 80 V et pouvant commuter au moins 500 mA. Vous pouvez prendre plus puissant, et même beaucoup plus puissant, mais puissance et prix sont proportionnels:

Nous avons dessiné un circuit imprimé simple face, visible figure 3, pour recevoir l'ensemble des composants du montage, commutateur rotatif compris. Ce dernier est un modèle rectangulaire implantable sur circuit imprimé de chez Jeanrenaud; si vous ne pouvez en trouver, utilisez un modèle rond en retouchant le dessin du circuit imprimé à son niveau.

Le tracé très simple du CI peut être fait par toute méthode à votre convenance, y compris celle du feutre. L'implantation des composants sera ensuite réalisée en suivant la figure 4. Attention au sens des diodes, du chimique et surtout des V-MOS. Nous avons indiqué en figure 5 le brochage de « nos » V-MOS; si vous n'utilisez pas les mêmes, faites-vous préciser celui-ci par votre fournisseur. Attention aussi au sens de la LED, dont la cathode est en général repérée par une patte plus courte que celle d'anode.

Cette LED sera câblée avec des fils assez longs pour qu'elle puisse apparaître par une découpe de la face supérieure du boîtier comme expliqué au paragraphe suivant.

Les valeurs de résistan-

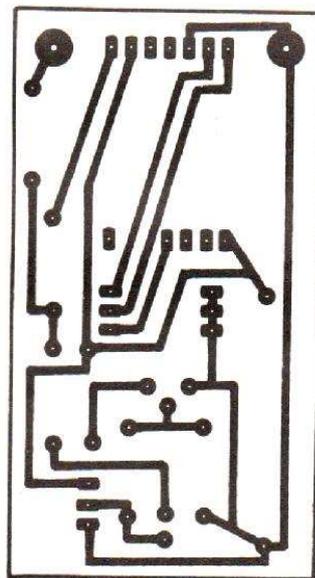


Fig. 3. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

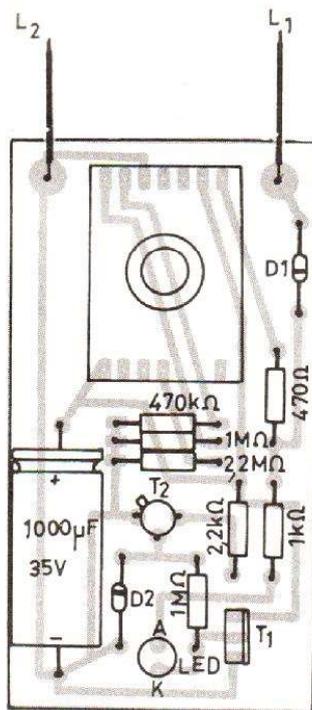
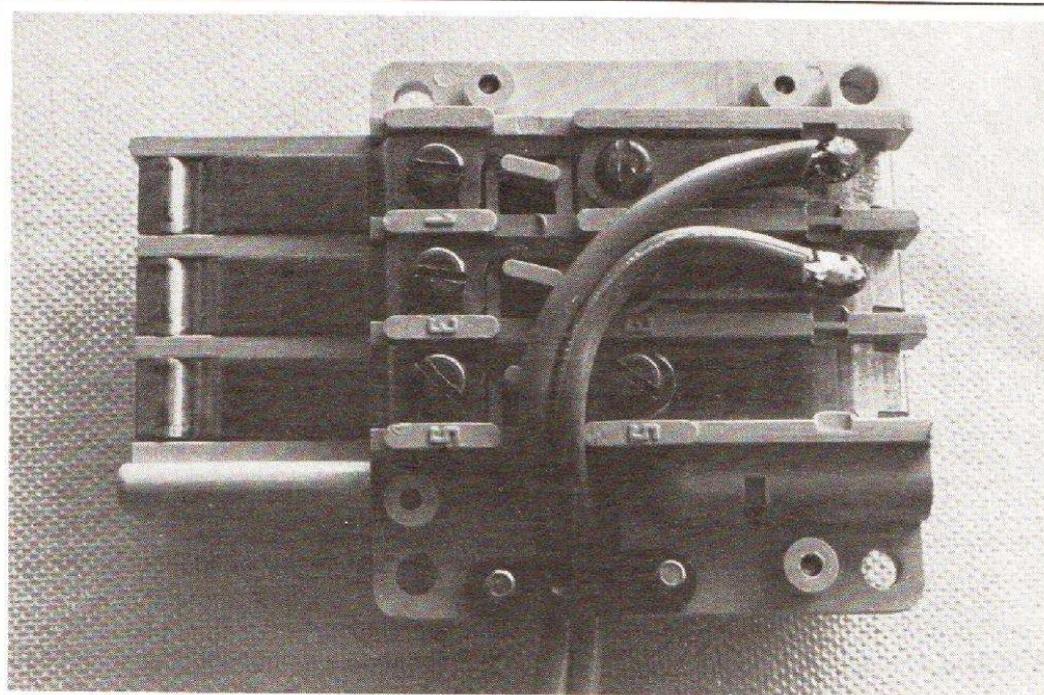


Fig. 4. - Implantation des composants.



Négatif n° 13. — Câblage de L₁ et L₂ dans la prise gigogne.

ces indiquées pour les divers temps correspondent à notre 1 000 µF. Comme la tolérance de valeur sur les condensateurs chimiques de forte valeur est élevée, il se peut que vous obteniez des temps assez notablement différents. Compensez en

conséquence, sachant qu'une augmentation de résistance augmente le temps de fonctionnement ; en première approximation, vous pouvez même supposer que c'est linéaire (si 500 kΩ donnent 20 minutes, 1 MΩ donnera 40 minutes environ).

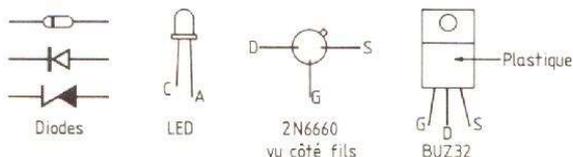


Fig. 5. — Brochage des semi-conducteurs.

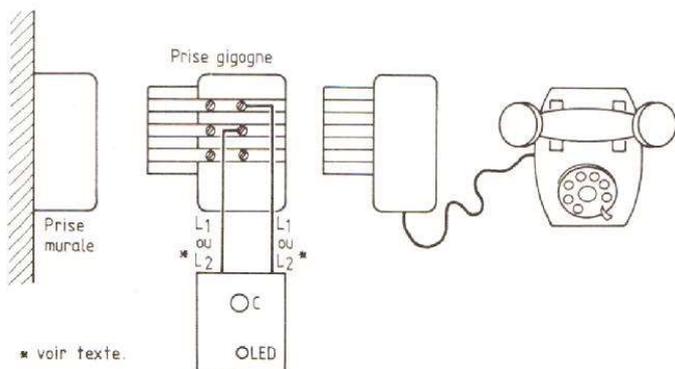


Fig. 6. — Mise en place du montage sur l'installation téléphonique.

sans conséquence grâce à D₁, mais empêcherait le montage de fonctionner.

Utilisation

Elle est fort simple. Au repos le commutateur peut occuper n'importe quelle position sauf la 1 bien sûr. Pour mettre le montage en marche, amenez le commutateur sur 1 ; au bout d'une à deux secondes, la LED s'illumine brillamment ; amenez alors le commutateur sur la position correspondant au temps désiré ; la luminosité de la LED va baisser un peu au début, mais c'est normal. Votre montage occupe alors la ligne tant que la LED reste allumée.

Pour l'arrêter en cas de besoin, amenez le commutateur sur la position 6, où il pourra d'ailleurs rester tant que vous ne l'utiliserez pas à nouveau.

Conclusion

Nous souhaitons, avec ce petit montage, avoir apporté un remède simple et économique au principal désagrément du téléphone qui est sa propension à sonner au plus mauvais moment. Même si sa réalisation ne vous tente pas, l'exposé détaillé de son principe de fonctionnement a pu vous permettre de voir ce que peuvent faire des transistors V-MOS utilisés en commutation.

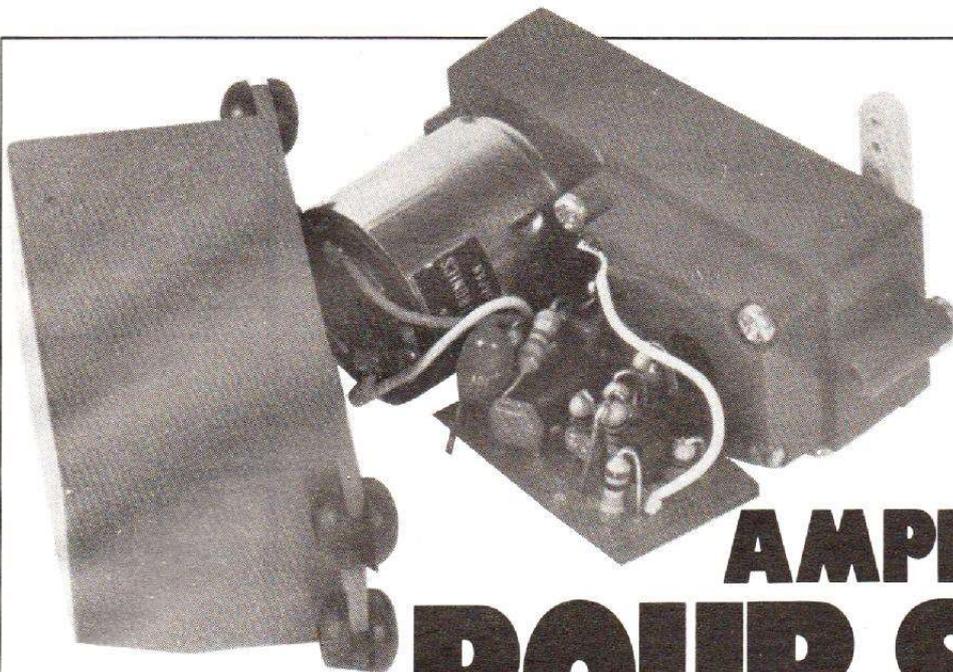
Bien sûr, comme tous les montages devant être directement connectés à une ligne téléphonique, cette réalisation doit rester expérimentale et n'être utilisée que sur des réseaux téléphoniques privés ; l'administration des PTT n'autorisant la connexion directe sur ses lignes que des appareils homologués par ses soins.

C. TAVERNIER

Installation

Lorsque le montage a été soigneusement contrôlé, vous pouvez l'intégrer dans le boîtier de votre choix, le circuit imprimé étant simplement maintenu, vu sa légèreté, par le canon fileté du commutateur. La LED, câblée avec des fils assez longs, apparaîtra par un trou de la face supérieure de ce boîtier.

Procurez-vous ensuite une prise téléphone gigogne (tous les grands magasins en vendent), dans laquelle vous mettrez en place tous les cavaliers de court-circuit. Regardez ensuite la figure 6 et équipez de cosse à souder les deux plots où vous allez raccorder L₁ et L₂. La polarité de la ligne ayant une importance, mettez en place la prise gigogne sans son capot, branchez votre téléphone et laissez-le raccroché ; avec un contrôleur universel en gamme 50 V continu, mesurez alors la tension entre L₁ et L₂ et repérez le fil positif. Ce dernier sera raccordé au point L₁ du circuit imprimé. Une inversion de polarité serait



UN AMPLIFICATEUR POUR SERVO PROGRESSIF

La réalisation que nous vous proposons ici correspond à la demande d'un utilisateur de système de commande à distance, par radio ou non, en tout ou rien. Les servo-mécanismes commercialisés actuellement utilisent une commande impulsionnelle et si l'on n'a pas besoin de cette proportionnalité, on ne trouve plus rien... Des fabricants de Radiocommande, comme Lextronic, proposent encore des mécaniques pour servomécanismes et c'est l'une de ces dernières que nous avons utilisée ici pour concrétiser cette application.

s'arrête, l'organe de sortie ne bouge plus. Pour assurer la sécurité de fonctionnement de l'électronique et aussi de la mécanique, nous avons ajouté au système des contacts de fin de course qui interdiront le dépassement d'une position fixée, même si l'ordre de mouvement reste appliqué à l'entrée. Cette limitation

de fin de course ne doit évidemment par interdire le déplacement en sens inverse.

La figure 1 donne le schéma de principe du servomécanisme. Nous utilisons un double amplificateur de puissance monté en pont. Les deux entrées inverseuses sont reliées entre elles pour transmettre à

Comme dans la conception d'un servo avec retour au centre, nous utilisons un circuit intégré TDA 2820 M de SGS, circuit que l'on pourra remplacer par une version plus récente baptisée TDA 2822 M. (Attention, cet amplificateur existe aussi en version sans « M », plus encombrante, mais électriquement équivalente.)

Le servo progressif travaille de la façon suivante : deux contacts de relais se ferment pour commander la rotation dans un sens ou dans l'autre. Dès que l'on stoppe l'ordre, par ouverture du contact, le moteur

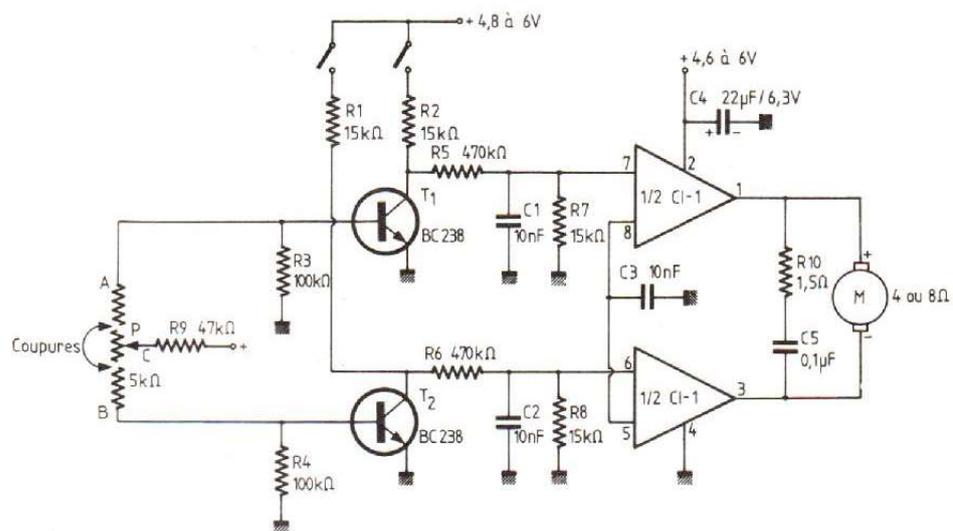


Fig. 1. — Schéma de principe de notre montage.

l'autre amplificateur un ordre tel que les deux sorties soient inverses. Chaque entrée non inverseuse reçoit, par les contacts du relais, une tension positive. Un condensateur filtre une éventuelle composante alternative parasite.

La limitation de fin de course utilise le potentiomètre d'asservissement vendu avec le mécanisme. Ce potentiomètre a été coupé en deux endroits qui déterminent la course du servo.

Chaque bout de piste est relié à la base d'un transistor qui, le moment venu, recevra, par R9, un courant positif. Le signal de commande sera alors court-circuité et le moteur s'arrêtera, faute d'ordre.

Symétrisation

Les deux amplificateurs ne sont pas rigoureusement appariés et, en présence d'une charge, le courant de sortie peut être de quelques milliampères, ce qui contribue à une décharge plus rapide de la batterie. De plus, les deux résistances R₇ et R₈ n'étant pas rigoureusement de même valeur, un déséquilibre peut être observé. Pour réduire la consommation à l'arrêt, on pourra éventuellement assurer un équilibrage par mise en parallèle sur l'une de ces résistances d'une résistance de plus forte valeur (plusieurs centaines de milliers d'ohms).

Réalisation

Le schéma du circuit imprimé (très dense pour entrer dans le servo) est donné figure 2, l'implantation figure 3. On constatera une différence avec l'ampli de la photo, cette différence vient d'une modifica-

tion de dernière minute pratiquée à partir d'une autre implantation. Le câblage s'effectue en respectant le sens d'installation du circuit intégré et aussi du condensateur au tantale de découplage.

L'opération la plus délicate consiste à pratiquer les découpes de la piste résistante, suivant le dessin de la figure 4. Elles se pratiqueront par grattage ou fraisage (mini-fraise sphérique) et on vérifiera la discontinuité ainsi obtenue à l'ohmmètre. Le dessin vous donne la position des bornes, ce qui permettra une limitation de fin de course effective. Sinon, l'arbre de sortie part en butée et le montage

consomme ; une limitation thermique interviendra à l'intérieur même du circuit intégré. En cas de problème, on inversera simplement les deux fils du moteur.

Aucune mise au point n'est à faire si l'on n'a pas à ajuster le courant de repos minimum du servo.

C'est tout. Si maintenant vous voulez construire votre propre servo, vous pourrez vous procurer des ensembles moteur à démultiplication programmable, Comotor, avec moteur Mabuchi (chez les spécialistes en modèles réduits), le courant de sortie de 1,5 A de cet ampli permet de les piloter sans problème...

E. LEMERY

Liste des composants

- Résistances 1/4 W 5 %
- R₁, R₂, R₇, R₈ : 15 kΩ
- R₃, R₄ : 100 kΩ
- R₅, R₆ : 470 kΩ
- R₉ : 47 kΩ
- R₁₀ : 1,5 Ω
- Condensateurs
- C₁, C₂, C₃ : 10 nf céramique
- C₄ : 22 μF 6,3 V, chimique ou tantale
- C₅ : 0,1 μF, céramique multicouche
- T₁, T₂ : Transistors BC 238
- Cl₁ : Circuit intégré TDA 2820 M ou TDA 2822 M
- Servo : Lextronic avec potentiomètre 5 kΩ

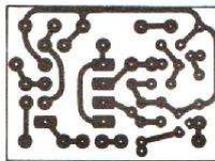


Fig. 2. - Dessin du circuit imprimé à l'échelle 1.

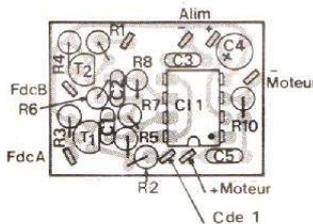


Fig. 3. - Pose des composants.

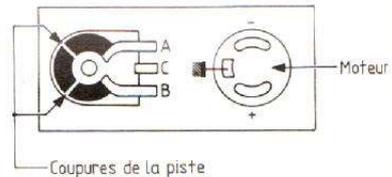


Fig. 4. - Comment pratiquer les découpes de la piste résistante.

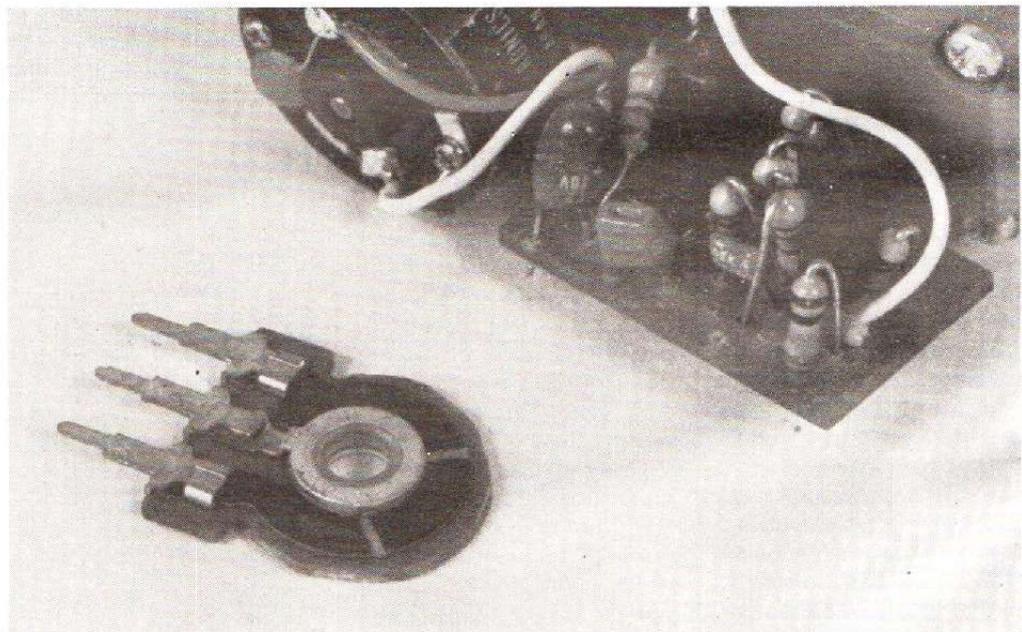


Photo A. - Au premier plan, les découpes faites, en surface, de la piste résistante du potentiomètre. Le support blanc est à un.

Contrôler l'état de charge d'un accumulateur cadmium-nickel

Pour se rendre compte de l'état de charge d'un accumulateur, suffit-il d'en mesurer la tension ? C'est à la rigueur possible dans le cas d'un accumulateur au plomb, mais certainement pas quand il s'agit d'un accumulateur cadmium-nickel, car, en l'occurrence, cette tension est très largement indépendante du contenu énergétique de ce réservoir d'électricité, et c'est d'ailleurs l'un de ses avantages. Par contre, la résistance interne augmente au fur et à mesure de la décharge, et c'est sur ce critère qu'on peut baser une mesure.

Pour cela, l'auteur de l'article utilise un circuit intégré de la série TL 7700 (Texas Instruments, en principe destinée à une utilisation comme « reset automatique » dans les circuits à microprocesseur. Ces circuits contiennent

des références de tension et d'intensité, deux comparateurs et un thyristor, pour la décharge du condensateur temporisateur C_t .

Dans l'un des types de la série, TL 7705, le diviseur $R_a - R_b$ correspond à une tension de seuil de 4,8 V, soit un peu moins que les 5,2 V que fournit, à vide, un accumulateur cadmium-nickel de quatre éléments. Dans le montage, la fermeture de S_a provoque, dans R_L , une intensité de 420 mA environ, alors que S_b assure simplement la mise en circuit d'un témoin à LED. Rien de particulier ne se passe quand la tension de l'accumulateur reste supérieure à 4,8 V, malgré cette intensité de charge.

Mais dans le cas contraire, les transistors de sortie du circuit intégré deviennent conducteurs, et l'un d'eux (son collecteur

correspond à la broche 5) dérive vers la masse les courants de base de T_1 et de T_2 , ce qui signifie la coupure du courant dans R_L et l'extinction de la LED. La tension de l'accumulateur remonte aussitôt au-delà de 4,8 V, alors que la tension sur la broche 7 ne peut suivre immédiatement, du fait de R_1, C_1 . Et même quand ces 4,8 V sont atteints sur la broche 7, l'état initial ne se rétablit pas immédiatement, car c'est maintenant la temporisation par C_t qui intervient, pour prolonger encore quelque peu la coupure de T_1, T_2 . Ensuite, un nouveau cycle commence, avec rétablissement du courant dans R_L et dans la LED. Cette dernière produira donc un clignotement, lequel sera d'autant plus lent que l'accumulateur est plus déchargé. En d'autres termes, la période de ce cli-

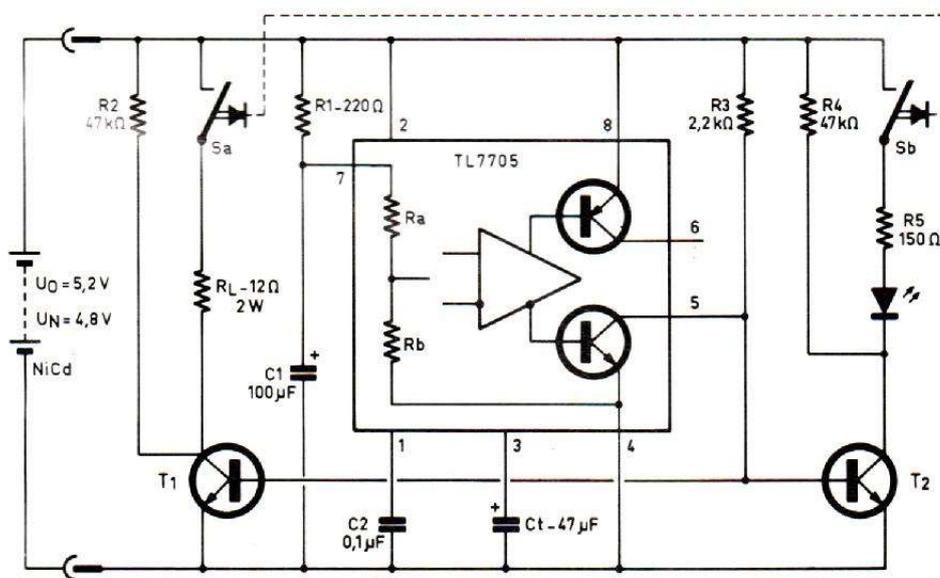
gnotement dépend du temps qu'il faut à l'accumulateur pour « récupérer », c'est-à-dire revenir à sa tension à vide, après une demande d'intensité. Bien entendu, aucun clignotement ne se manifeste quand l'accumulateur se trouve suffisamment déchargé pour que la tension de 4,8 V ne soit jamais atteinte.

Pour adapter le montage à une tension plus forte, il suffit d'augmenter R_1 (environ 4 k Ω par volt), et pour modifier l'intensité de décharge, il suffit de jouer sur la valeur de R_L .

W. Braun
Elektronik, Munich
n° 8, avril 1984
p. 56 à 57

Liste des composants

1 circuit intégré TL 7705
1 transistor T_1 , BC 119, BC 440, BC 737, 2 N 2192, 2 N3506, 2 N 3053, BD 109, BD 136, BD 163, BD 507 ou similaire
1 transistor T_2 , BC 108, BC 237, BC 238, BC 338, BC 548 ou similaire
1 résistance de 2 W (R_L), 12 Ω
5 résistances de 1/4 ou 1/8 de W ; $R_1 = 220 \Omega$, $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 150 \Omega$
2 condensateurs électrolytiques, $C_1 = 100 \mu\text{F}$, $C_t = 47 \mu\text{F}$
1 condensateur à diélectrique plastique, $C_2 = 100 \text{ nF}$
1 LED (type indifférent), un interrupteur double ou touche fugitive double, S_a-S_b .



LE LECTEUR DE "COMPA

PIONEER COMPACT DISC PLAYER P-D70

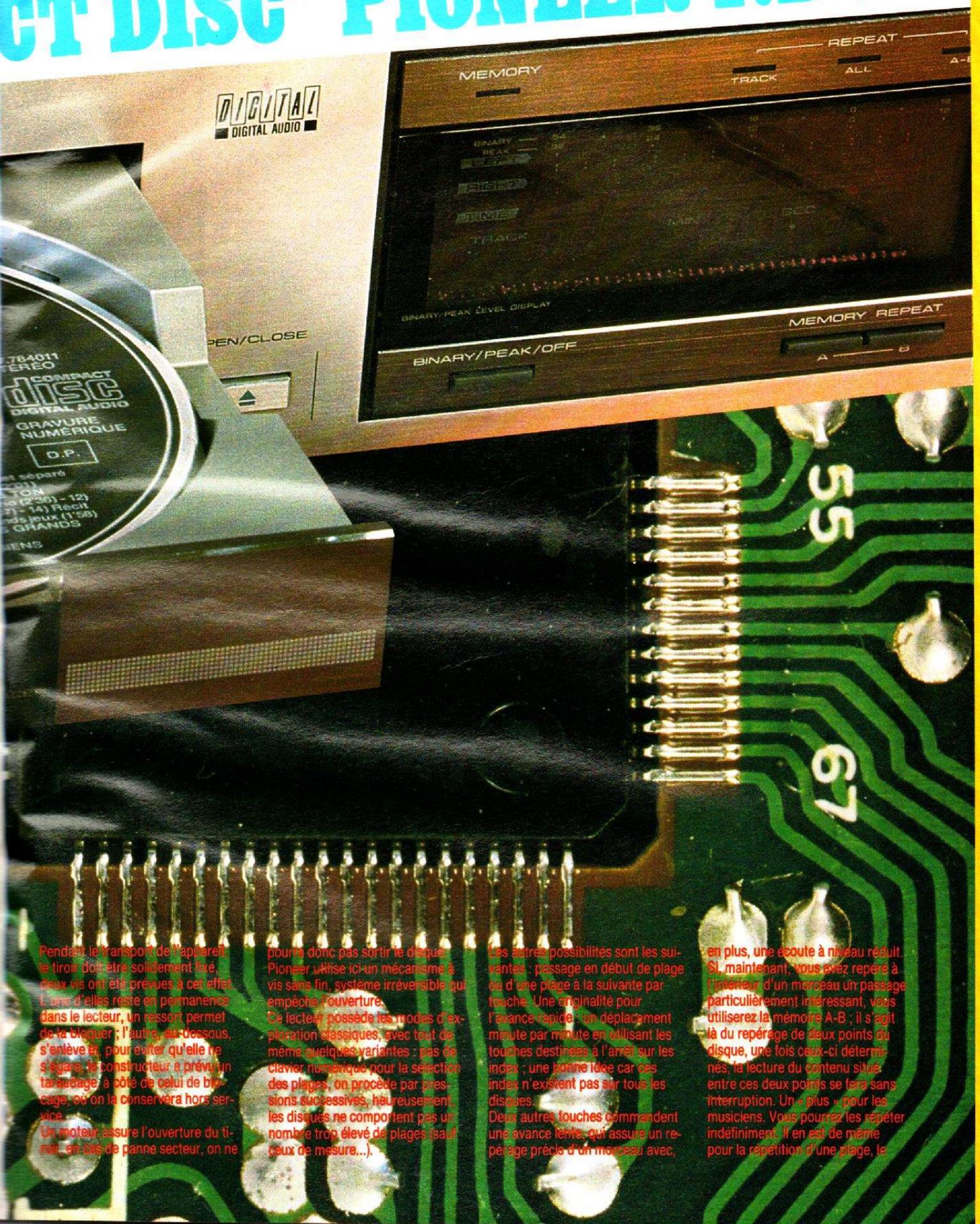


Le P-D 70 Pioneer est un lecteur de disques compacts de la deuxième génération. Il a bénéficié de l'expérience acquise avec les lecteurs de disques vidéo « Laser disc », commercialisés depuis quelque temps déjà par ce constructeur qui annonce, pour le printemps prochain, l'arrivée de lecteurs de disques compacts pour voiture. Comme nous allons le voir, le P-D 70 a déjà bénéficié des études pour la résistance aux chocs et aux vibrations dont l'importance est primordiale pour les appareils qui fonctionnent dans une automobile.

Pour son nouveau lecteur, Pioneer a adopté la technique de chargement frontal à tiroir, technique qui tend actuellement à se généraliser et qui permet, notamment, de diminuer la hauteur de l'appareil. Le logo « Compact disc », disposé sur un miroir, décore le tiroir au milieu duquel une petite fenêtre permet de voir le disque, lorsque le tiroir est refermé. Sous ce tiroir se trouve l'interrupteur Marche/Arrêt, une prise cas-

que et son potentiomètre de réglage. Au centre de la façade, un afficheur fluorescent gignote en fonction de la modulation et fournit les indications habituelles. À droite de cet afficheur, trois touches de couleur claire, disposées verticalement, assurent l'accès aux fonctions essentielles : pause, lecture et arrêt. À droite de la façade, un clavier auxiliaire est chargé de la programmation et des recherches diverses.

CT DISC" PIONEER P.D 70



Pendant le transport de l'appareil, le tiroir doit être solidement fixé, deux vis ont été prévues à cet effet. L'une d'elles reste en permanence dans le lecteur, un ressort permet de la bloquer ; l'autre, au-dessous, s'enlève et, pour éviter qu'elle ne s'égaré, le constructeur a prévu un taraudage, à côté de celui de blocage, où on la conservera hors service.

Un moteur assure l'ouverture du tiroir, en cas de panne secteur, on ne

pourra donc pas sortir le disque. Pioneer utilise ici un mécanisme à vis sans fin, système irréversible qui empêche l'ouverture. Ce lecteur possède les modes d'exploration classiques, avec tout de même quelques variantes : pas de clavier numérique pour la sélection des plages, on procède par pressions successives, heureusement, les disques ne comportent pas un nombre trop élevé de plages (sauf ceux de mesure...).

Les autres possibilités sont les suivantes : passage en début de plage ou d'une plage à la suivante par touche. Une originalité pour l'avance rapide : un déplacement minute par minute en utilisant les touches destinées à l'arrêt sur les index ; une bonne idée car ces index n'existent pas sur tous les disques. Deux autres touches commandent une avance lente, qui assure un repérage précis d'un morceau avec,

en plus, une écoute à niveau réduit. Si, maintenant, vous avez repéré à l'intérieur d'un morceau un passage particulièrement intéressant, vous utiliserez la mémoire A-B ; il s'agit là du repérage de deux points du disque, une fois ceux-ci déterminés, la lecture du contenu situé entre ces deux points se fera sans interruption. Un « plus » pour les musiciens. Vous pourrez les répéter indéfiniment. Il en est de même pour la répétition d'une plage, le

tube de l'été, par exemple, du disque tout entier ou même du programme que vous avez choisi sur ce disque. La programmation permet de lire jusqu'à dix morceaux dans un ordre quelconque.

L'afficheur mérite une attention particulière : Pioneer a choisi un double indicateur de niveau que l'on pourra éventuellement mettre hors service.

Nous avons droit à deux modes d'indications, l'un binaire, l'autre de type crête. Pas de commentaire pour ce dernier, on connaît bien ce mode d'affichage.

Pour le mode binaire, le constructeur a choisi d'afficher les bits les plus significatifs, ce qui nous fait une progression de 6 dB en 6 dB.

souffrent trop souvent de la mauvaise qualité de leur boîtier... La programmation utilise le même clavier que celui de l'avance, mais les touches servent d'une autre façon. Ce n'est pas tout à fait ce que l'on connaissait jusqu'à présent, le mode d'emploi sera utile. Lisez-le... Revenons à la présentation générale pour signaler tout de même

excentration du disque.

A l'extrémité opposée au bloc, une pièce rigide supporte un second parallélogramme assurant, cette fois, la liberté des mouvements verticaux de l'objectif. La technique du parallélogramme à lames souples limite les mouvements aux seules directions autorisées par la souplesse des lames.

fluoréthylène (Téflon).

Une crémaillère reçoit les dents d'un pignon mû par un moteur à démultiplication par vis sans fin. La technique est connue. La rotation du disque à vitesse linéaire constante est due à un moteur à courant continu, à collecteur et balai ; comme nous ne l'avons pas démonté, nous ne vous dirons pas s'il s'agit d'un moteur à rotor sans fer (rotor en cloche), solution probable en effet, ce type de moteur bénéficie

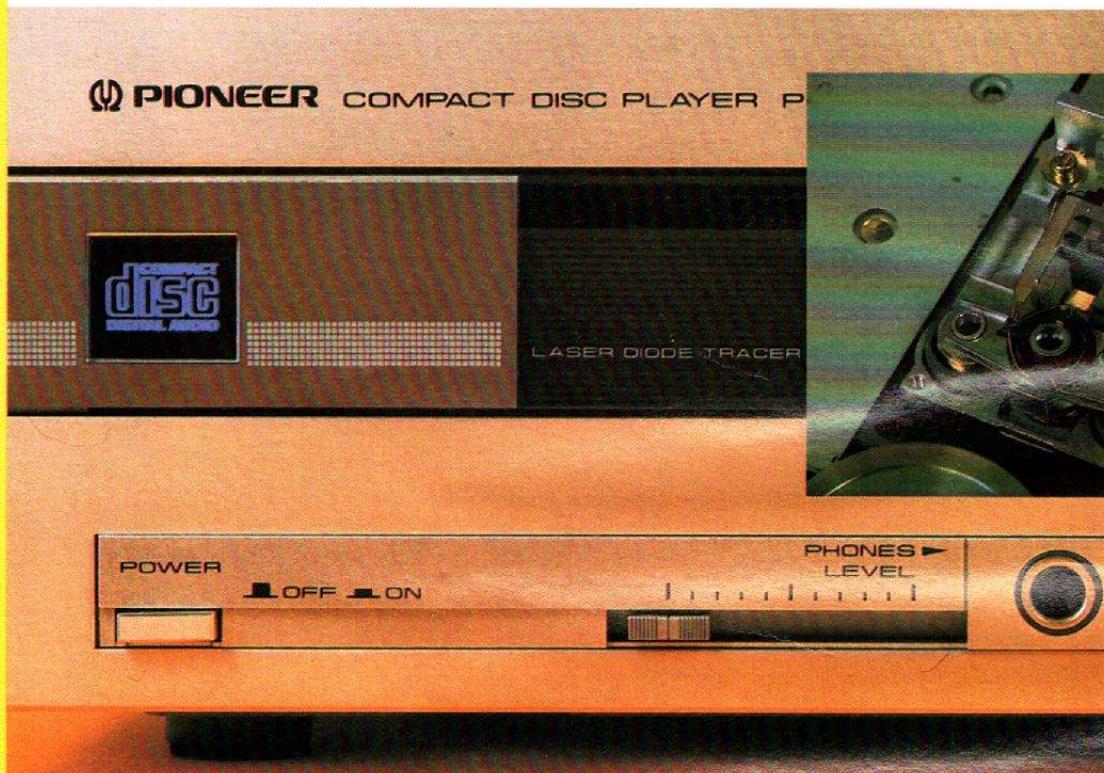


Photo 2. - Vue interne de la tête laser.

Photo 1. - Sous le tiroir, la sortie casque avec sa commande de volume.

Comme on indique ici les 12 bits de plus haut poids, la dynamique d'affichage atteint près de 70 dB. Ce type d'affichage nous donne une série de petites zones clignotantes, c'est joli et parfaitement illisible, sauf dans certains cas de signaux tenus... (disques de mesures). Un truc de plus à classer dans notre gadgetothèque...

Par contre, l'afficheur nous donne des indications temporelles utiles, comme le temps écoulé depuis le début d'une plage, la durée totale ou celle restant. Ces dernières s'associent à la programmation et permettent de connaître sa durée totale afin de sélectionner, par exemple, la durée de la cassette ; il va de soi que ce type d'information ne peut concerner que l'enregistrement d'une cassette pour la voiture, c'est mieux que d'acheter celle-ci préenregistrée, car ces dernières

que Pioneer n'a pas équipé son lecteur d'une façade et d'un châssis en matière plastique, mais en aluminium anodisé pour la première et en tôle d'acier traité pour le second.

TECHNIQUE

Le lecteur de disques compacts P-D 70 est équipé d'une tête de lecture de conception Pioneer. Le petit bloc mobile comporte la diode laser, la photodiode de détection de position du faisceau et, bien entendu, l'objectif mobile. Ce dernier est monté sur un double parallélogramme à lames souples. Le premier parallélogramme est ancré dans la masse du bloc et autorise les mouvements de l'objectif suivant le rayon du disque ; ces mouvements corrigeront une éventuelle

Pour assurer l'amortissement des déplacements, on a collé des rubans d'aluminium sur les lames. Le mouvement est dû à des moteurs linéaires, moteurs constitués d'un bobinage se déplaçant dans le champ magnétique produit par des aimants au samarium/cobalt. Pour les mouvements radiaux, la bobine prend place à l'intérieur du second parallélogramme, tandis que pour la mise au point (mouvements verticaux de l'objectif), Pioneer a choisi un système symétrique à deux bobines, les deux moteurs travaillant en parallèle pour éviter la torsion du support d'objectif. Cette technique permet de disposer d'une masse mobile relativement légère, les bobines utilisées n'ayant pas de noyau métallique.

Le bloc « laser » glisse sur deux rails d'acier recouvert de polytétra-

cie d'une inertie réduite, intéressante pour un asservissement. Pour la mise en place et l'extraction du tiroir, le moteur utilisé est classique, avec transmission par vis sans fin.

En fin de course du tiroir, un mécanisme à cames abaisse un bras portant un presseur pour plaquer le disque.

Dans les circuits électroniques, nous remarquons la présence de deux circuits de traitement des informations numériques (de marque Toshiba).

Le convertisseur numérique/analogique a pris place derrière un capot en acier cuivré et soudé sur le circuit imprimé, il gardera ses secrets.

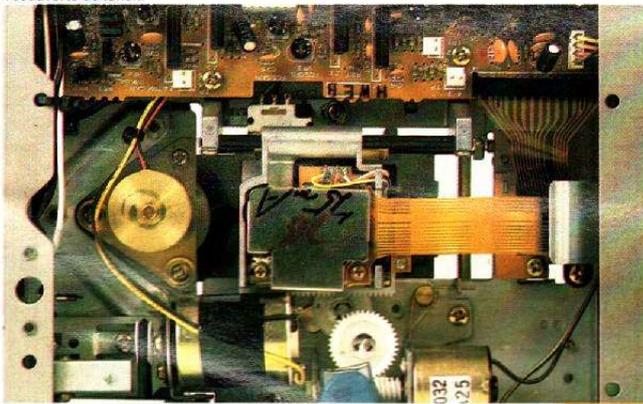
Le constructeur parle dans ses notices d'un circuit intégré à grande échelle, de conception nouvelle, capable d'améliorer la capacité de détection et de correction d'erreur ! Les filtres passe-bas de sortie se distinguent par un magnifique blindage en cuivre, ce sont des filtres du 11^e ordre, de type actif et à ajustement par laser. Pioneer utilise par ailleurs des composants audio de qualité, comme par exemple, des

LE LECTEUR DE "COMPACT DISC" PIONEER P.D 70



Photo 3. - L'afficheur avec son crétémètre.

Photo 4. - Les différents moteurs d'entraînement du lecteur, le chariot glisse sur des rails recouverts de téflon.



condensateurs au polypropylène ou au mica, le tout fixé sur des circuits imprimés à pistes de cuivre de 70 μm d'épaisseur (on rencontre le plus souvent du 35 μm).

Côté gestion et programmation, nous avons découvert des circuits intégrés conçus par Pioneer mais fabriqués par des firmes spécialisées.

Le tout est monté dans un châssis en acier, constitué de tôles pliées et vissées, l'électronique est réunie sur plusieurs circuits installés en divers points, ce n'est pas là la construction la plus rationnelle que nous ayons pu voir.

MESURES

Notre premier test consiste à écouter un disque. Ce disque n'est pas comme les autres, il comporte des défauts.

Le jeu consiste à escamoter électroniquement ces défauts. Pioneer a conçu son P-D 70 pour ces obstacles, ce qui fait que pas la moindre coupure du signal audio, ne peut être décelée par l'oreille, malgré les interruptions de piste ou les points noirs placés en surface. De même,

les empreintes de doigts simulées n'ont aucun effet audible. Nous avons aussi fait subir quelques tests de chocs à l'appareil qui s'en tire fort bien, une fois la tête de lecture verrouillée sur le sillon. A ce moment, on peut donner des coups de poing en façade, dans le sens le plus défavorable, sans faire

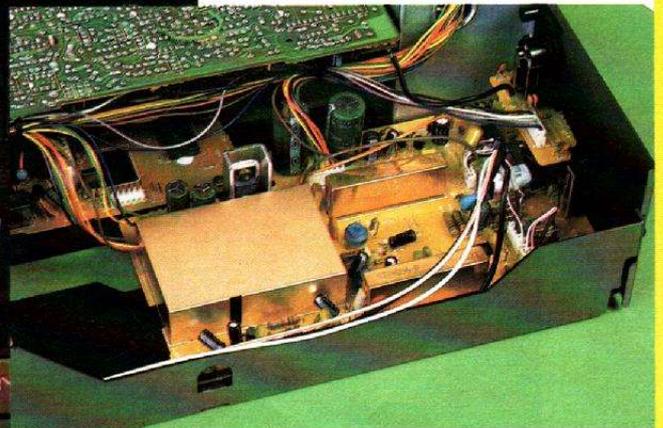


Photo 6. - Le circuit audio et ses blindages.

dérailer la tête. Un bon point, donc !

Par contre, si cet asservissement se verrouille facilement, il a parfois du

Photo 5. - Le clavier.



mal à le faire, nous l'avons constaté sur notre appareil, en passant d'une plage à l'autre, le début de la section subissant quelques coupures. La température estivale y était peut-être aussi pour quelque chose. Un réglage de l'échantillon qui nous a été confié serait sans doute à revoir, peut-être alors pourrait-on augmenter sa sensibilité aux chocs...

Une donnée pratique concerne le temps de passage d'un morceau au suivant. Nous avons chronométré

un peu plus de 3,5 secondes pour passer d'une plage à la suivante, et 8 secondes pour passer d'un bout du disque à l'autre (disque d'une

durée d'une heure contenant 12 plages). Ces temps sont établis sur plusieurs essais.

La tension de sortie se situe au niveau habituel de + 8,6 dBm pour une modulation à 0 dB, soit 2 V, de quoi bien exciter les entrées des

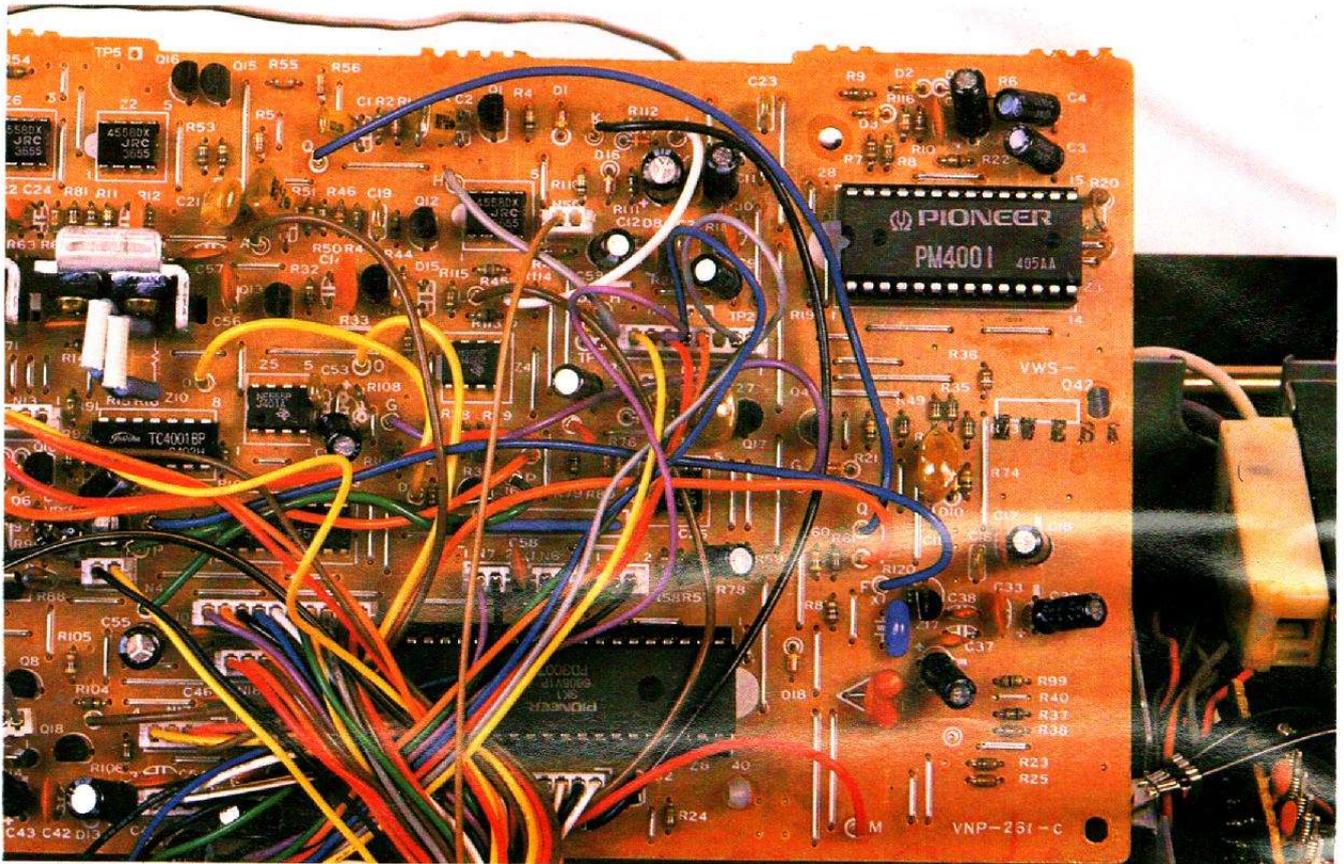
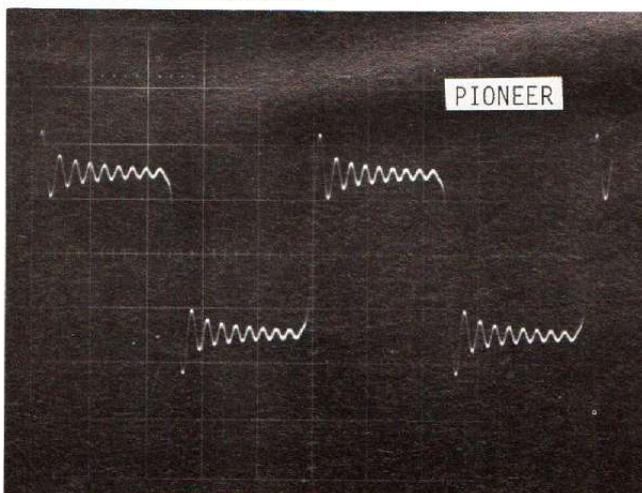
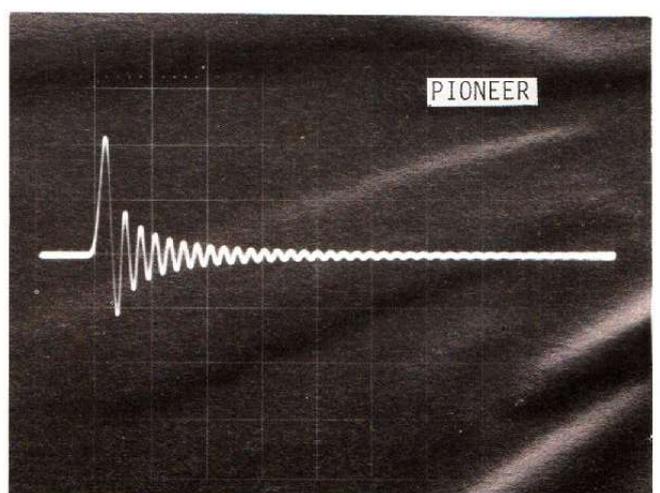


Photo 7. - Des circuits à la marque de Pioneer.



Signaux carrés

L'échelle verticale est de 2 V par division, l'horizontale de 200 μ s par division. La forme du signal est classique : dépassement suivi d'une oscillation à amortissement relativement lent chez ce constructeur, le 11^e ordre du filtre en est sans doute responsable.



Réponse impulsionnelle

Ici, nous avons une échelle verticale de 1 V par division et une horizontale de 200 μ s/division. On notera le temps mis pour revenir au zéro. Cette situation extrême ne correspond pas tellement à la nature des signaux transitoires musicaux.

LE LECTEUR DE "COMPACT DISC" PIONEER P.D 70

amplificateurs.

L'impédance de sortie est de 450 Ω , une valeur assez basse pour que l'on ne perçoive pas l'influence des capacités parasites du câble.

Le rapport signal/bruit est de 98 dB, pour la voie droite, et de 97,5, pour la voie gauche, des valeurs classiques dues aux amplificateurs des filtres hybrides de sortie. Le temps de montée et de descente des signaux carrés est de 28 μ s, la limitation est due aux filtres de sortie.

L'examen des courbes de réponse montre la parfaite linéarité de la réponse en fréquence et la faible influence d'une voie sur l'autre.

Pour les signaux carrés, nous reconnaissons la forme traditionnelle due à l'emploi de filtres analogiques (par opposition aux filtres numériques). On constate un traînage des oscillations relativement long, signifiant tout de même que ces oscillations sont à une fréquence supérieure à 20 kHz, et qu'elles ne peuvent donc être entendues directement. Par ailleurs, elles sont dues ici à une impulsion vraiment raide, telle qu'il n'en existe pas dans la musique enregistrée (ou alors à un niveau très faible).

CONCLUSIONS

Avec son lecteur de disques compacts P-D 70 Pioneer se différencie de ses concurrents, grâce notamment à une tête laser originale, qui nous change un peu de celle habituelle, utilisée par beaucoup de constructeurs et qui provient de chez un même fabricant.

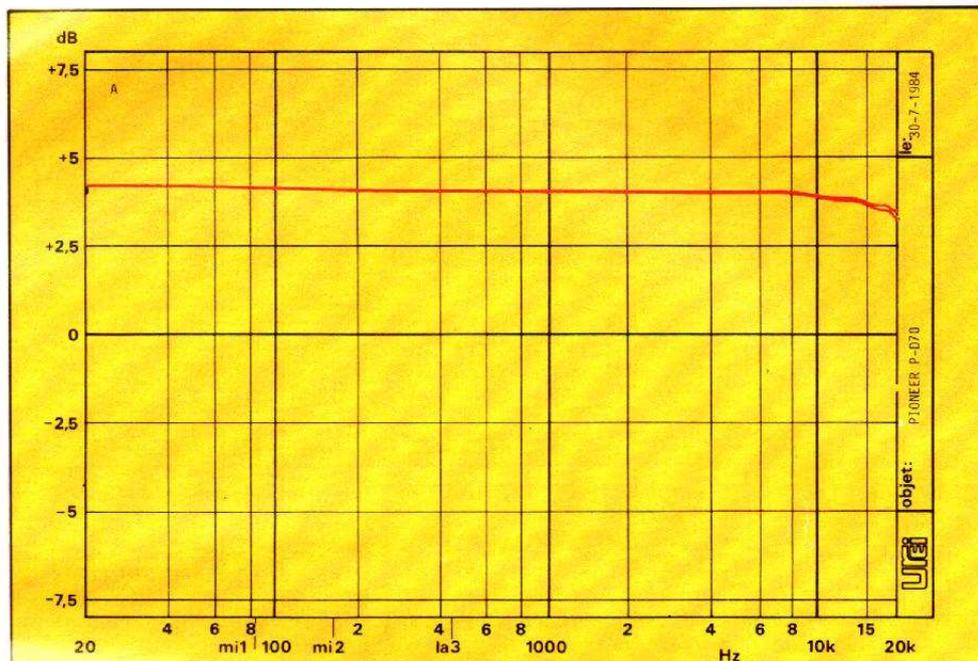
L'électronique associée a permis de réaliser un appareil pratiquement insensible aux plus importantes malfaçons des disques et insensible ou presque, aux chocs extérieurs, un pas important vers le lecteur pour voitures.

Pioneer est resté fidèle à sa présentation habituelle où l'aluminium anodisé est toujours de mise, il a aussi conservé des techniques de fabrication traditionnelles.

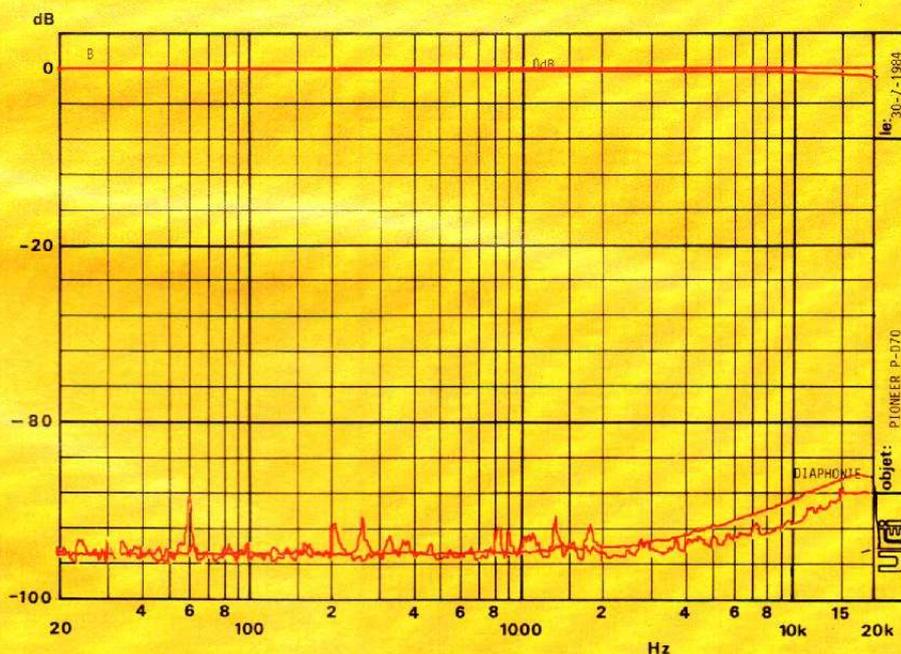
Le magnifique afficheur plaira sûrement aux amateurs de gadgets mais aussi aux amoureux de la technique binaire...

L'ensemble vous fournira une musique de très haute qualité que nous vous souhaitons de savourer au calme...

E. LEMERY



La courbe de réponse en fréquence de ce lecteur de disques numériques montre une très bonne linéarité d'ensemble, la droite n'est pas rigoureusement horizontale à l'œil mais si vous allez consulter l'échelle, vous vous rendrez compte que la courbe tient dans moins de 1 dB de 20 Hz à 20 kHz. Nous avons reproduit ici les courbes des deux canaux, ce qui permet de constater l'identité de gain des deux voies. Remarquez également les ondulations pratiquement imperceptibles aux fréquences hautes.



En haut, nous avons la courbe de réponse en fréquence relevée avec une échelle différente de la précédente. En bas, nous avons la somme du bruit de fond et du signal de diaphonie. Les fluctuations sont celles du niveau de bruit, un bruit présentant des composantes à des fréquences très basses. La diaphonie est supérieure à 94 dB pour l'ensemble du spectre, une performance que l'on ne pouvait imaginer avec les disques analogiques, bien entendu. 40 dB suffisent, la marge reste importante.

Sélection de chaînes HI-FI



CHAÎNE MARANTZ PM54

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **MARANTZ PM54**,
- une table de lecture **MARANTZ TT 221**,
- deux enceintes acoustiques **3A A 380**.

L'amplificateur MARANTZ PM54 :

Puissance : 2 x 60 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,03 %.

La table de lecture MARANTZ TT 221 :

Platine tourne-disque à entraînement direct
Pleurage et scintillement : 0,03 %

Ronronnement : 70 dB.

L'enceinte acoustique 3A A 380 :

Puissance : 80 W
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 30 à 25 000 Hz.

CHAÎNE MARANTZ 440

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **MARANTZ PM 440**,
- un tuner **MARANTZ ST 440 L**,
- un magnétocassette **MARANTZ SD 240**,
- une table de lecture **DUAL CS 514**,
- deux enceintes acoustiques **SIARE DB 300**.

L'amplificateur MARANTZ PM 440 :

Puissance : 2 x 60 W/8 Ω
Egaliseur à 5 bandes de fréquences ± 10 dB

Le tuner MARANTZ ST 440 L

Gammes d'ondes : PO - GO - FM

Présélection : 8 stations AM - 8 stations FM

Le magnétocassette MARANTZ SD 240 :

Bandes acceptées : normale, chrome et métal
Réducteur de bruit : Dolby B

La table de lecture DUAL CS 514 :

Platine tourne-disque semi automatique à entraînement par courroie

Pleurage et scintillement : 0,08 % (DIN)

Rapport signal/bruit : 68 dB (pondéré)

L'enceinte acoustique SIARE DB 300 :

Puissance : 70 W
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 50 à 20 000 Hz

CHAÎNE MARANTZ 330

Cette chaîne comprend !

- un amplificateur **MARANTZ PM 330**,
- un tuner **MARANTZ ST 320 L**,
- un magnétocassette **MARANTZ SD 230**,
- une table de lecture **DUAL CS 514**,
- deux enceintes acoustiques **SIARE CLUB 80**.

L'amplificateur MARANTZ PM 330 :

Puissance : 2 x 50 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,05 %

Rapport signal/bruit phono : 80 dB

Le tuner MARANTZ ST 320 L :

Gammes d'ondes : PO - GO - FM

Sensibilité FM : 1,8 μV

Le magnétocassette MARANTZ SD 230 :

Bandes acceptées : normale, chrome, métal
Rapport signal/bruit : 65 dB avec Dolby

Pleurage et scintillement : 0,15 % DIN

La table de lecture DUAL CS 514 :

(Voir chaîne MARANTZ 440)

L'enceinte acoustique SIARE CLUB 80 :

Puissance : 80 W
Impédance : 4/8 Ω
Bande passante : 70 à 20 000 Hz.

CHAÎNE TECHNICS SU-V 4X

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **TECHNICS SU-V 4X**,
 - une table de lecture **AKAI AP-Q310**,
 - deux enceintes acoustiques **3 A - Académic 90**,
 - L'amplificateur TECHNICS SU-V 4X :**
- Puissance : 2 x 65 W/8 Ω

Distorsion harmonique : 0,004 %

Rapport signal/bruit phono : 76 dB

La table de lecture AKAI AP-Q310 :

Platine tourne-disque à entraînement direct.

Fluctuations : 0,04 %

Rapport signal/bruit : 73 dB

L'enceinte acoustique 3A Académic 90 :

Puissance : 90 W

Impédance : 8 Ω

Rendement : 95 dB

Bande passante : 60-20 000 Hz

CHAÎNE TECHNICS SU-V 6X

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **TECHNICS SU-V 6X**,
- une table de lecture **AKAI AP-Q310**,
- deux enceintes acoustiques **3A-A380**.

L'amplificateur TECHNICS SU-V 6X :

Puissance : 2 x 100 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,003 %

Rapport signal/bruit phono : 78 dB

La table de lecture AKAI AP-Q310 :

(Voir chaîne TECHNICS SU-V4X)

L'enceinte acoustique 3A - A380 :

(Voir chaîne MARANTZ PM 54).