

# LE HAUT-PARLEUR

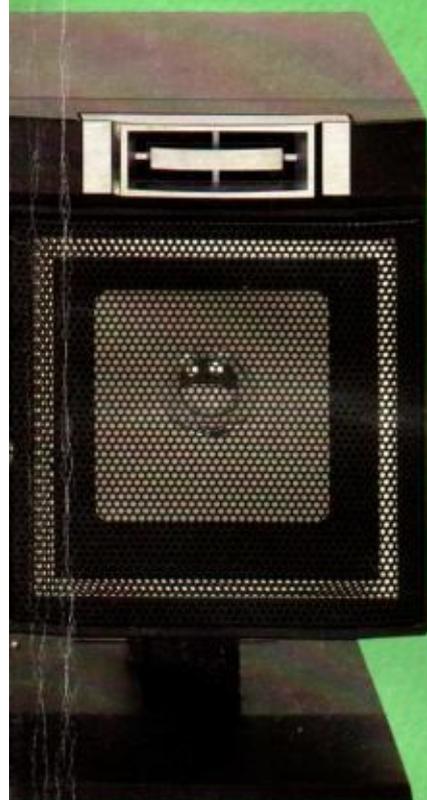
17<sup>F</sup>  
N° 1717  
JUN 1985  
LX° ANNÉE

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0332-186X

HI-FLAUDIO.VIDEO.MICRO-INFORMATIQUE.REALISATIONS

- **BANCS D'ESSAIS** LE LECTEUR DE COMPACTS DISQUES  
KENWOOD DP 900 ■ LE MAGNETOSCOPE VHS PHILIPS  
VR 6560 ● **REALISATIONS** UN GENERATEUR  
DE FONCTIONS NUMERIQUES ■ UN DIGIBOX
- **REPORTAGES** LES TUBES A COINS CAR-  
RES DE VIDEOCOLOR ■ JVC AUDIO-VIDEO



# JVC

BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 \$

SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN

ESPAGNE : 300 PTAS

---

## AUDIO - HIFI TECHNIQUE GENERALE

---

- 107** ELEMENTS DE FILTRAGE  
NUMERIQUE
- 117** LE LECTEUR DE DISQUES  
COMPACTS KENWOOD DP 900
- 122** LES HAUT-PARLEURS A CHAMBRE  
DE COMPRESSION
- 

## ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

---

- 66** PRESSE ETRANGERE : Gauche  
droite - Par durée d'impulsion
- 80** L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS
- 83** INITIATION A LA PRATIQUE  
DE L'ELECTRONIQUE :  
Les compteurs binaires
- 106** P.E. RAPPORTS CYCLIQUES  
A PROFUSION
- 150** LES CIRCUITS FONDAMENTAUX  
DE L'ELECTRONIQUE :  
Oscillateurs type L.C.
- 

## REALISATIONS

---

- 67** REALISEZ UN DIJIBOX
- 90** UN CIRCUIT INTEGRE,  
DEUX REALISATIONS :  
Un thermomètre électronique  
Un interrupteur photosensible
- 137** REALISEZ UN GENERATEUR  
DE FONCTIONS NUMERIQUES :  
LE TBF 3
- 169** REALISEZ UNE MIRE  
DE TELEVISION
- 

## VIDEO ACTUALITE

---

- 130** JVC - PAS SEULEMENT LA VIDEO
- 147** LES TUBES A COINS CARRES  
FS 10 VIDEOCOLOR
- 163** LE MAGNETOSCOPE VHS PHILIPS  
VR 6560
- 

---

## MICRO-INFORMATIQUE

---

- 59** REALISEZ VOTRE ORDINATEUR  
PERSONNEL
- 152** ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE :  
Nos premières instructions
- 

## TELEMATIQUE

---

- 95** LA PAGE DU MINITEL : Emploi du  
minitel en terminal informatique
- 

## MESURE

---

- 73** PRATIQUE DE LA MESURE :  
L'oscilloscope
- 

## RADIO TECHNIQUE GENERALE

---

- 125** RADIO TEXTE : Nouveautés petites  
et grandes sur Grande Ondes  
et Petites Ondes
- 

## TELEPHONIE

---

- 159** LE TELEPHONE SANS FIL  
PORTENSEIGNE PSC 10
- 

## DIVERS

---

- 51** BLOC NOTES
- 99** COURRIER TECHNIQUE
- 136** NOUVELLES DU JAPON
- 180** SELECTION DE CHAINES HIFI
- 181** BONNES AFFAIRES
- 182** PETITES ANNONCES
- 185** LECTEUR SERVICE
- 115-116** ENCART  
WEKA EDITIONS
- 

# SOMMAIRE

# BLOC-NOTES

## FUNKAUSSTELLUNG BERLIN 1985

Le salon international du Son et de la Vidéo qui se tiendra du 30 août au 8 septembre 1985 à Berlin annonce d'ores et déjà plus de 300 exposants et quelque 300 autres firmes représentées. L'exposition couvrira 27 halls, soit plus de 79 000 mètres carrés couverts et 40 000 mètres carrés en plein air.

C'est encore une fois la télévision qui sera à l'honneur avec les matériels et les expérimentations en direct de télévision par satellite. La Funkausstellung attend quelque 500 000 visiteurs, dont de nombreux revendeurs spécialisés de tous les pays. En

plus de l'exposition proprement dite, un programme technico-scientifique est également prévu, qui verra des démonstrations de télévision stéréoscopique (3D), de vidéotexte diffusé (commande de magnétoscope au moyen du vidéotexte), etc. Pendant toute la durée de l'exposition, la radio allemande ARD et les télévisions ARD et ZDF émettront 24 heures sur 24 en direct. 200 000 ménages raccordés d'ici août au câble berlinois pourront suivre les programmes d'environ 25 chaînes, incluant toutes les émissions satellites accessibles en Europe.

## ROBOTS INGENIERIE

Notre regrettée consœur *Micro et Robots/Robots Systèmes* a enrichi *Radio Plans* d'une intéressante rubrique robotique, mais il restait à satisfaire les besoins d'information de tous ceux, chercheurs, constructeurs et utilisateurs, qui sont directement concernés par la robotique. C'est une nouvelle société, G2H Publications, qui s'est attelée à cette tâche.

Philippe Grange et Jean-Claude Hanus, les fondateurs de *Micro et Robots*, renforcés par Max Hervé, proposent donc trois nouveaux outils d'information. Une lettre hebdomadaire, tout d'abord, *Robots Ingénierie Hebdo* (36 numéros de 8 pages), qui a pour vocation de faire circuler l'information entre les individus et entreprises concernés par la robotique. Chaque lundi, cette lettre permet de disposer d'éléments concis, précis et stratégiques en matière de robotique manufacturière, de robotique de service, d'intelligence artificielle, en dis-

séquant l'information sur les nouveaux produits, les données économiques et financières et la recherche.

*Robots Ingénierie Mensuel* (11 numéros de 24 pages) a, en revanche, pour mission de satisfaire une demande plus large à travers des articles, des études et des reportages. Elle développe les thèmes fondamentaux de la robotique et apporte des réponses concrètes sur l'état des recherches, les produits et leur évaluation, les applications...

En complément de ces deux périodiques, les dossiers de *Robots Ingénierie*, édités tous les deux mois, seront des études approfondies sur des points ou des secteurs particuliers, réalisées avec la collaboration de consultants de réputation internationale dans les hautes technologies.

**Renseignements :** G2H Publications, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris. Tél. : (1) 200.33.05.

## EUREKA : PERSONNE N'A TROUVE

Le jeu Eureka continue sur sa lancée : l'intérêt du jeu lui-même (qui est un jeu d'aventures passionnant) a progressivement remplacé celui du concours qui offre 250 000 francs de premier prix, un voyage aux Bahamas pour deux personnes, et plus de 200 autres prix !

Le concours avait une première date de clôture qui était le 31 mars 1985. A cette date, beaucoup de participants semblent être arrivés à bout de plusieurs aventures, mais l'huissier qui a procédé au dépouillement des réponses parvenues a annoncé qu'au 31 mars aucune

bonne réponse n'avait été fournie.

Pour cette raison, et comme c'est stipulé dans le règlement, le concours est prorogé de mois en mois, avec un dépouillement mensuel. Les gens qui ont commencé le concours peuvent donc continuer à envoyer leurs réponses, et les autres peuvent s'y mettre.

Pour eux, le jeu Eureka est en vente dans la plupart des boutiques de micro-informatique, ou directement par correspondance.

**Renseignements :** Eureka Informatique, 39, rue Victor-Masse, 75009 Paris.

## CHANTIERS DE JEUNES : UNE IDEE A CREUSER

En France ou à l'étranger, ce sont au total des milliers de jeunes, garçons et filles, qui se retrouvent à une quinzaine durant l'été, pour nettoyer une rivière, baliser un sentier de randonnée pédestre, restaurer un monument ancien ou une vieille ferme, créer une aire de jeux... Alors, pourquoi pas vous ?

A son programme, que vous pouvez recevoir gratuitement sur simple demande, « Etudes et Chantiers » propose aux plus de seize ans de partir en Pologne, en Espagne, en Allemagne, au Danemark, ou encore en Turquie. Si vous avez plus de dix-huit ans et que vous n'en êtes

pas à votre première expérience, c'est l'Afrique Noire ou l'Inde que vous pourrez découvrir... Et puis, si les Etats-Unis ou le Canada vous semblent trop lointains, n'oubliez pas que cette association organise des chantiers dans toute la France...

Rappelons que pour les adolescents (plus de 13 ans), des frais de séjour (52 F par jour) vous seront quand même demandés et s'ajoutent aux frais d'inscription et d'assurance (de 300 F à 400 F selon catégorie).

**Renseignements :** Etudes et Chantiers, 33, rue Campagne-Première, 75014 Paris. Tél. : (1) 322.15.61.

## FERS A SOUDER

La société Bray France, connue depuis de nombreuses années dans la fabrication et la vente de résistances électriques chauffantes, vient de reprendre la distribution en France des

fers à souder Antex, en accord avec les établissements Kliatchko.

**Renseignements :** Bray France, 143, avenue Emile-Zola, 75015 Paris.

## ALARME SANS FILS ...ET SANS SECTEUR !...



- Fonctionnement sur piles
- Centrale 6 piles R20
- Emetteur 1 pile 9 volts
- Autonomie un an
- Protection contre les interférences
- Nombre d'émetteurs illimité
- Portée émetteurs 50 mètres
- Temporisation de sortie 2 mn 30
- Temporisation d'entrée 30 secondes
- Durée alarme 2 mn 30
- Réarmement automatique
- Prise pour équipements divers
- Poids centrale 1 kg
- Centrale I 60. Ep. 25. L. 100
- Emetteur prof 235. l. 195. H 75

**Garantie 2 ans**

- CTR 500 Centrale avec sirène ..... **1590 F**
- EC 500 Emetteur fenêtre ..... **290 F**
- ET 500 Emetteur porte ..... **310 F**
- RD 500 Détecteur infrarouge 8 m.  
13 faisceaux double analyse ..... **1190 F**

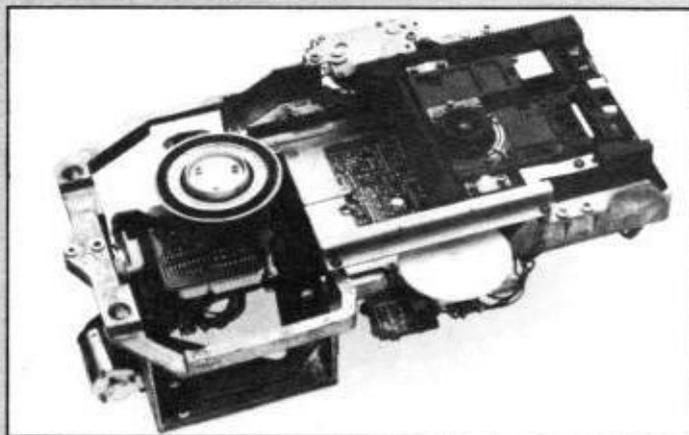
### MJD Fabricant

1 rue de l'Eglise - 18130 DUN-sur-AURON - Tél. (48) 59.50.66

Expédition après réception du mandat, chèque bancaire ou postal joint à la commande

## BLOC-NOTES

### LECTEUR AUDIO/VIDEO A LASER



Les nouveaux produits Pioneer réalisent la jonction audio/vidéo. Ainsi le magnétoscope de salon vidéo 8 mm du constructeur nippon permet-il également l'enregistrement audio numérique. Autre appareil bien intéressant, le lecteur LV/CD CLD-900 qui peut lire aussi bien les disques compacts audio numériques que les disques vidéo Laservision. Sachant que ces disques ne sont pas du même diamètre et que leurs vitesses de rotation sont différentes, le CLD-900 est constitué d'une double platine comportant deux moteurs gérés par des asservissements séparés. La mise en

place de l'une ou l'autre platine se fait entièrement automatiquement, par détection optique du diamètre du disque. Toutes les fonctions de recherche usuelles sont disponibles sur l'appareil et sur la télécommande : on peut ainsi accéder aux 54 000 images inscrites sur le disque Laservision. Le CLD-900 peut également être interfacé avec un micro-ordinateur. Reste à savoir quand le CLD-900 sera disponible en France et avec quel soft vidéo.

**Distribution :** Setton Group.,

10, rue des Minimes, 92270 Bois-Colombes.

6809 68000 6809 68000 6809 68000 6809 68000 6809 68000 6809 68000 6809 68000 6809 68000 6809 68000

#### 68000

Système sur 5 cartes au format 100 x 160, CPU 68000 8 MHz, RAM 1 MOctet, Contrôleur de floppy, port parallèle et port série, horloge temps réel, graphique 1024 x 1024 géré par 7220, moniteur temps réel, éditeur et assembleur en EPROMS.

**Kit CT68000** comprenant Ci vierge + DOC + PROMS + EPROMS (6 x 27128) ..... **2950,00**

Disponibles pour ce système : DOS OS9 et CPM68K, cartes d'extension interface SASI + processeur arithmétique + 4 ports RS232, extension graphique 2 plans 1024 x 1024.

#### 6809

Monocarte comprenant CPU 6809, 64 K RAM, contrôleur de floppy, contrôleur d'écran 25 x 80, port série, port parallèle, horloge temps réel sur carte 160 x 230.

**Kit K9** comprenant Ci vierge + DOC + PROMS + EPROMS ..... **1050,00**

Nous tenons en stock tous les composants pour ces systèmes et pouvons fournir tous langages et logiciels : Basic, Pascal, Forth, C, PL9, tableurs, etc. Ces systèmes sont également disponibles montés et testés.

Winchester 5 Mo SA 804 ..... <b>3450,00</b>	Imprimante KP810 ..... <b>5750,00</b>
Winchester 10 Mo Slim-line ..... <b>7305,00</b>	Table traçante A3 4 couleurs ..... <b>6950,00</b>
Interface disque dur IBM PC ..... <b>4900,00</b>	Alimentation secours 250 VA ..... <b>7700,00</b>
Moniteur 31 cm écran vert ..... <b>950,00</b>	Alimentation secours 500 VA ..... <b>9500,00</b>
Floppy 5 pouces demi-hauteur	Floppy 3,5 pouces
6128 40 pistes DF DD ..... <b>1800,00</b>	6162 40 pistes DF DD ..... <b>1750,00</b>
6138 80 pistes DF DD ..... <b>2000,00</b>	6164 80 pistes DF DD ..... <b>1950,00</b>
Mémoires 4164 150 ns ..... <b>32,00</b>	Mémoire 256 K 150 ns ..... <b>140,00</b>

Tous ces prix sont TTC. Par correspondance frais de port 30,00 F au-dessus de 5 kg envoi en port du SNCF

**C.D.F S.a.r.l.** 198 bd Saint-Denis

92400 COURBEVOIE. Tél. : (1) 789.84.42 (Métro Pont de Levallois).



### VIDEOCASSETTES POLAROID

Les cassettes vidéo Polaroid Supercolor sont disponibles dans les formats VHS et Béta, en qualité standard et super high grade dans les durées usuelles (120 et 180 mn) d'enregistrement. Elles utilisent une bande à support très fin en polyester sur lequel est couché une pellicule d'oxydes magnétiques à base de fer et de chrome.

**Distribution :** Polaroid France S.A., 4, rue Jean-Pierre-Timbaud, 78390 Bois-d'Arcy.

# BLOC-NOTES

THOMSON VHS HIFI



Le V-6000S est le nouveau magnétoscope haut de gamme de Thomson. Il permet, grâce à deux têtes supplémentaires placées sur le tambour rotatif, l'enregistrement du son en haute fidélité (en cas de retransmissions simultanées TV-MF, par exemple).

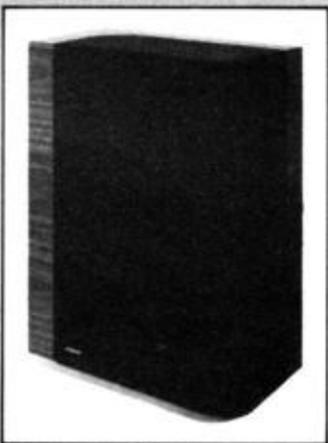
C'est un appareil à télécommande infrarouge qui peut programmer 8 émissions sur 14

jours. Il propose la lecture et la recherche visuelle avant/arrière à vitesses variables, l'arrêt sur image, l'avance image par image et l'assemblage et l'insertion de séquences. Il possède une entrée caméra, deux entrées microphone et une sortie casque.

**Distribution :** SDRM, 67, quai Paul-Doumer, 92402 Courbevoie Cedex.

## TOUT BIEN REFLECHI

La Bose 505 bénéficie bien sûr du concept « direct, reflecting » issu des études faites dès 1956 par le Dr Amar G. Bose, et donc utilise les murs de la salle d'écoute pour renvoyer les sons selon des angles précis afin de créer un champ sonore composé des mêmes proportions de sons réfléchis et de son direct. La 505 est dotée du filtre « Dual frequency » avec lequel la transition entre les haut-parleurs se fait en douceur. L'équilibre en phase et amplitude permet une distribution de la puissance entre HP grave et HP aigu qui leur permet de travailler simultanément sur une octave. Le grave de 25 cm à grande élévation est chargé par un volume et un évent calculés par ordinateur. Les 505 sont pourvues de protections automatiques qui limitent la puissance en provenance de l'amplificateur en cas d'échauffement excessif des bobines mobiles.



La configuration « Free Space Tweeter Array » permet de l'adapter facilement à l'environnement acoustique.

**Distribution :** Bose France, 9-11, rue Armagis, 78100 Saint-Germain-en-Laye. Tél. : (3) 061.04.61.

# Peut-on réussir dans la vie simplement en développant sa mémoire ?

## ou l'étrange histoire d'un grand avocat

En ce jour de vacances d'été, qu'étais-je venu faire, avec mes 18 ans, dans ce grenier ouaté de poussière et de silence ?..

Dehors, le reste de la bande s'ébattait dans la piscine de cette grande et belle demeure où m'avait invité mon ami François. Mais je ne m'étais jamais senti très à mon aise dans la compagnie des autres.

Alors, j'étais là, au milieu de ces meubles qui avaient cessé de plaire, je détaillais l'œil curieux les souvenirs d'une vie qui, visiblement, avait été brillante.

J'ouvris plusieurs tiroirs et découvris dans l'un d'eux un petit livre que je feuilletai machinalement.

Mais bientôt, m'asseyant sur l'osier grinçant d'une panier, je continuai ma lecture. Page après page. Négligeant même la lumière du jour qui baissait.

Dans ce livre j'appris que tout le monde possède une mémoire fantastique, mais que seuls quelques-uns savent l'utiliser.

J'étais sceptique, bien sûr, mais une méthode simple était décrite. Ce qui me conduisit à prendre un vieil annuaire du téléphone oublié là, pour constater qu'en suivant la méthode, effectivement, j'étais capable après une seule lecture attentive de tout retenir : les noms, les professions et les numéros de téléphone de deux colonnes d'abonnés.

Oserais-je dire qu'alors je me pinçai, avant de me livrer à d'autres expériences. Mais toutes furent aussi convaincantes. Et je pus même vérifier que, trois heures après avoir simplement lu 83 numéros de téléphone (car je les avais comptés), je n'en avais toujours oublié aucun.

C'était tellement étrange que, ce soir-là, je m'endormis tard. Attendant le lendemain et le chant du premier merle qui, avec un jour nouveau, me dirait que j'avais rêvé.

Or j'avais tort. Tout était toujours dans ma tête. Et la fin des vacances, pour cela, en fut transformée.

Mon ami François me dit : « Mais on t'a changé ! » La bande me découvrit comme elle ne m'avait jamais vu. Je n'osais pourtant rien de plus. Simplement j'étais autre, inattaquable et serein. Répandant du tac au tac, après n'avoir eu si souvent que l'esprit de l'escalier.

Et plus tard, à la rentrée, moi qui peinais jusqu'alors sur mes cours de droit, je sus maîtriser les dates des lois et les articles du Code. J'appris même l'anglais en quelques mois.

A partir de cette simple méthode, je me souvenais de tout : des visages, des noms, des musiques, de poèmes entiers dont spontanément je pouvais dire quelque extrait dans un dîner en ville.

Depuis, le temps a passé. Même les médias m'accordent aujourd'hui l'autorité que donnent conjointement le talent et l'assurance et j'écris cet article pour rendre hommage à un être exceptionnel, qui a révélé en moi l'homme qui était au delà de l'homme.

Si vous voulez savoir comment obtenir les mêmes résultats et acquérir cette puissance mentale, qui est encore notre meilleure chance de réussir dans la vie, priez simplement l'éditeur de vous envoyer « Les Lois Eternelles du Succès », intéressant petit ouvrage que W.R. Borg écrit comme introduction à sa Méthode. Vous le recevrez gratuitement comme quiconque désire améliorer sa mémoire. Voici l'adresse : Méthode W.R. Borg, chez Aubanel, dpt 633 - 6, place St-Pierre, 84028 Avignon Cedex.

Pierre-Henri-Marquand

### BON GRATUIT

A remplir en lettres majuscules en donnant votre adresse permanente et à retourner à : Méthode W.R. Borg, chez Aubanel, dpt 633 - 6, place Saint-Pierre, 84028 Avignon Cedex, France, pour recevoir sans engagement de votre part et sous pli fermé « Les Lois Eternelles du Succès ».

Nom \_\_\_\_\_

Prénom \_\_\_\_\_

N° \_\_\_\_\_ Rue \_\_\_\_\_

Code postal \_\_\_\_\_ Ville \_\_\_\_\_

Age \_\_\_\_\_ Profession \_\_\_\_\_

Aucun démarcheur ne vous rendra visite

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

100 Watts, spécial SONO



● 2 x 50 W efficace à 8 Ω avec 0,008 % de distorsion ● 115 dB de rapport signal/bruit ● Bande passante de 0 Hz à 100 kHz !!! ● Facteur d'amortissement supérieur à 100 ● Filtre subsonic commutable à 5 Hz et de 12 dB par octave ● VU-mètre LED, 2 sensibilités ● Sortie pour casque ● 2 sorties haut-parleur commutables ● Impédance sortie 4 à 16 Ω ● Présentation rack 19 pouces ● Dimensions (L x H x P) 44 x 7,8 x 37 cm ● Garantie 1 an pièces et main-d'œuvre dans nos ateliers ● Protection contre les court-circuits.

PRIX

1950 F

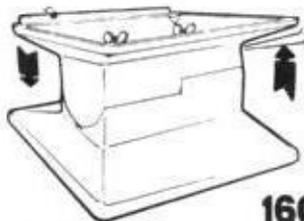
990 F

(Expédition en port dû)

OFFRE  
EXCEPTIONNELLE

AMELIOREZ LES BASSES DE VOS  
ENCEINTES DE 30 %

- Pieds d'enceintes acoustiques polystyrène choc injecté anti-résonnant
- Inclinaison réglable



160 F  
LA PAIRE

(+ 20 F de frais port)

PRIX 320 F La paire



BON DE COMMANDE EXPRESS  ou documentation

Produit .....

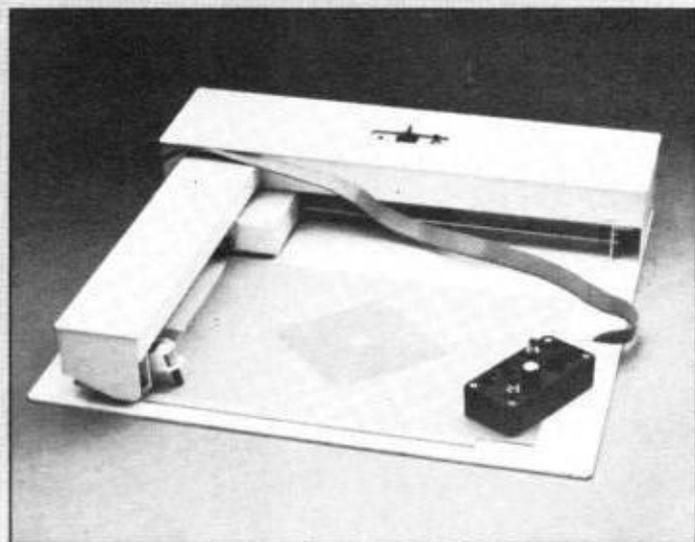
Nom et adresse .....

Ci-joint chèque  Mandat  de ..... francs

**GDI** 78 AVENUE DES TERNES - 75017 PARIS  
574.60.04 +

**BLOC-NOTES**

TABLE TRAÇANTE EN KIT



La représentation graphique des résultats du traitement de l'information dispensée par les micro-ordinateurs connaît une vogue croissante. La table traçante de type XY autorise le tracé de plans, de graphiques, de courbes... et s'avère, de ce fait, un des périphériques des plus utiles; seul son prix peut constituer un obstacle à une plus large diffusion.

Construire ce type d'appareil n'est pas une tâche aisée, on peut être bon électronicien sans être pour autant doublé d'un mécanicien de précision et une table XY comporte de la mécanique...

Cette contrainte est désormais annihilée avec l'apparition d'un tel accessoire en kit; mécanique et électronique sont alors livrées en pièces détachées ainsi d'ailleurs que le coffret de protection (boîtier) qui donne une allure très industrielle à la réalisation terminée :

● Dimensions : 430 x 420 x 75 mm.

● Papier : format A4 (265 x 175 mm).

● Vitesse d'écriture : 40 mm/s maximum.

● Résolution : 0,29 mm.

● Interface : parallèle « Centronics ».

● Construction : polystyrène-choc, tiges de guidage en acier inox.

Un boîtier de commande est également proposé en option.

Cette réalisation, signée « Robot Kit », peut être acquise soit en une seule fois (moins de 1 700 F sans l'option), soit par élément (solution globalement plus coûteuse). Quoi qu'il en soit, le gain financier réalisable, que l'une ou l'autre des formules retienne le choix, se révèle très appréciable.

Un fascicule-guide de construction très explicite est fourni avec chacun des kits.

« Robot-Kit » est fabriqué par Sival, 90, rue Rebeval, 75019 Paris. Tél. : (1) 206.96.73.

# BLOC-NOTES

## DOUBLE COMPACT-DISC

Toshiba propose désormais des lecteurs de compact-discs à des prix inférieurs à 4 000 F. Les XR-40 et XR-V11 diffèrent essentiellement par la dimension, le premier étant adapté aux chaînes classiques standard 19 pouces, tandis que le second est destiné aux chaînes midi (340 mm). Toutes les fonctions essentielles ont été préservées, les ingénieurs de Toshiba ayant évité les gadgets qui auraient pu provoquer une augmentation du prix.

Plus original, le XR-V22 est un double lecteur de compact-discs. Ses deux platines, réunies dans un boîtier au « standard » des midi-chaînes, permettent de lire deux disques compacts



l'un à la suite de l'autre. Son prix, inférieur à 4 500 F, ne dépasse pas celui d'un seul lecteur.

Distribution : NAVS, Z.A. de Courtabœuf, B.P. 62, 91942 Les Ulis Cedex. Tél. : (6) 907.72.76.

## LA TELEMATIQUE

par Michel Pouillet

Ce livre a pour but de vous guider dans les méandres des services télématiques : de quels services pouvez-vous bénéficier aujourd'hui ? Quelle est l'installation nécessaire ? Combien coûte-t-elle ? Les principales questions abordées sont : le service Télétel, ses possibilités actuelles et ses perspectives d'avenir ; le Minitel ; les banques de données disponibles ; la télématique professionnelle et ses performances dans le traitement du courrier, l'organisation de réunions à distance, la copie de documents et la recherche d'informations ; télématique ou micro-ordinateur.

Editeur : Marabout service.

# DO.MI.LAV. 43, rue Planchat - 75020 Paris DO.MI.LAV.

Tél. : 370-26-02

### AUTORADIO-CASSETTES STÉRÉO CHAVI



**TK 602 - GO-FM-MPX**  
Arrêt automatique. P. 2 x 7 W **534 F**



**TK 643 - PO-GO-FM-MPX**  
Tout automatique. P. 2 x 7 W **574 F**



**TK 606 - GO-FM-MPX**  
Prémonté, tiroir antivol P. 2 x 7 W **589 F**

### RADIOCASSETTES PATHÉ-MARCONI



**PK 8 - PO-GO-FM, 2 HP** **759 F**



**PK 2 - PO-GO-FM,**  
égaliseur graphique. 4 HP **1 030 F**



**PK 10 - 4 gammes, 4 HP** **1 100 F**

### LES HAUT-PARLEURS STÉRÉO CHAVI (faciles à poser)

- B 11, 8 watts, 4 ohms, HP boule ..... **90 F**
- HB 008, 8 watts, 4 ohms ..... **99 F**
- HB 340, 50 watts, 4 ohms, 3 voies Midrange réglable ..... **442 F**

### LES HAUT-PARLEURS ENCASTRABLES

- HE 020, 18 watts, 4 ohms, avec grille ..... **146 F**
- HE 230, 30 watts, 4 ohms, 2 voies, avec grille ..... **260 F**
- HE 340, 35 watts, 4 ohms, 3 voies, avec grille ..... **342 F**

### LES HAUT-PARLEURS PERSONNALISÉS

- HP 013, bicoûne, 13 watts, 4 ohms ..... **103 F**
- HP 230, 2 voies coaxial, 30 watts, 4 ohms ..... **187 F**
- HP 330, 2 voies coaxial, 30 watts, elliptique ..... **240 F**

### TIROIR ANTIVOL

- AV 1, 44 mm, normes DIN **48 F**
- AV 1002, 50 mm, normes DIN **69 F**
- AV 1002 B, 50 mm, aliment. **82 F**
- AV 1003, 52 mm, normes DIN **88 F**
- AV 1003 B, 5 mm, norme DIN ISO, alimentation ..... **99 F**

### LES BALADEURS UNISEF

**Z 10 - lecteur stéréo avec casque**

... 141 x H 92 x P 35 **164 F**



**Z 108**

2 HP - L. 141 x H 92 x P 35

**280 F**



### RADIORÉVEIL PATHÉ-MARCONI

GO-FM - Piles secteur

**260 F**

### BON DE COMMANDE EXPRESS A RETOURNER AVEC VOTRE RÈGLEMENT A DO.MI.LAV.

43, rue Planchat - 75020 PARIS - Tél. : 370-26-02

MATÉRIEL ..... AU PRIX DE .....  
au comptant + frais de port  A crédit  20 % à la commande \*

Je joins la somme de ..... F par CB  CCP  Mandat

Nom ..... Prénom .....

Adresse complète .....

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

\* Port en sus. Nous consulter. Crédit supérieur à 2 000 F.

REVENDEURS : NOUS CONSULTER, PRIX SPÉCIAUX

39th EDITION

# WORLD RADIO TV HANDBOOK

THE AUTHORITATIVE DIRECTORY OF INTERNATIONAL RADIO AND TELEVISION

Comprehensive country-by-country listings of long, medium, and short-wave broadcasters by frequency, time and language.

Special features including short-wave receiver test reports.

Worldwide broadcasts in English.

Broadcaster addresses and personnel.

Complete with maps of principal transmitter sites.

39<sup>e</sup> édition

« A l'écoute du monde »

1985

Ce guide international de la radio et de la télévision vous permet d'utiliser au mieux votre récepteur.

Il contient des informations détaillées, pays par pays, sur les stations du monde entier : fréquences, puissance, programmes dans les différentes langues, horaires, etc.

Répertoire complet sur les ondes courtes, grandes ondes, ondes moyennes et FM, il est actualisé en tenant compte des plus récentes conférences internationales.

Un ouvrage de 600 pages, format 14,5 x 22,5 sous couverture quadrichromie, pelliculée :

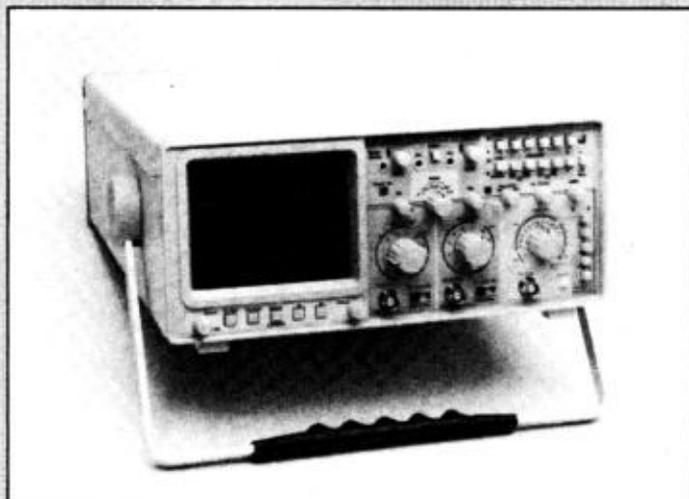
Prix : **235 F**

Prix franco recommandé : **250 F**

Commande et règlement à l'ordre de la  
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO  
43, rue de Dunkerque, 75480 PARIS CEDEX 10

## BLOC-NOTES

### OSCILLOSCOPE COMPACT A MEMOIRE NUMERIQUE



Gould 1425 est un oscilloscope de 20 MHz double trace qui fonctionne en mode conventionnel ainsi qu'en mode numérique, permettant ainsi la capture de signaux transitoires et de signaux rapides répétitifs. Il permet la mesure automatique simultanée de temps et de tensions entre curseurs avec lecture directe sur l'écran. Il possède une interface série RS 423 (compatible avec RS 232) qui autorise le transfert bidirectionnel des données et des commandes avec n'importe quel micro-ordinateur, afin d'ef-

fectuer un stockage externe des traitements de signaux et la télécommande de l'appareil. L'interface RS 232 permet également de ressortir directement les données vers une table numérique. Les copies des traces mémorisées en format A3 et A4 peuvent être identifiées par des couleurs différentes. Les axes gradués, les lignes du graticule et les conditions de capture sont imprimés automatiquement.

**Distribution :** Gould Electronique, 57, rue Saint-Sauveur, 91160 Ballainvilliers.

### COURS PAR CORRESPONDANCE

Le Centre national d'enseignement par correspondance de Grenoble propose aux jeunes comme aux adultes des cours par correspondance préparant aux examens suivants :

- certificat d'aptitude professionnelle (C.A.P.),
- Brevet d'études professionnelles (B.E.P.),
- Brevet professionnel (B.P.),
- Brevet de technicien supérieur (B.T.S.),

avec, pour ce dernier, un stage obligatoire de 4 à 6 semaines en fin de première année.

Le Centre national d'enseignement par correspondance est un établissement public qui dépend du ministère de l'Éducation nationale.

Pour tout renseignement complémentaire : C.N.E.C., Centre de Grenoble, 39, bd Gambetta, B.P. 3X, 38040 Grenoble Cedex. Tél. : (76) 46.65.02.

# BLOC-NOTES

## NOTRE CLICHE DE COUVERTURE

### JVC : LA CHAÎNE PORTABLE PC-W 88 (A 2 PLATINES CASSETTE ET RECEPTEUR 4 GAMMES : FM-GO-PO-OC)

Les particularités essentielles de cette chaîne portable consistent en :

- L'utilisation du dispositif « U-Turn » : inversion entièrement automatique dans la platine A d'enregistrement/lecture et inversion automatique dans la platine B de lecture.
- Montage à vitesse double, à mise en marche synchrone.
- Enceintes acoustiques 2 voies, à woofer à membrane rectangulaire, séparables du coffret principal.

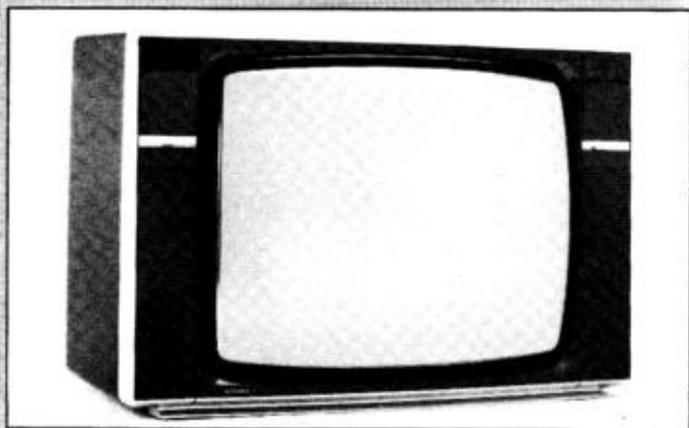
On retiendra que, quand les deux faces de la cassette B ont été lues, un relais transfère le contrôle sur l'autre platine qui lit les deux faces de la cassette A, ce qui double la durée de lecture. Deux cassettes différentes peuvent être également lues, l'une après l'autre, suivant le même processus que ci-dessus.

#### Autres caractéristiques :

- Puissance 2 x 6 W.
- Dolby incorporé.
- Recherche automatique des séquences musicales.
- Contrôle automatique du niveau d'enregistrement (ALC) avec seuil ajustable.
- Mécanismes logiques à touches à effleurement.
- Synthétiseur particulièrement précis en OC.
- Indicateur stéréo en FM.
- Alimentation : 240/ 220 V et 110 V (50/60 Hz) et 12 V continu (2 piles « R20 »).
- Dimensions : 612 x 173 x 194 mm.
- Poids : 6,5 kg.

En outre, et en option, le PC-W 88 peut recevoir une platine L-E88 et son support adaptateur à l'ensemble.

## LE TELEVISEUR ALARME



Océanic va prochainement proposer un téléviseur muni d'un système d'alarme à détection volumétrique permettant une surveillance vigilante et discrète du téléviseur et de ses périphériques (magnétoscope, micro-ordinateur, etc.). Il ressemble à un téléviseur normal de la gamme Océanic mais est muni d'une puissante sirène intégrée (qui

peut être raccordée à une sirène supplémentaire). Lorsque l'utilisateur quitte son appartement, il met le téléviseur en position alarme et a une minute pour sortir. A son retour il dispose de 15 secondes avant le déclenchement de l'alarme. **Distribution :** Océanic, 97, avenue de Verdun, 93230 Romainville. Tél. : 843.43.43.

# STATION 229

229-231 RUE LAFAYETTE - 75010 PARIS

Métro : LOUIS-BLANC. En face EGLISE ARTISAN

TEL. : 205.75.95 — 208.14.46

VENTE ET MONTAGE AUTORADIOS

SPECIALISTE UNIQUEMENT AUTO-RADIOS - AUTO ACCESS.

### AUTO RADIOS CASSETTES

LES PRIX  
JAMAIS VUS



PROMO  
1490F

- Auto radio K7 auto-reverse ● PO.GO.FM
- Recherche autom. des stations ● 18 stations pré-réglées ● Puissance de sortie 2 x 6 watts
- Affichage digital.

Caractéristiques identiques au LAR 304  
+ : 2 x 25 Watts.

PROMO 1590F

LAR 312



PROMO  
790F

Auto-reverse, PO / GO / FM / MPX 2 x 7 Watts.

## POINTER

TOUTES LES NOUVELLES GAMMES

RAE 8322



PROMO  
1790F

- PO / GO / FM stéréo K7
- 2 x 25 watts auto-reverse
- Recherche autom. ● Affichage digital
- 4 sorties H.P. ● Egal. incorporé

## SHARP. RG 6000 H / G



825F

- Auto radio K7 ● PO.GO.FM ● 2 x 8 watts
- TOUTES LES GAMMES SHARPS  
DISPONIBLES AUX MEILLEURS PRIX

## BST



2 x 7 watts  
590F

- SCR 100 : Autoradio K7  
PO.GO.FM stéréo 2 x 7 watts
- SCR 200 : Autoreverse 15 mémoires  
2 x 25 watts

## CHAVI

- PO.GO.FM - Stéréo K7
- Stéréo 2 x 7 watts

PROMO  
550F

### LES BOOSTERS

TOKAI LB 260 PROMO 288F



- Ampli égaliseur graphique extra plat ● 5 curseurs
- 2 x 30 watts.

TOKAI LB 270 PROMO 399F



- Ampli égaliseur graphique haute puissance
- 2 x 50 watts ● Façade éclairée ● 7 curseurs.

TOKAI LB 300 PROMO 595F



- Ampli égaliseur graphique haute puissance
- 2 x 50 watts ● 14 touches à effleurement ● Terrain lumineux ● Sortie pour 4 H.P.

YOKO SEQ. 351



PROMO  
PRIX  
945F

- Ampli égal. ● 2 x 100 watts avec DNR
- et Echo ● 4 sorties H.P.

### AMPLI MUSISSON



- Ampli Egaliseur graphique ● 5 bandes avec
- indicateurs ● 2 x 30 watts.

SUPER  
PROMO

229F

### POINTER

- 8210 ● Booster Eg. 2 x 35 watts 10 curseurs 420F

- 8207 2 x 30 watts 7 curseurs ..... 660F

### BST

- FLAT 4 C 2 x 25 watts 5 curseurs ... 385F

### DAYTRON

- LB 77 2 x 30 watts 7 curseurs ..... 360F

GRAND CHOIX D'AUTO-RADIOS - HAUT-PARLEURS - ANTENNES

AUX PRIX PROMOTIONNELS

PIONNER - BLAUPUNKT - PHILIPS - KENWOOD - AUDIOLINE - MUSISSON - S'TRONIC - BST

Vente et montage Auto-alarme COBRA marquage antivol

Magasin ouvert du lundi au samedi 9 h à 19 h sans interruption

Stationnement devant la pompe à essence

VENTE PAR CORRESPONDANCE

### BON DE COMMANDE

à retourner sous enveloppe, dûment complété à STATION 229  
231, rue Lafayette 75010 Paris, accompagné du montant de votre commande.

Nom \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

Code postal \_\_\_\_\_ Tél. \_\_\_\_\_

J'ai choisi \_\_\_\_\_

Je règle ma commande par chèque bancaire  C.C.P.  Mandat

# BLOC-NOTES

## FABRIQUER SES CIRCUITS IMPRIMÉS

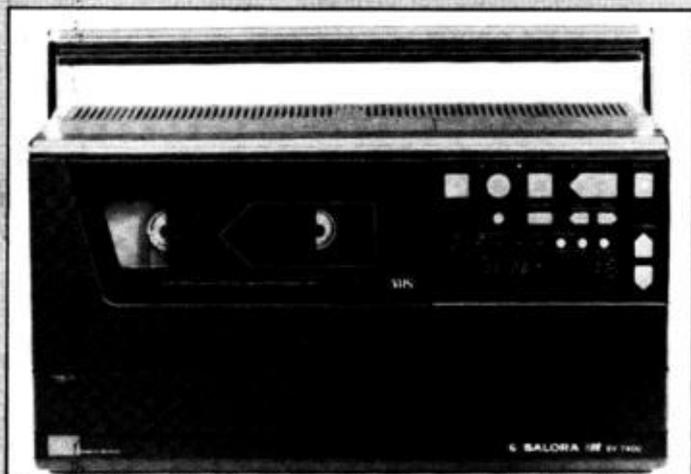
Jean-Marc Petit a créé en 1984 une entreprise artisanale de production qui fabrique de l'outillage et des matériels pour la réalisation de circuits imprimés grand public et professionnels. Cette entreprise, J.M.P. Electronique, propose des solutions intéressantes : machines à graver à mousse de perchlorure de fer (formats : 200 x 300, 300 x 300 et 400 x 300 ; différents modèles : commande électronique, chambre de rinçage incorporée, modèles à tiroir, gravure en continu...); châssis d'insolation simple et

double face (plus de dix modèles, à pression par mousse, pression par prise de vide, formats variables jusqu'à 600 x 600 mm); effaceurs d'eproms, tables lumineuses de montage, châssis de montage et soudage des composants, machines à étamer, plieuses à tôle, outillage de perçage-fraisage..., stratifiés et produits de traitement pour la réalisation des cartes C.I...

Un catalogue complet est mis à disposition de tout intéressé sur simple demande.

Distribution : J.M.P. Electronique, 4, rue J.-B.-Lulli, 65260 Pierrefitte-Nestalas.

## UN PORTABLE DE SALON



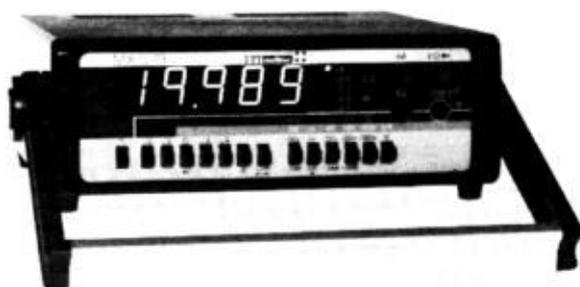
Le nouveau Salora 7400, premier magnétoscope de la marque (la gamme comprendra trois modèles, dont un VHS HiFi), est un appareil surprenant. Il peut être utilisé aussi bien comme magnétoscope portable (associé à une caméra ou non) ou comme un appareil de salon. Le 7400 est un VHS Pal/Secam à tuner VHF/UHF intégré à 16 canaux mémorisables et à recherche automatique. Il permet de programmer trois émissions sur 14 jours. Outre les fonctions usuelles (visualisation rapide, ralenti, arrêt

sur image, image par image), il possède des fonctions de montage tels l'assemblage automatique, l'insertion d'image et le doublage son, et une touche d'enregistrement OTR (30 mn/jour).

Le 7400 peut être alimenté sur secteur 220 V, sur 12 V par batterie rechargeable incorporée et sur 12 ou 24 V extérieurs par un adaptateur allume-cigare. Son poids : 5,9 kg.

**Distribution :** Bisset Groupe Industries, 32, quai de la Loire, 75019 Paris.

## UN MULTIMETRE PROFESSIONNEL NUMERIQUE ET ANALOGIQUE



Metrix présente un multimètre qui associe les avantages d'un multimètre numérique et ceux d'un véritable millivoltmètre analogique à grande échelle éliminant le manque de résolution des petits galvanomètres ou des bargraphs à nombre de points limité. Le MX 573 est tout d'abord un multimètre numérique 2 000 points (3 1/2 digits), avec une précision de base de 0,1 %, doté d'une gamme complète de calibres dans les cinq fonctions fondamentales. C'est aussi un millivoltmètre électronique à haute impédance d'entrée (10 M $\Omega$ ) de 25 mV de sensibilité fin d'échelle en continu comme

en alternatif. L'appareil est équipé d'un galvanomètre à bande tendue très sensible qui permet de suivre instantanément sur un grand cadran les variations d'un signal. Ces deux modes d'affichage se complètent parfaitement : l'un permet l'appréciation immédiate des variations de la mesure par rapport à la pleine échelle, l'autre donne la valeur précise de la mesure stabilisée.

**Distribution :** ITT Composants et Instruments, Division Instruments Metrix, Chemin de la Croix-Rouge, B.P. 30, 74010 Annecy Cedex.

## NICE : GRANDE PARADE DU JAZZ JVC



Depuis 1984, sensible à la réputation internationale et à la qualité exceptionnelle des programmes proposés par George Wein, promoteur de célèbres festivals de Jazz (Newport, Lon-

dres, Den Haag et Nice), JVC parraine l'ensemble des manifestations précitées.

S'agissant plus particulièrement de la « Grande Parade du Jazz » de Nice, celle-ci se déroulera du 10 au 20 juillet, dans une ambiance familiale et sympathique, où se mêlent harmonieusement grands et petits, amateurs et novices, pour la plus grande joie de tous.

Pour se procurer les billets : les trois FNAC à Paris et la « Grande Parade du Jazz JVC », Hôtel Beach Regency, 223, promenade des Anglais, 06200 Nice. Tél. : 16 (93) 71.93.22.

# REALISEZ VOTRE ORDINATEUR PERSONNEL

**Après un court paragraphe consacré à la mise en « chauffe » de l'alimentation afin d'en tester la fiabilité, nous allons dévoiler aujourd'hui le schéma complet de notre**

**micro-ordinateur afin de pouvoir commencer le câblage de la carte principale dès le mois prochain. Mais tout d'abord voici...**

## Quelques précisions

Comme pour nos deux réalisations précédentes, vous êtes nombreux à nous écrire et à témoigner de l'intérêt pour cette réalisation. Bien qu'il ait été répondu personnellement à chacun d'entre vous, nous aimerions préciser ici un point important que nous avons passé sous silence jusqu'à maintenant.

La mise en service d'un ordinateur est toujours une phase délicate car si rien ne fonctionne, les moyens d'investigation dont on dispose sont très limités, contrairement à ce qui se produit lorsqu'une partie seulement d'un appareil est en panne. Pour que cela ne soit pas le cas avec TAV85, nous avons mis au point un programme de test modulaire qui vous permettra de mettre en service la carte principale bloc par bloc, sans aucun appareil de mesure autre qu'un indicateur utilisant 8 LED et 8 résistances.

Ce programme réside dans une ROM qu'il suffit d'installer sur la carte principale lors de la première mise sous tension. Tous les sous-ensembles de la carte sont alors testés automatiquement et l'état de chacun d'eux est visualisé par des diodes électro-luminescentes. En cas de défaut, la localisation de celui-ci est limitée à trois ou quatre circuits intégrés, ce qui facilite grande-

ment le dépannage. Si, malgré cela, vous éprouviez quelques inquiétudes, sachez que la société Facim, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis, propose un service de dépannage des cartes sous certaines conditions. Par ailleurs, l'auteur de ces lignes a grandement amélioré son service courrier, ce qui lui permet de répondre dans des délais assez courts à toute question technique.

La fourniture de ce programme de test ainsi d'ailleurs que de tous ceux qui seront disponibles pour ce micro-ordinateur est assurée exclusivement par l'auteur. Un catalogue des logiciels, disponible fin juin, peut vous être adressé sur simple demande, accompagnée d'une enveloppe format 16 x 22 libellée à votre adresse et affranchie à 5 F (ou 4 coupons réponse internationaux si vous résidez à l'étranger).

## Les essais de l'alimentation

Précisons tout d'abord qu'une erreur s'est glissée dans le numéro d'avril sur le plan d'implantation de la figure 6. La résistance située à côté de IC<sub>2</sub> n'est pas une 6,8 k $\Omega$  mais une 1,5 k $\Omega$  comme indiqué sur le schéma théorique. Par ailleurs, la photo située en milieu de

page 84 de ce même numéro n'a rien à voir avec l'alimentation du micro-ordinateur, c'est celle d'un expenseur de dynamique décrit quelques pages plus loin.

Le câblage réalisé le mois dernier étant supposé terminé, nous allons procéder à des essais de charge de l'alimentation consistant à lui faire débiter un courant important pendant plusieurs heures afin de vérifier que tout se passe bien. De tels essais ne sont pas indispensables mais permettent de mettre en évidence une éventuelle faiblesse d'un composant, qu'il est toujours plus agréable de diagnostiquer maintenant plutôt que lorsque le système sera terminé et opérationnel.

Avant de faire ces essais et compte tenu des mesures que nous avons faites sur les disjoncteurs thermiques qui équipent cette alimentation, nous devons vous faire réaliser deux adjonctions sur le circuit imprimé. La première consiste à équiper les deux thyristors Th<sub>1</sub> et Th<sub>2</sub> d'un petit radiateur; en effet, les délais de réponse des disjoncteurs sont suffisamment longs pour que ceux-ci aient le temps d'atteindre une température importante. Cette adjonction est très simple comme le montre une des photos ci-jointe. Il suffit de découper un petit rectangle d'aluminium ou de dural de 55 mm sur 30 mm environ et

de le placer entre les thyristors et les deux chimiques qui se trouvent derrière eux. Le thyristor  $Th_1$  sera vissé directement sur ce radiateur tandis que  $Th_2$  sera isolé avec les accessoires classiques (canon et mica). Si cet isolement vous embête, il vous suffit de couper le radiateur en deux de façon à isoler les deux moitiés ; vous pouvez alors visser chaque thyristor dessus sans accessoire. Un petit cordon de colle complètera l'installation de ce radiateur en le maintenant sur le circuit imprimé.

Nous allons maintenant procéder au réglage de ces circuits antisurtension. Pour ce faire, mettez les 3423 sur leurs supports et placez les curseurs des potentiomètres de 2,2 k $\Omega$  à fond du côté des 3423. Mettez l'alimentation sous tension et constatez qu'elle fonctionne comme par le passé (sinon il y a un problème au niveau d'un 3423). Mettez un voltmètre sur l'alimentation 5 V et faites-la monter à 5,5 V en agissant sur le potentiomètre de 4,7 k $\Omega$  situé à côté de  $IC_1$ . Agissez ensuite très doucement

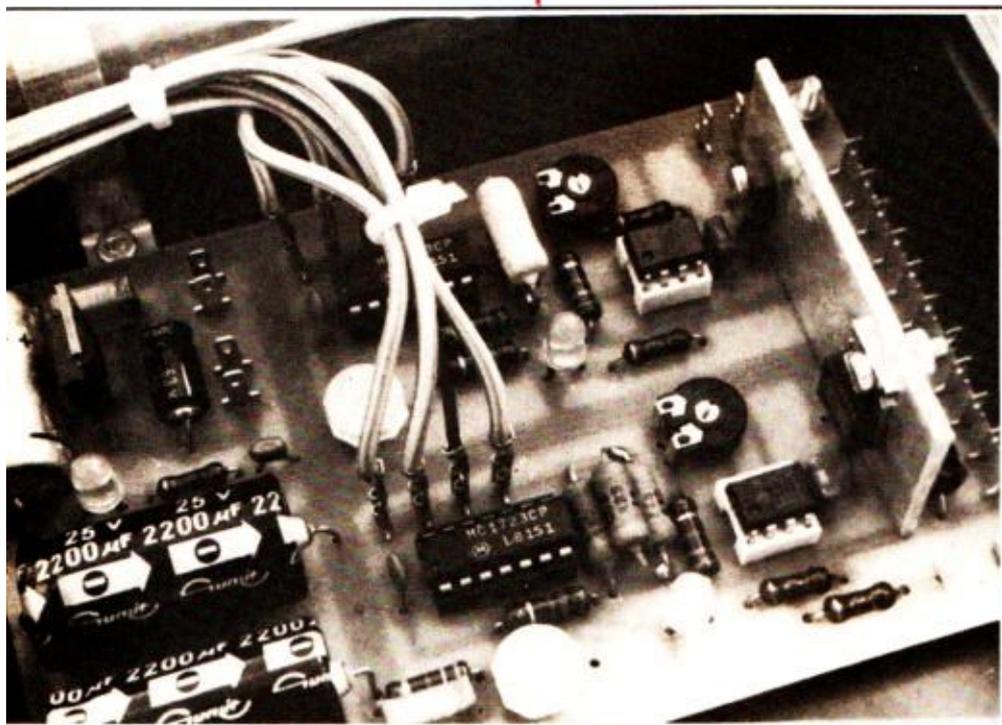
lorsque le disjoncteur est à nouveau prêt).

Vous pouvez alors faire de même pour le réglage de l'alimentation + 12 V, la valeur de déclenchement du circuit étant fixée dans ce cas à 13 V.

Faites ensuite quelques essais pour vérifier que votre circuiterie antisurtension n'est pas trop sensible. Pour cela, branchez et débranchez d'autres appareils électriques à proximité de votre ordinateur et constatez que rien ne se passe. Si tel n'est pas le cas, vous pouvez diminuer un peu la sensibilité du ou des circuits antisurtension concerné(s) en déplaçant très légèrement le curseur du ou des potentiomètres de 2,2 k $\Omega$  en direction des 3423. Si cela ne suffit pas, ce qui peut arriver si vous avez un secteur EDF très perturbé (présence de machines équipées de gros moteurs telles que machines à laver par exemple), vous pouvez augmenter les condensateurs de 10 nF placés à côté des 3423. Plus la valeur de ces condensateurs est importante, plus le 3423 met de temps à réagir, ce qui lui permet de ne pas déclencher sur des parasites violents mais brefs.

Nous allons maintenant faire débiter les alimentations + 5 et + 12 V ; pour cela et à moins que vous n'avez un stock de résistances bobinées de faible valeur, allez chez votre marchand d'accessoires auto et procurez-vous une ampoule 12 V 21 W (utilisée généralement pour les clignotants) et une ampoule 6 V 21 W (idem mais pour les véhicules ayant une batterie 6 V). Ces deux ampoules vont constituer deux charges solides et peu coûteuses. Branchez alors l'ampoule 12 V sur l'alimentation + 12 V et l'ampoule 6 V sur l'alimentation + 5 V. Vérifiez avec un voltmètre que les tensions de sortie sont conformes à ce que vous aviez réglé à vide à quelques dizaines de millivolts près, et laissez le montage ainsi pendant plusieurs dizaines de minutes. Vérifier régulièrement que rien « ne fume », mais ne soyez pas surpris d'un échauffement important des deux ponts de redressement et des deux transistors de puissance ; l'alimentation débite en effet près de 1,8 A sur le 12 V et près de 4,2 A sur le 5 V.

Si ce test s'est bien passé, votre alimentation est prête pour de bons et loyaux services. Dans le cas contraire, c'est-à-dire si un élément a rendu l'âme, il ne vous reste plus qu'à le rem-



**Le radiateur des thyristors et les résistances ajoutées pour augmenter le courant de court-circuit.**

La deuxième adjonction à réaliser consiste à augmenter le courant de court-circuit des alimentations + 12 et + 5 V ; la cause en est, ici encore, le manque relatif de sensibilité de certains disjoncteurs thermiques. Pour ce faire, soudez en parallèle sur la résistance de 0,22  $\Omega$  du + 12 V une résistance du même type mais de 0,47  $\Omega$ , et sur une des deux résistances de 0,22  $\Omega$  du + 5 V, une autre résistance de 0,22  $\Omega$ . Les courants de court-circuit sont ainsi suffisamment augmentés pour assurer un déclenchement rapide et sur des disjoncteurs thermiques.

Si vous n'utilisez pas le circuit anti-surtension (pas de 3423 ni de thyristor ni de disjoncteur), ces modifications ne vous concernent évidemment pas.

sur le potentiomètre de 2,2 k $\Omega$  situé près de  $IC_2$  pour obtenir le déclenchement du thyristor matérialisé par une baisse de la tension de sortie, une quasi-extinction de la LED correspondante et le déclenchement du disjoncteur après 5 à 15 secondes de délai.

Ramenez alors le curseur du 2,2 k $\Omega$  un tout petit peu en arrière ainsi que celui du 4,7 k $\Omega$  afin de réduire de nouveau la tension de sortie à 5 V. Enclenchez le disjoncteur et faites l'ajustement de votre tension de sortie à 5 V par le potentiomètre de 4,7 k $\Omega$ . Attention, le réenclenchement d'un tel disjoncteur n'est possible que lorsque celui-ci a refroidi, ce qui demande quelques secondes après disjonction (on entend très nettement un petit décli-

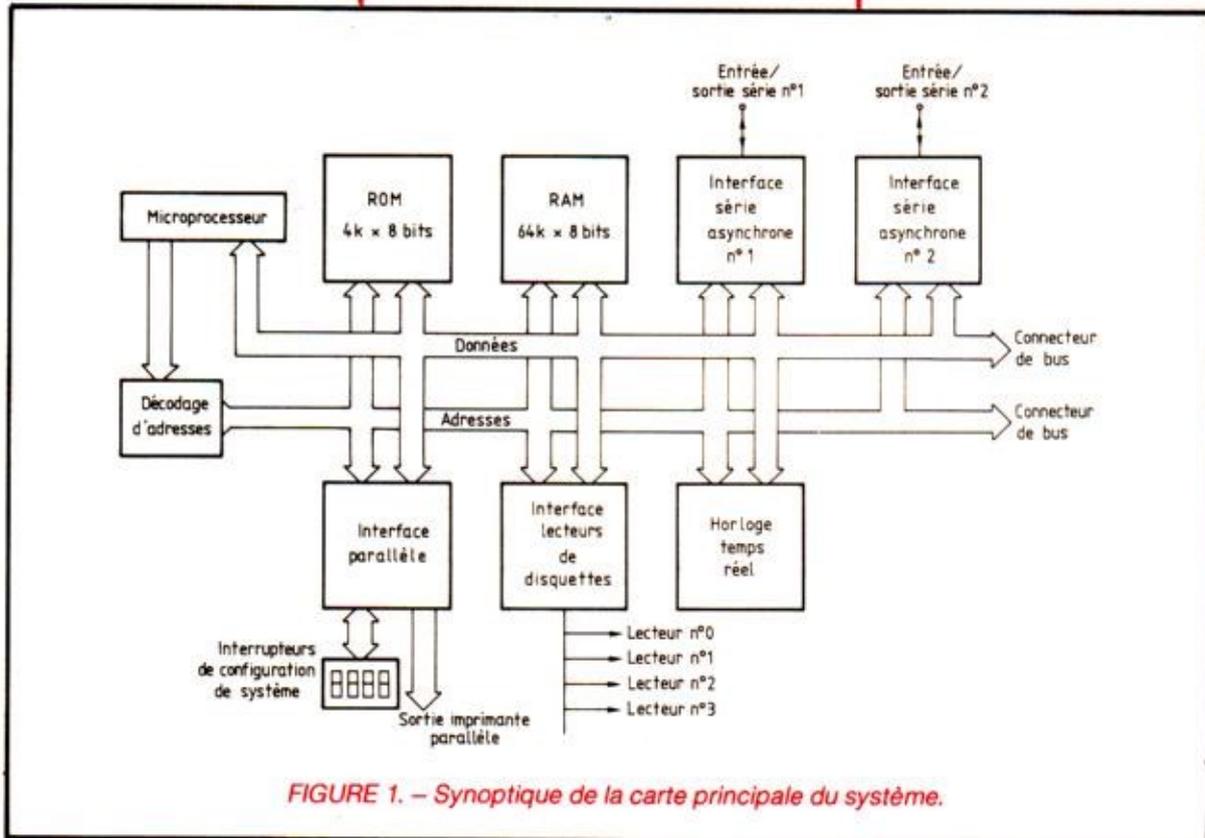


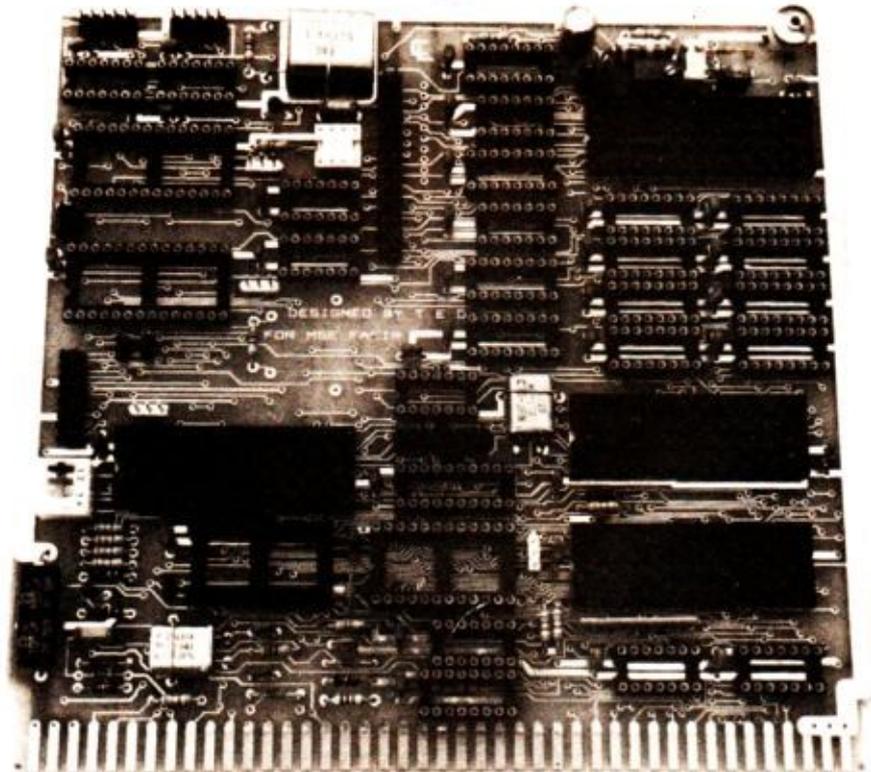
FIGURE 1. – Synoptique de la carte principale du système.

placer et à recommencer ; ce test ayant justement pour but de mettre en évidence d'éventuels défauts de jeunesse de certains composants.

### Schéma de la carte principale

Celui-ci étant assez imposant compte tenu du fait que cette carte est en fait un micro-ordinateur complet, nous allons l'analyser bloc par bloc et, pour ce faire, nous vous proposons, en figure 1 et à titre de rappel, un synoptique de celle-ci.

Le schéma complet quant à lui vous est présenté en figure 2 dans une représentation allégée. En effet, pour ne pas qu'il soit illisible, nous n'avons pas développé les différents bus mais au contraire avons représenté ceux-ci par un seul trait en travers duquel une barre oblique indique combien de fils les constituent. Cette façon de faire ne prête pas à confusion puisqu'aux points de raccordement de ces divers bus sur les circuits, les lignes individuelles qui les constituent apparaissent



La carte principale est prête à recevoir les circuits intégrés.

certaines autres micros d'instructions et de chronogrammes d'entrées/sorties. Pour faire une sortie de donnée sur un périphérique, le 6809 écrit dans celui-ci comme il écrirait dans n'importe quelle mémoire, alors que pour faire une entrée de donnée depuis un périphérique, le 6809 lit dans celui-ci comme il lirait en mémoire.

## Les 64 K de mémoire vive

La mémoire vive ou RAM de notre micro-ordinateur occupe l'espace adressable maximum permis par le 6809 puisqu'elle fait 64 Ko. Elle est constituée par 8 boîtiers de RAM dynamique de 64 k-bits repérés IC<sub>9</sub> à IC<sub>16</sub> sur le schéma. Pour ceux d'entre vous qui n'ont pas suivi nos articles d'initiation à la micro-informatique, rappelons rapidement qu'il existe deux grandes familles de mémoires vives : les RAM statiques et les RAM dynamiques. Les RAM statiques sont d'une mise en œuvre très simple mais leur capacité est en moyenne quatre fois inférieure à celle des RAM dynamiques. Ces dernières sont d'une mise en œuvre plus délicate mais permettent de réaliser des plans mémoire de grande capacité en occupant seulement une faible surface de circuit imprimé.

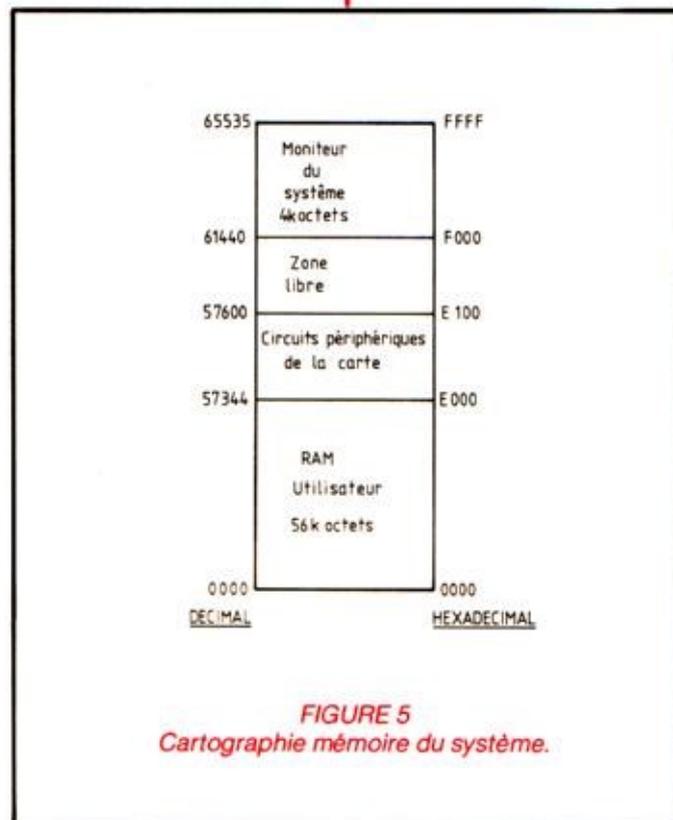
Les « inconvénients » des RAM dynamiques sont de deux types différents :

- Le premier est dû au fait que, pour intégrer ces mémoires dans des boîtiers à faible nombre de pattes, on multiplexe les lignes d'adresses. Ainsi les RAM utilisées sur notre système, qui sont des 64 k-bits, devraient-elles avoir 16 lignes d'adresses ; grâce au multiplexage elles n'en ont que huit. En contrepartie, cela complique la circuiterie d'adressage de ces mémoires.

- Le deuxième est dû au fait que les RAM dynamiques doivent recevoir régulièrement un rafraîchissement des données qu'elles contiennent (on leur rafraîchit la mémoire en quelque sorte !). En effet, les cellules mémoires élémentaires de telles RAM sont de minuscules condensateurs dont il faut entretenir la charge périodiquement. Ceci complique encore la circuiterie à mettre en œuvre autour des RAM dynamiques.

Dans notre précédent micro-ordinateur, nous avons conçu une circuiterie simple et originale pour accomplir ces fonctions ; malheureusement, la taille de cette circuiterie était incompatible avec celle de notre carte principale aussi avons-nous dû adopter une autre solution : l'utilisation du SAM ou MC 6883 ou encore SN 74783 repéré IC<sub>02</sub> sur notre schéma. Ce circuit complexe, fabriqué par Motorola, se charge automatiquement et sans aucun com-

moire. En effet, la RAM dynamique doit être rafraîchie périodiquement, mais le 6809 peut accéder à la RAM à n'importe quel moment ; il risque donc d'y avoir conflit d'accès dans certains cas. Le SAM règle ce genre de problème en rafraîchissant la mémoire pendant les états bas de l'horloge E puisque nous avons vu, sur les chronogrammes des figures 3 et 4, que les accès mémoire proprement dits (c'est-à-dire les moments où ont réellement lieu les trans-



**FIGURE 5**  
*Cartographie mémoire du système.*

posant externe du multiplexage d'adresse des RAM dynamiques, de leur rafraîchissement, et de plus, il génère l'horloge du 6809E. Sa mise en œuvre est très simple comme vous pouvez le constater sur la figure 2 ; il se relie en effet directement aux RAM et au 6809E grâce à des lignes adéquates.

Outre les fonctions présentées rapidement ci-avant, le SAM résout un autre problème important : celui des conflits entre accès mémoire par le 6809 et rafraîchissement de la mé-

moire (ferts de données) étaient situés pendant l'état haut de l'horloge E.

Vous remarquerez que la patte VCLK du SAM est reliée à la circuiterie de Reset complexe évoquée ci-avant. La raison en est simple : lors de la première mise sous tension, le SAM, comme beaucoup d'autres circuits logiques, a besoin d'être initialisé. Lors des Reset ultérieurs, par contre, il ne faut pas qu'il soit initialisé car cela influencerait sur le rafraîchissement des RAM dynamiques et détruirait leur contenu, ce qui est inacceptable. C'est la raison

d'être de l'ensemble de diodes, résistances et condensateurs que l'on trouve autour de D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>.

Une dernière remarque est à faire à propos de ce sous-ensemble et concerne la porte OU 7432 IC<sub>30</sub>. Elle permet, lorsque la circuiterie de décodage d'adresse lui en donne l'ordre, de bloquer l'accès aux RAM en interdisant la validation du signal CAS. La raison d'être de cela est logique ; en effet, le 6809 ne peut adresser que 64 Ko de mémoire, or les RAM occupent déjà à elles seules ces 64 Ko. Il ne reste donc plus rien pour la mémoire morte et les boîtiers périphériques. Pour ce faire, on bloque l'accès aux RAM sur les 8 derniers K d'adresses, c'est-à-dire de E000 à FFFF, afin de disposer d'un peu de place pour la ROM du moniteur et les circuits périphériques. Ce blocage est fait par la circuiterie de décodage d'adresse que nous allons étudier maintenant.

### Le décodage d'adresse

Le décodage d'adresse est une des parties essentielles d'un micro-ordinateur ; en effet, c'est le circuit qui fixe les adresses des divers éléments constitutifs du système : RAM, ROM et circuits périphériques. Dans notre micro-ordinateur, il permet d'établir la cartographie mémoire (ou memory map si vous préférez l'appellation américaine) représentée figure 5. La zone dite libre, sur cette figure, correspond à l'implantation autonome présentée dans notre numéro de mars. Si le micro-ordinateur

est utilisé avec un terminal externe, cette zone peut être utilisée pour une carte d'interface spécifique à vos besoins.

Le décodage fait appel aux circuits IC<sub>17</sub>, IC<sub>23</sub>, IC<sub>24</sub>, IC<sub>25</sub> et IC<sub>31</sub>. Pour en comprendre le principe, il faut noter que tous les circuits et mémoires du système disposent d'une ligne de validation active au niveau bas (ligne baptisée  $\overline{CS}$  sur tous les circuits). La circuiterie de décodage va donc devoir générer un signal logique au niveau bas pour chaque circuit concerné et en conformité avec les adresses indiquées figure 5. C'est là chose très facile grâce à IC<sub>17</sub> qui est un 74138 dont la table de vérité vous est indiquée figure 6.

Pour que ce circuit soit validé il faut que ses entrées  $\overline{E}_1$  et  $\overline{E}_2$  soient au niveau bas et que E<sub>3</sub> soit au niveau haut. Compte tenu des portes qui y sont connectées, cela se produit pour la combinaison de signaux suivante : A<sub>15</sub>, A<sub>14</sub> et A<sub>13</sub> au niveau haut, A<sub>8</sub>, A<sub>9</sub>, A<sub>10</sub>, A<sub>11</sub> et A<sub>12</sub> au niveau bas et enfin E ou Q au niveau haut. Cette dernière condition est logique puisque nous avons vu en figures 3 et 4 que les adresses étaient stables pendant que E ou Q était au niveau haut. Quant aux lignes d'adresses, la combinaison indiquée conduit à valider le 74138 de E000 à E0FF, ce qui est justement la zone d'adressage des circuits périphériques.

Les lignes d'adresses A<sub>2</sub>, A<sub>3</sub> et A<sub>4</sub> reliées à A, B et C du 74138 réalisent ensuite la sélection des divers périphériques au sein de cette zone compte tenu de la table de vérité de la figure 6, cela ne présente pas de difficulté.

Compte tenu des connexions de IC<sub>23</sub> et de IC<sub>31</sub>, la PROM 2732 qui contient le moniteur du système est validée lorsque A<sub>15</sub>, A<sub>14</sub> et A<sub>13</sub> sont au niveau haut ainsi que A<sub>12</sub> et E ou Q. Cela signifie donc que cette PROM est adressée de F000 à FFFF, ce qui est bien ce que nous souhaitons.

Enfin, par le jeu de IC<sub>30</sub> dont nous avons parlé dans le précédent paragraphe, les RAM sont dévalidées lorsque A<sub>15</sub>, A<sub>14</sub> et A<sub>13</sub> sont au niveau haut, c'est-à-dire de E000 à FFFF, c'est-à-dire encore lors de l'adressage des périphériques et de la PROM du moniteur.

### La PROM moniteur

Il s'agit d'une mémoire effaçable aux rayons ultraviolets et programmable électriquement de 4 Ko type 2732 ou 2532.

Elle est repérée IC<sub>04</sub> sur le schéma de la figure 2. Son mode de connexion est fort simple puisque ses lignes d'adresses et ses lignes de données sont reliées directement aux lignes de même nom issues de 6809. La patte  $\overline{CS}$  de cette mémoire est reliée à la circuiterie de décodage d'adresse comme expliqué ci-avant.

Le strap S<sub>12</sub> visible au niveau des pattes A<sub>11</sub> et  $\overline{OE}$  barre permet d'adapter la carte pour les mémoires 2732 ou 2532 dont le brochage diffère en cet endroit.

### Conclusion provisoire

Afin de ne pas accaparer trop de pages de ce numéro, nous en resterons là pour cette description détaillée du schéma, que nous poursuivrons et terminerons le mois prochain ; nous aborderons ensuite la phase pratique avec la réalisation de cette carte.

C. TAVERNIER

N° 1717 - Juin 1985 - Page 65

$\overline{E}_1$	$\overline{E}_2$	E <sub>3</sub>	A	B	C	Y <sub>0</sub>	Y <sub>1</sub>	Y <sub>2</sub>	Y <sub>3</sub>	Y <sub>4</sub>	Y <sub>5</sub>	Y <sub>6</sub>	Y <sub>7</sub>
1						1	1	1	1	1	1	1	1
	1					1	1	1	1	1	1	1	1
		0				1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

FIGURE 6. - Table de vérité du 74138.

## GAUCHE-DROITE PAR DUREE D'IMPULSIONS

C'est notamment en matière de télécommande qu'on peut avoir besoin d'une commande du sens de rotation d'un moteur. Pour cela, on utilise un inverseur de polarité dont l'état est conditionné par un signal de commande.

Le montage proposé délivre un premier état de po-

$C_3$  et  $R_6$ . On peut donc modifier ces durées en jouant sur la valeur des deux composants.

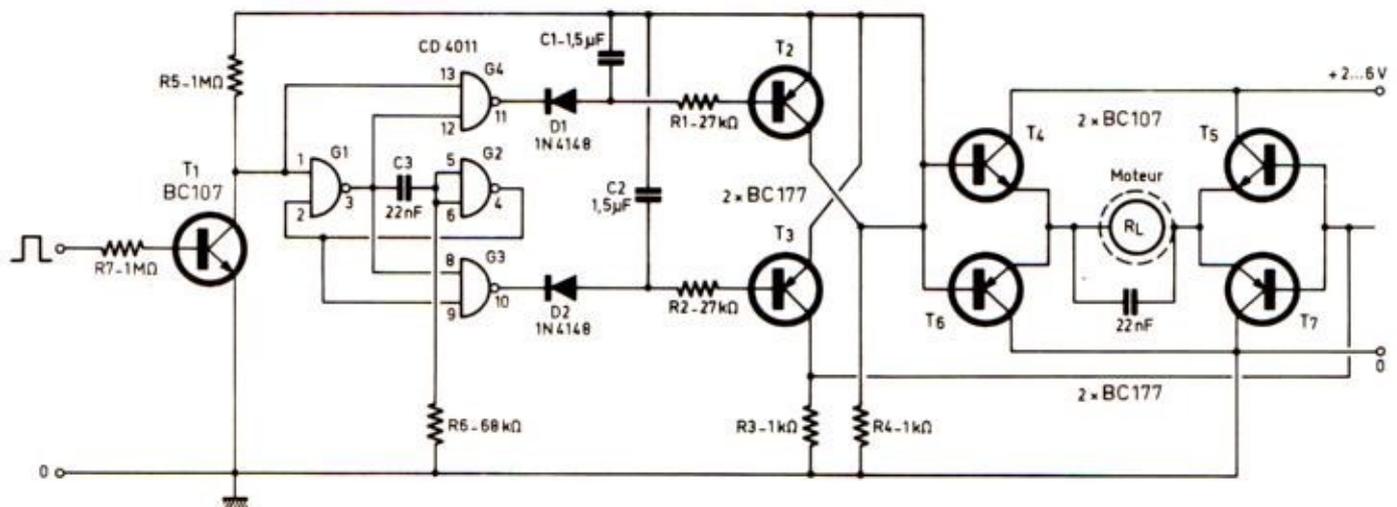
Par les portes  $G_3$  et  $G_4$ , on compare la durée du signal d'entrée avec la durée de l'impulsion du monostable, lequel se trouve déclenché par le front mon-

constituent des mémoires analogiques et maintiennent une intensité de commande suffisante, pour 100 mA en sortie, encore pendant 30 ms après la fin d'une impulsion de commande. Quand le signal d'entrée cesse pendant une durée supérieure, le moteur n'est plus alimenté.

plan d'implantation du montage.

### Liste des composants

$T_1, T_4, T_5$  : BC 107 (ou BC 108, BC 237, BC 238)  
 $T_2, T_3, T_6, T_7$  : BC 177 (ou BC 307, BC 308)  
 $D_1, D_2$  : 1N4148  
 $G_1, G_4$  : CD 4011



larité pour des impulsions d'entrée dont la durée est de 1 ms environ. En doublant cette durée, on obtient l'autre état de polarité.

Les durées mentionnées sont déterminées par un monostable qui se compose des portes  $G_1$  et  $G_2$  ainsi que des composants

tant de ce même signal. La sortie de  $G_3$  passe ainsi à « 0 » (d'où activation de  $T_2$ ) quand la durée du signal entrée est supérieure à celle de l'impulsion du monostable, et, dans le cas contraire, c'est la sortie de  $G_4$  qui passe à « 0 » (d'où activation de  $T_3$ ). Les composants  $D_1, D_2, C_1, C_2$

En plus du circuit mentionné, les auteurs ont mis au point une commande de relais ainsi qu'une commande analogique, basées sur un accouplement mécanique entre un potentiomètre (remplaçant  $R_6$ ) et un démultiplicateur que le moteur entraîne. L'article original contient également le

$C_1, C_2$  : 1,5  $\mu$ F, 10 V (tantalé)

$C_3$  : 22 nF

$R_1, R_2$  : 27 k $\Omega$

$R_3, R_4$  : 1 k $\Omega$

$R_5, R_7$  : 1 M $\Omega$

$R_6$  : 68 k $\Omega$

(H. Schmitz et A. Hoepfner, Populäre Elektronik, Würzburg, n° 5, mai 1982, page 21.)

# REALISEZ UN DIJIBOX



**Nous ne vous proposons pas cette fois de chanter dans un micro \*, mais de jouer les animateurs de discothèque ou de radio, en utilisant, votre chaîne Hi-Fi. Lorsqu'un disque est en cours de lecture, il faut, pour parler sur la musique, baisser manuellement le volume à l'aide du potentiomètre. Ce n'est pas très pratique, c'est pourquoi nous vous**

**proposons de réaliser un système électronique qui effectuera automatiquement cette manœuvre dès que l'on utilisera le micro.**

**Pour les lecteurs qui ont déjà réalisé notre Karabox, cette réalisation se résumera à ajouter une petite platine imprimée à leur montage.**

Signalons à ceux qui ont remarqué ce montage, que son rôle ne se limite pas à celui de machine à chanter. En effet, il peut accueillir des signaux de tout niveau comme ceux provenant d'un autre magnétophone, d'un mélangeur de discothèque, d'un instrument de musique électronique ou électrique. On peut l'utiliser pour se composer des cassettes et y inscrire un commentaire, bref chaque fois qu'une chaîne Hi-Fi ne possède pas de micro ; vous pourrez lui ajouter cette boîte presque magique...

Nous avons donc conservé les possibilités d'interconnexion du Karabox avec une chaîne Hi-Fi ; les prises d'entrée et de sortie « magnétophone » de l'amplificateur se branchent sur les prises correspondantes de la boîte, le magnétophone venant sur des prises de remplacement installées, elles aussi, en façade.

La musique de votre chaîne Hi-Fi se retrouve donc à l'entrée « magnétophone » de votre amplificateur, avec,

en superposition, le son du micro. L'adaptateur style Karabox, ou entrée micro sur l'amplificateur, se contente de mélanger le signal du micro et celui de la source.

Dans le contexte D-J (Disc-Jockey si vous préférez), nous avons conservé la fonction de mélange de la Karabox et ajouté un atténuateur stéréophonique pour la musique. Cet atténuateur est commandé par le micro et on règle sa sensibilité de déclenchement, en taux d'atténuation de la musique, et aussi en temps de retour de cette dernière. Nous avons utilisé un atténuateur linéaire n'entraînant pas d'augmentation du taux de distorsion du signal audio d'origine, ce qui n'est pas vrai pour les atténuateurs automatiques que nous connaissons.

La figure 1 représente le schéma synoptique du Dijibox, vous reconnaissez celui du Karabox auquel nous avons ajouté la partie compression de la musique.

Donc, le signal venu du micro va être amplifié dans le premier étage ; la sortie de cet amplificateur va, d'une part, attaquer le mélangeur et, d'autre part, passer dans un autre amplificateur à sensibilité réglable. A la sortie de cet amplificateur, le signal va traverser une diode de redressement et charger un condensateur. En parallèle sur ce dernier se trouve une résistance variable à travers laquelle le condensateur va se décharger plus ou moins rapidement, elle permet d'ajuster le temps de rétablissement du niveau original de la musique, que l'on appelle encore temps de retour.

Après ce redresseur, on trouve un amplificateur puis une diode électroluminescente placée devant une photorésistance double, l'ensemble forme un « photoatténuateur ». Cet atténuateur

\* Voir notre numéro 1713, page 151, dans lequel était décrit le Karabox, accessoire qui permettait de transformer une chaîne Hi-Fi en Karabox ou machine à chanter.

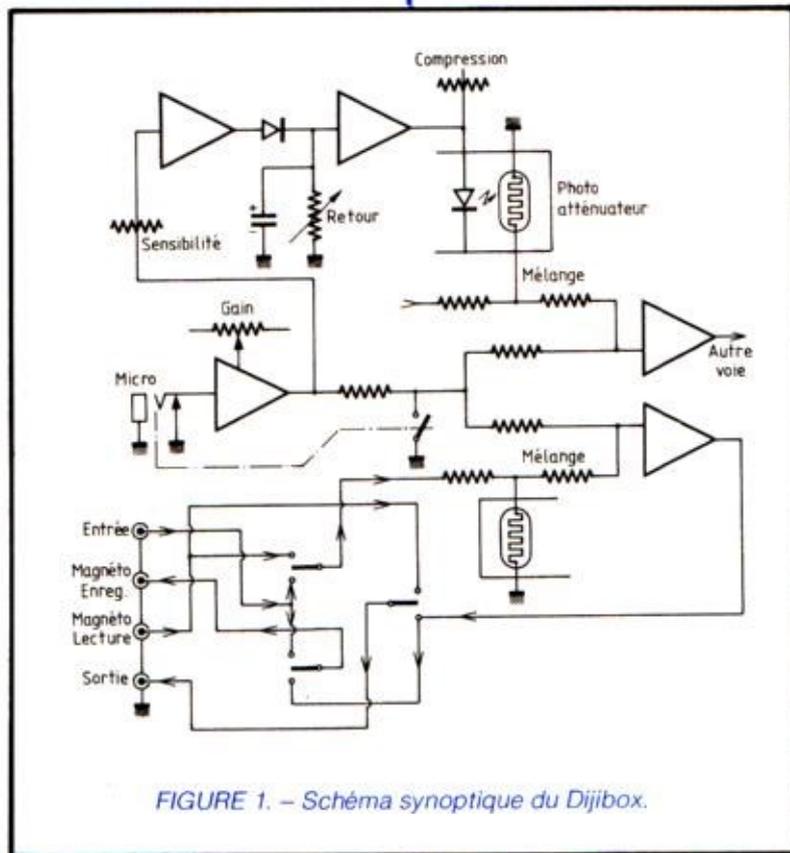


FIGURE 1. - Schéma synoptique du Dijibox.

met à la masse le signal musical et abaisse son niveau, permettant ainsi à la parole de se faire entendre.

## Schéma de principe

Nous avons ici deux schémas : le premier, figure 2, concerne la partie commande de l'atténuation, et le second, figure 3, les modifications apportées au schéma de base du Karabox.

Le signal venant du préamplificateur traverse un condensateur de 47 nF formant, avec le potentiomètre et le circuit d'entrée, un filtre passe-haut qui coupe aux environs de 300 Hz. Le second condensateur de 47 nF joue le même rôle. Nous avons doté l'amplificateur d'un gain relativement important qui permet de jouer sur la sensibilité et de travailler à partir d'un faible niveau (micro). Le circuit intégré utilisé ici est un 741, un circuit que l'on pourra trouver partout. Réjouissez-vous, car pour la photorésistance, ce n'est pas pareil : il s'agit d'un composant un peu spécial, mais nous vous donnerons les coor-

données du fabricant qui vous le vendra directement.

La diode va donc permettre de charger le condensateur de 22  $\mu$ F dans un temps assez bref, déterminé par la valeur de la résistance interne du circuit intégré et de la diode. La tension de base va augmenter et commander le passage du courant dans les diodes  $D_2$  et  $D_3$ . En l'absence de courant, c'est la diode  $D_4$  qui s'allume en rouge ; lorsque l'atténuateur est commandé, c'est  $D_3$ , la verte. Comme nous utilisons une diode bicolore (c'est joli, de plus il n'y a qu'un seul trou à percer), elle changera de couleur au moment de l'atténuation. En l'absence d'un signal audio, la couleur rouge signalera que le montage est bien sous tension.

Ce système de diode peut vous paraître un peu complexe, il évite, en fait, de faire passer le courant de la diode du photoatténuateur dans la masse du montage. Si vous vous reportez à la description du Karabox, vous constaterez que cette masse est due à un circuit intégré. On évitera ainsi de le faire chauffer par le courant des diodes.

Pour ajuster le temps de retour du gain nominal, nous avons deux résis-

tances en série, une fixe et une variable, pas question de court-circuiter le condensateur... On comprend pourquoi.

Le réglage d'efficacité ou du taux de compression se fait en shuntant la diode  $D_2$  par un potentiomètre de 1 000  $\Omega$ . Potentiomètre en court-circuit, la diode ne s'allume pas et aucune compression ne se produit. Par contre, avec sa résistance de 1 000  $\Omega$ , il ne gêne pas l'allumage. Entre ces deux valeurs, on obtient un allumage plus ou moins intense de la diode et, par conséquent, la résistance de la photorésistance sera plus ou moins élevée.

Rappelons qu'une photorésistance est un composant dont la valeur ohmique change avec l'éclairement : sous une forte luminosité, sa valeur est faible ; avec un faible éclairement, la résistance est importante. Ce composant est bidirectionnel, autrement dit, son comportement ne change pas avec la polarité du courant qui la traverse. Petit détail complémentaire : il répond plus vite à un abaissement de la valeur de la résistance qu'à une augmentation, autrement dit, au passage au noir, la résistance met « un certain temps » à reprendre sa valeur d'obscurité.

Dans le cas qui nous concerne, cette caractéristique augmente le temps de retour au gain normal mais dans de très faibles proportions. La figure 3 donne les modifications apportées au schéma d'origine du Karabox.

Nous avons conservé ici les références des composants, on veillera par conséquent à ne pas se tromper de figure.

Nous retrouvons, non sans un certain plaisir, le préamplificateur à gain variable avec la possibilité de couper le signal par l'interrupteur de la prise jack.

Pour permettre au montage de travailler correctement avec ces photorésistances, nous avons dû augmenter la valeur de toutes les résistances des mélangeurs stéréophoniques. Nous retrouvons ici  $R_5$  et  $R_7$  qui ont également changé de valeur pour conserver le gain d'origine (gain unité).  $R_6$  se dédouble en deux résistances de 47 k $\Omega$  que l'on met en série, le point milieu étant relié à la photorésistance. Les circuits de sortie et de commutation, non représentés ici, sont inchangés.

Avec les nouvelles valeurs des résistances, l'atténuation de la musique atteint une valeur supérieure à 20 dB. En fait, elle dépend de l'intensité fournie

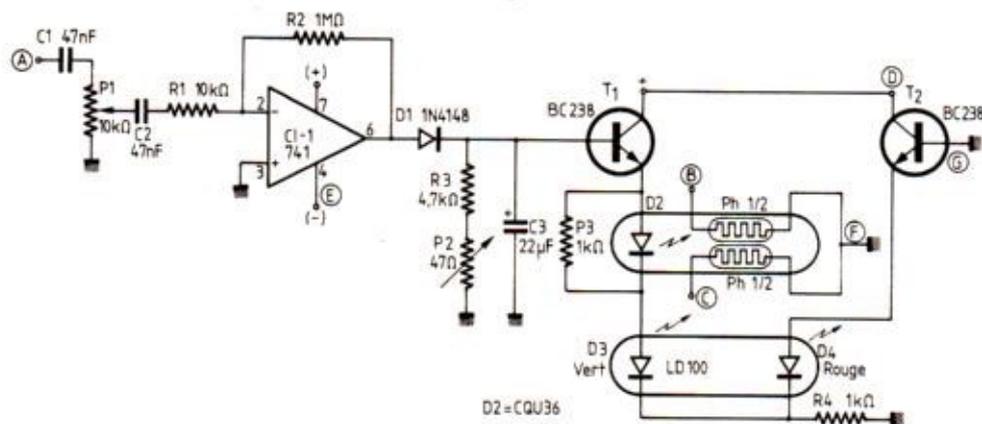


FIGURE 2. - Circuit de compression de musique, pour adaptation du Karabox en Dijibox.

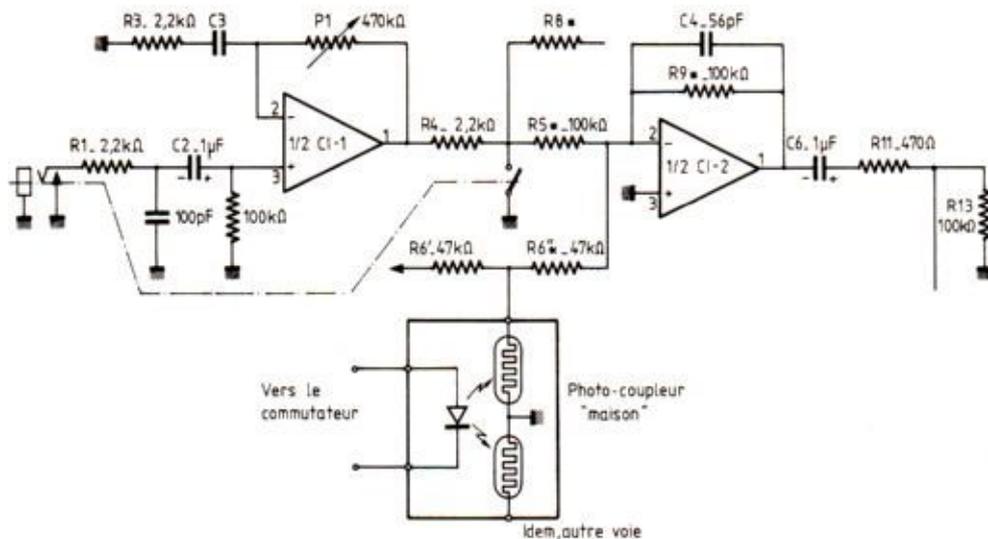


FIGURE 3. - Modification des composants du Karabox pour sa transformation en Dijibox.

par la diode électroluminescente, les diodes récentes étant plus lumineuses que les anciennes, on leur donnera la préférence.

## Réalisation

Bien sûr, nous avons reculé devant la confection d'un nouveau circuit imprimé que vous pourrez très bien réaliser vous-même, en partant de celui que nous vous avons proposé. Nous avons donc étudié un petit module qui

vient se placer au-dessus de l'électronique du Karabox. Tous les réglages du montage sont obtenus à partir de potentiomètres ajustables placés sur le circuit imprimé. Nous n'avons pas voulu modifier la façade, mais rien ne vous empêche de le faire, soit en ne donnant accès qu'à un réglage, soit en installant deux ou trois, quitte à augmenter la taille de la façade. Vous pourrez aussi percer des trous sur le dessus du coffret pour donner accès aux fentes des potentiomètres ajustables.

Notre circuit imprimé (figure 4), est

donc assez petit. Bien que les composants soient disposés à plat, nous l'avons installé sur notre première version, ce qui n'avait pas été prévu à l'origine. En réalité, nous avons effectivement pensé installer un système de ce type dans le Karabox d'origine, mais nous avons reculé devant une augmentation de la complexité de la réalisation.

La figure 4 donne le schéma du circuit imprimé. L'implantation étant représentée sur la figure 5.

Le photocouleur est la seule partie délicate du montage.

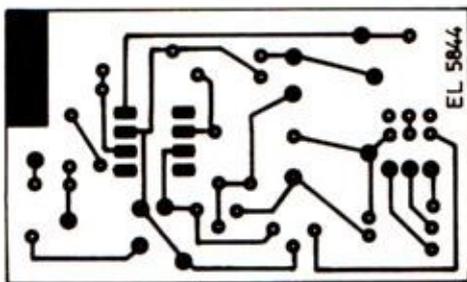


FIGURE 4. - Circuit imprimé, à l'échelle 1, du Dijibox.

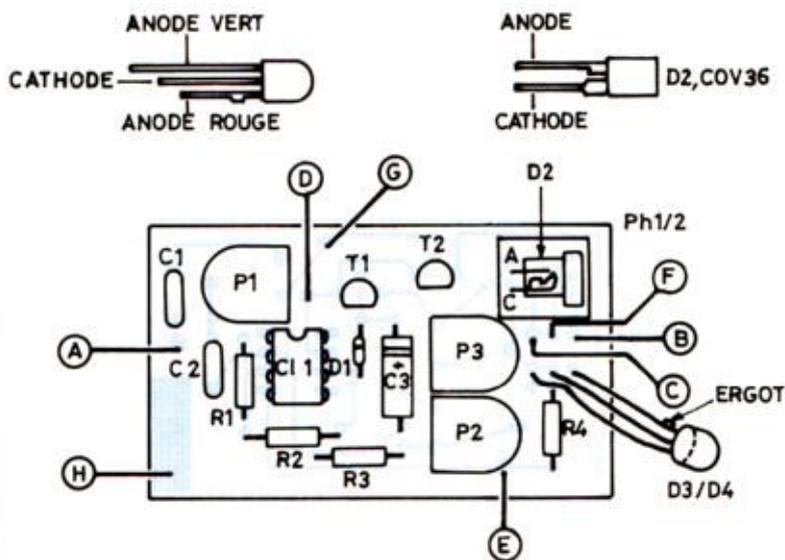


FIGURE 5. - Implantation des composants.

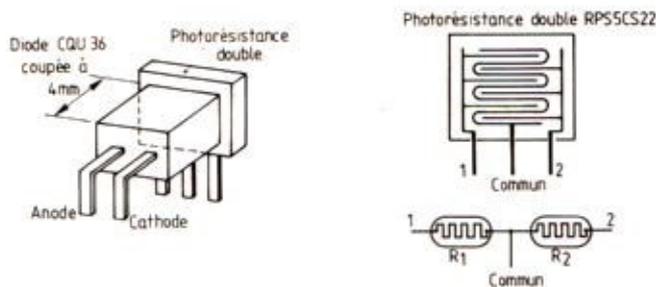


FIGURE 6. - Principe du photocoupler. L'ensemble est installé sous un capot étanche à la lumière.

Il est constitué d'une photorésistance double, de Ségor Optoélectronique, l'une des rares firmes spécialisées dans ce type de produit. Cette photorésistance rassemble deux photorésistances

imbriquées l'une dans l'autre, ce qui permet d'obtenir une variation identique pour les deux éléments. Cette photorésistance se présente comme une petite plaquette à trois électrodes. Au

centre, une électrode commune sera reliée à la masse, de part et d'autre se retrouvent les deux éléments à résistance variable.

La configuration de cette photorésistance permet de placer devant une diode électroluminescente rectangulaire dont nous avons enlevé, à la pince coupante, une partie diffusante afin de rapprocher la puce de la photorésistance. La matière plastique sert de guide de lumière et permet de concentrer la lumière sur la surface sensible de la double photorésistance (figure 6).

Une photorésistance est bien entendu sensible à la lumière, non seulement à celle de la diode mais aussi à celle, ambiante, qui risque de passer par les ouvertures de la boîte. On aura donc intérêt à fabriquer une petite enceinte étanche à la lumière. Nous avons procédé de la façon suivante : nous commençons par coller sur le circuit imprimé un peu de ruban adhésif noir, il évite à la lumière de traverser le circuit imprimé. On soude alors la photorésistance par ses trois pattes de façon à ce qu'elle soit le plus bas possible.

Ensuite, on coupe l'extrémité de la diode électroluminescente et on la plaque contre la photorésistance. Au besoin, on fera un contrôle à l'ohmmètre de la valeur de la résistance et on s'arrangera pour placer la diode de telle sorte que la valeur de la résistance soit la plus basse possible.

Une fois cette opération terminée, on recouvre les parties conductrices de la diode et de la photorésistance avec du ruban adhésif, puis on construit autour de ces deux composants une « tente » de papier d'aluminium qui permettra de récupérer un peu de lumière (pas grand-chose). Ce papier sera fixé avec du ruban adhésif noir qui créera une enceinte suffisamment étanche à la lumière ambiante. Vous pourrez également vous procurer chez Ségor Opto un photocoupler double bien que la réalisation d'un tel photocoupler ne présente pas de difficulté majeure.

Attention bien sûr au sens de la diode mais, comme nous avons utilisé une diode électroluminescente rouge, on verra tout de suite si elle fonctionne ou pas. Attention tout de même à ne pas trop la faire chauffer, elle pourrait ne pas apprécier.

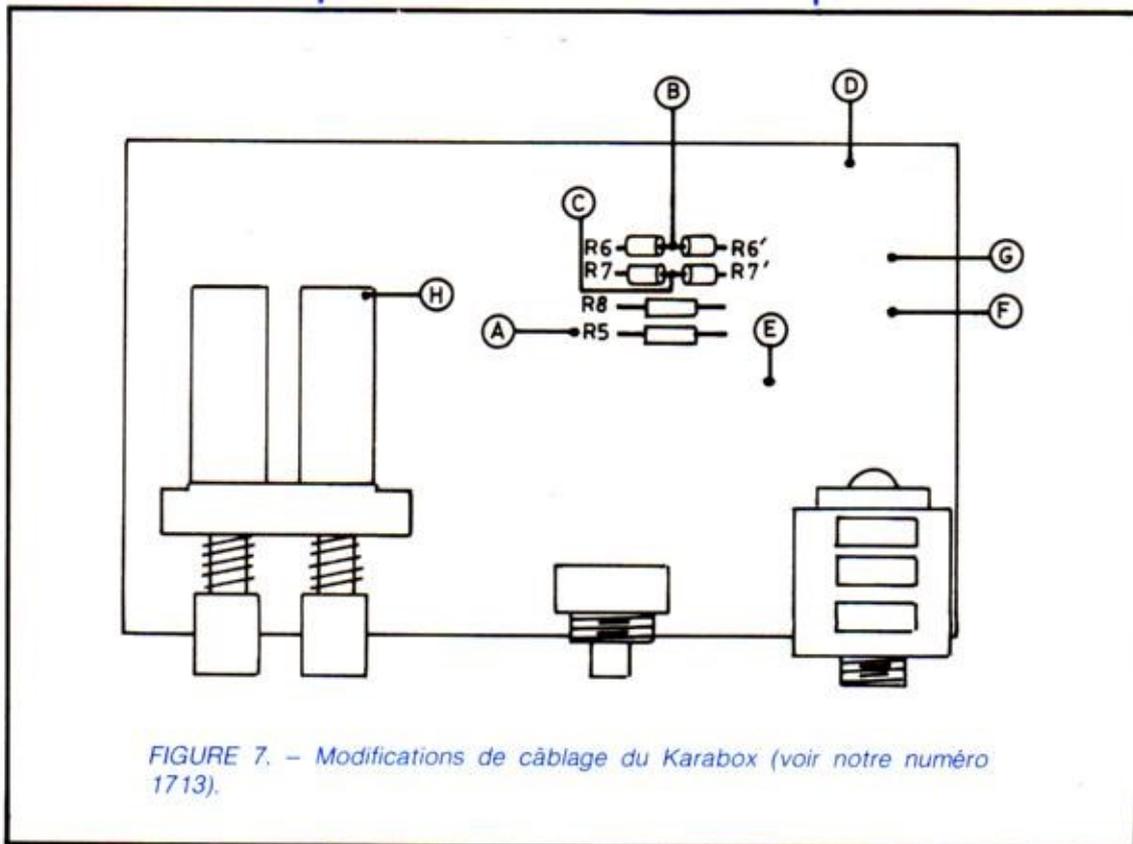
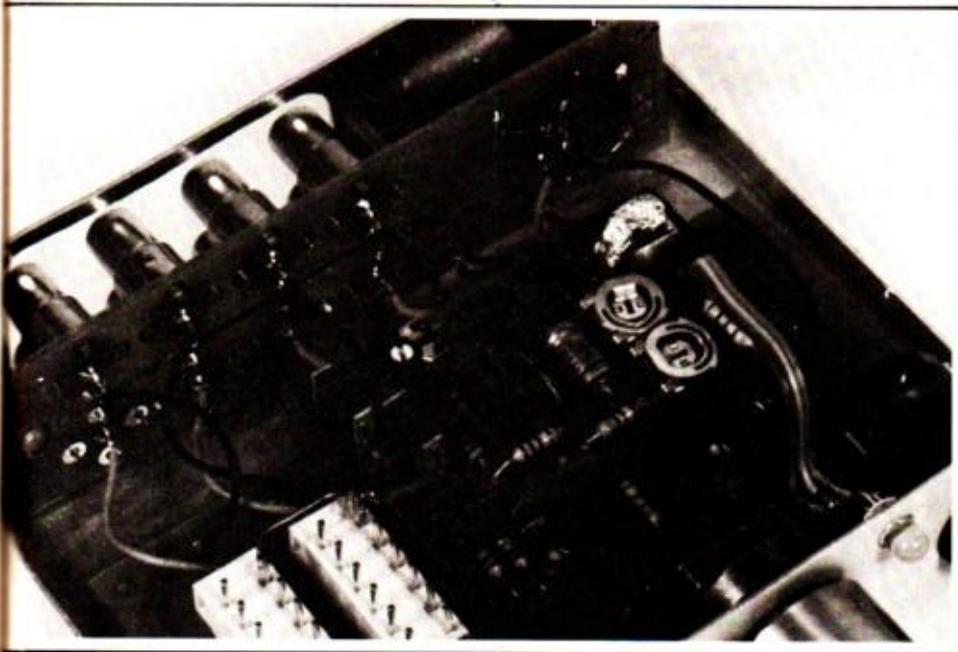


FIGURE 7. – Modifications de câblage du Karabox (voir notre numéro 1713).



On a ajouté un petit circuit au Karabox ; il assure la compression du microphone. Le photocoupleur est en haut et à droite du C.I. On le reconnaît à son capuchon en aluminium.

## Modification du Karabox

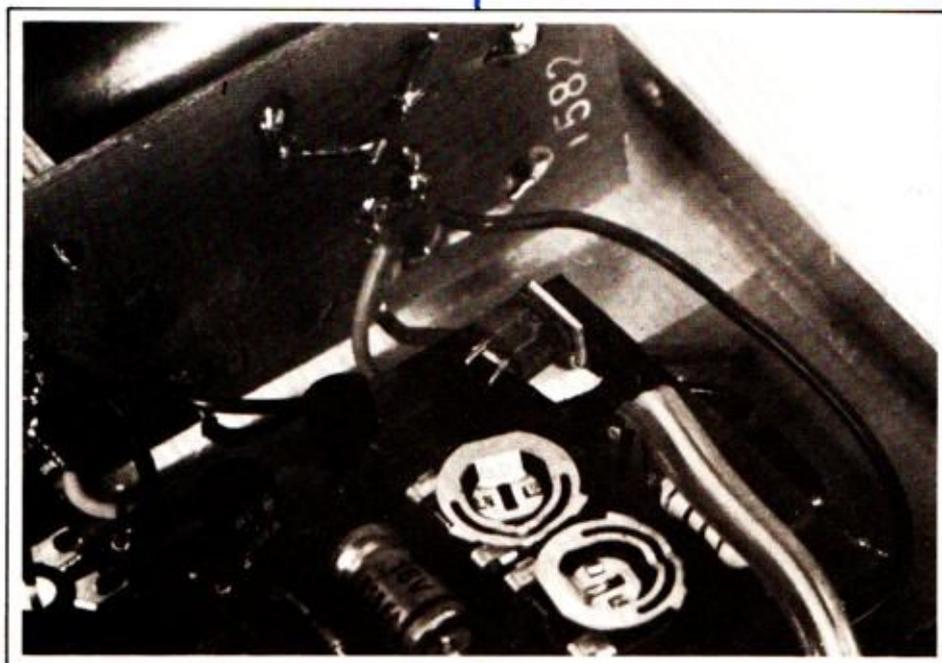
On commencera (figure 7) par enlever les résistances  $R_6$  et  $R_7$  pour les remplacer par deux résistances de  $47\text{ k}\Omega$  montées en série. Nous avons utilisé des résistances de petite taille réunies bout à bout avec une connexion très courte.

On soudera un petit fil souple de 4 centimètres environ au point commun aux deux résistances.

On remplacera ensuite les résistances  $R_5$ ,  $R_8$ ,  $R_9$  et  $R_{10}$  par des résistances de  $100\text{ k}\Omega$  (valeur initiale  $22\text{ k}\Omega$ ).

On prélèvera alors les tensions d'alimentation sur le circuit d'origine par un petit fil rigide pour le  $-$ , un fil souple pour le  $+$  et le zéro.

Le signal de sortie du préampli micro sera pris par exemple sur les résistances  $R_5/R_8$  (point commun), on pourra également percer un trou à côté de la piste et souder l'extrémité du fil sur cette dernière.



Gros plans sur la diode LED et sur la double photorésistance.

## Fixation du circuit

Nous avons fixé le circuit par deux fils rigides, l'un à l'extrémité du circuit sur un plot installé à cet effet sur le CI côté entrée et soudé sur l'une des bornes du commutateur ; l'autre allant vers le - de l'alimentation.

Les connexions à la photorésistance se font par fils souples, on notera qu'il y a un fil séparé pour la masse audio et celle d'alimentation du montage.

La diode pourra être montée en façade, nous avons choisi une diode Siemens ayant une cathode commune, certaines diodes bicolores ayant deux puces câblées tête-bêche et ne présentant alors que deux connexions.

## Mise au point

Il n'y a en principe rien d'autre à faire qu'un contrôle du bon fonctionnement du système. Le potentiomètre de sensibilité sera poussé au maximum, celui de retard également, tandis que celui d'efficacité sera en position d'efficacité maximale, autrement dit tous les potentiomètres sont au maxi, tournés à fond dans le sens des aiguilles d'une montre.

Si tout fonctionne, on voit la diode changer de couleur lorsque l'on parle devant le micro, simultanément on entend baisser le niveau de la musique, celui-ci restera atténué quelques secondes avant de revenir à son niveau initial. On pourra alors s'amuser à jouer sur les potentiomètres un par un afin de constater leur bonne efficacité.

En cas de problème, il restera à contrôler le câblage, peut-être aussi avez-vous oublié une soudure (ça nous arrive aussi !), deux fils peuvent aussi se toucher, etc...

## Module compresseur

R<sub>1</sub> : Résistance 1/4 W 5 % à couche carbone 10 000 Ω

R<sub>2</sub> : Résistance 1/4 W 5 % à couche carbone 1 MΩ

R<sub>3</sub> : Résistance 1/4 W 5 % à couche carbone 4 700 Ω

R<sub>4</sub> : Résistance 1/4 W 5 % à couche carbone 1 000 Ω

C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> : Condensateur 47 nF, MKH ou céramique

C<sub>3</sub> : Condensateur 22 ou 33 μF, 16 V, chimique

D<sub>1</sub> : Diode 1N4148

D<sub>2</sub> : Diode rouge rectangulaire CQV 36 ou équivalent (rouge obligatoire)

D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub> : Diode bicolore LD 100 Siemens ou deux diodes séparées.

CI<sub>1</sub> : Circuit intégré μA 741

T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> : Transistors NPN silicium BC 238 ou autre.

P<sub>1</sub> : Potentiomètre ajustable 10 mm horizontal 10 000 Ω

P<sub>2</sub> : Potentiomètre ajustable 10 mm horizontal 47 000 Ω

P<sub>3</sub> : Potentiomètre ajustable 10 mm horizontal 1 000 Ω

PH 1/2 : Photorésistance double RPS 5C S 22 Segor

Segor Optoélectronique, 7, rue du Cdt-Louis-Bouchet, 94240 L'Hay-les-Roses.

Modification du Karabox (HP 1713)

R'<sub>5</sub>, R'<sub>8</sub>, R'<sub>9</sub>, R'<sub>10</sub>, passe de 22 kΩ à 100 kΩ

R<sub>6</sub>, R<sub>7</sub> deviennent R'<sub>6</sub>, R'<sub>6</sub>, R'<sub>7</sub>, R'<sub>8</sub> : 47 000 Ω

## Conclusion

Voilà un montage relativement simple qui vous rendra de grands services pour vos réunions musicales. Si vous voulez encore compliquer ce montage, vous pourrez ajouter un compresseur sur le micro, en utilisant la sortie du 741 et en attaquant un autre photocoupleur dont la photorésistance sera, cette fois, branchée en parallèle sur le potentiomètre de réglage du gain du préampli micro.

Vous pouvez aussi ajouter un correcteur sur la voie micro, ainsi qu'un correcteur de présence (réseau RC en parallèle sur le potentiomètre de gain). Bref ! à vous de travailler avant de prendre le micro.

E. LEMERY

# (XI) PRATIQUE DE LA MESURE

# L'OSCILLOSCOPE

Nous avons montré, dans les articles précédents, combien la présence de la double base de temps était utile pour certaines observations de signaux difficiles. Nous avons pris alors pour exemples deux signaux typiques de cette difficulté :

- la séquence RC d'un émetteur de radio-commande proportionnelle ;
- le signal Tone-Burst du générateur BF de fonctions.

Ces deux formes d'ondes ayant la particularité d'une répartition irrégulière des fronts qui la composent. Comme l'oscilloscope synchronise sur le premier front qui se présente après la fin du balayage précédent, si c'est le front correct c'est bien, sinon l'oscillogramme devient illisible. C'est ce que nous avons montré dans les articles précédents !

Mais les lecteurs ne disposant pas d'un oscilloscope à double base de temps pourraient se sentir frustrés à la lecture de ces lignes, supposant

peut-être qu'il leur sera impossible, dans ce cas, d'observer et de mesurer correctement les signaux en question ! Nous allons les rassurer en leur montrant qu'un peu d'astuce peut pallier l'insuffisance des moyens !

Il est possible de synchroniser les signaux RC et Tone-Burst, à condition de disposer dans le montage générateur d'un signal annexe synchrone du signal à observer.

Dans le cas de la séquence RC, il faut, par exemple, disposer du signal de RAZ du compteur de cette séquence. En effet, le compteur de multiplexage de la lecture des voies explore successivement les voies 1 à 7

(cas d'un codage à 7 voies), puis il est remis à 0 et maintenu dans cet état pendant un temps  $t_{sy}$ , pour bien marquer la fin de la séquence (ce qui va permettre un décodage facile à la réception). La figure 1 montre ce signal de RAZ et la séquence qui lui correspond.

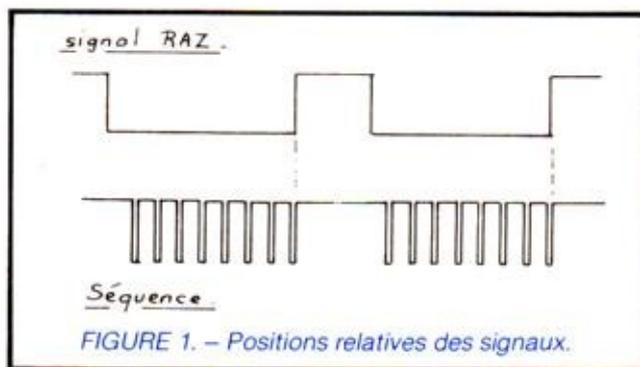


FIGURE 1. - Positions relatives des signaux.

On peut constater que le signal de RAZ possède un seul front montant (ou descendant) par séquence. Une synchronisation de l'oscilloscope sur ce front assure donc l'observateur d'un démarrage parfait de l'oscillogramme, toujours au même point de la séquence.

Deux moyens sont possibles pour mettre ce beau principe en application.

## La double trace

Dans ce cas, observer le signal de RAZ avec la voie 1 et la séquence avec

la voie 2. C'est ce que nous avons fait pour la photo A.

La synchronisation se fait évidemment sur le signal simple de RAZ. Ici sur le front descendant ( $Sy-$ ). La vitesse de balayage est de 2 ms/div, donnant une durée totale de 20 ms par balayage complet. Avec cette vitesse, on distingue la séquence entière. La première durée est tronquée, une partie visible en début de balayage et l'autre en fin. Si l'observation de cette première durée est importante, on peut la voir d'un seul tenant en passant en  $Sy+$ , ce qui placera le front montant du signal de RAZ en début de balayage et

cette première durée, à peu près au milieu de l'oscillogramme.

Bien entendu, le balayage est calibré pour cette observation et la mesure des durées possible :

- Période RAZ et séquence : 9 divisions, soit  $9 \times 2 = 18$  ms.
- Palier haut de RAZ : 3,6 divisions, soit  $3,6 \times 2 = 7,2$  ms.
- Palier bas de RAZ : 5,4 divisions, soit  $5,4 \times 2 = 10,8$  ms.

Par contre, les durées de voies sont difficiles à mesurer avec précision compte tenu de leur largeur relative assez faible, ce qui nous conduit aux

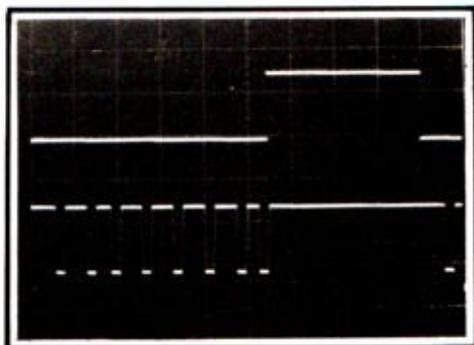


PHOTO A. – Signal RC observé en balayage simple, mais avec déclenchement par le signal de RAZ, envoyé sur la seconde voie verticale. Vitesse 2 ms/div.

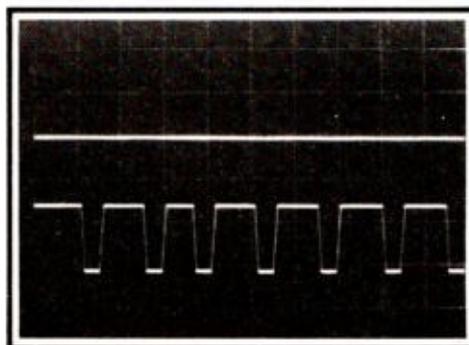


PHOTO B  
Mêmes signaux en vitesse 1 ms/div.

oscillogrammes suivants. Nous allons donc passer en 1 ms/div.

Nous obtenons l'oscillogramme B parfaitement clair ! Toujours en Sy<sup>-</sup>. Nous pouvons même pousser la vitesse à 0,5 ms/div, ce qui donne la photo C.

Pour ces deux clichés, nous ne voyons plus que le début du palier bas du signal de RAZ, le balayage étant trop bref pour une observation entière.  
– 10 ms pour B (et 10 ms < 10,8 ms)  
– 5 ms pour C.

Sur le cliché B, nous pouvons observer la première voie tronquée, les voies 2 à 6 complètes et la dernière quelque peu amputée de son impulsion terminale.

En C, nous n'observons plus que la première voie tronquée avec les deux suivantes complètes.

Cela nous fait d'ailleurs toucher du doigt l'insuffisance de la méthode, car dans le cas de l'oscillogramme C, si nous passons en Sy<sup>-</sup>, amenant le front montant du signal de RAZ en début de

balayage, nous verrons « 5 ms de signal » à compter de ce front. Nous n'observerons donc qu'une partie du palier haut de RAZ (il dure 7,2 ms) et une partie du palier haut de  $t_{sy}$  de la séquence RC, donc aucune durée de voie.

Les vitesses rapides 1 ms et 0,5 ms/div n'autorisent donc que l'observation correcte des premières durées de voies de la séquence. Rien à voir avec la souplesse de la double base de temps des oscilloscopes plus performants permettant de voir en détail *n'importe quel point de l'oscillogramme*.

### La simple trace

Les mêmes observations sont possibles, à condition d'utiliser le mode Synchro Ext. Rappelons que, dans ce cas, le signal de déclenchement n'est plus le signal observé (mode interne),

mais un signal quelconque injecté sur la borne « Entrée Sy ext ».

C'est ce qui a été fait pour les oscillogrammes D, E et F, pour lesquels le signal de RAZ a été précisément envoyé vers cette entrée et la séquence sur l'entrée Y normale. Les oscillogrammes obtenus sont en tous points identiques aux précédents.

On remarquera que l'utilisation de l'entrée « Sy ext » présente beaucoup moins de souplesse que celle de la double trace. En effet, l'entrée en question ne possède pas de contrôle de gain. Il faut donc que le signal injecté ait une amplitude comprise dans la fourchette des tensions admissibles. L'impédance d'entrée est souvent inférieure à celles des entrées Y. La commutation Continu-Alternatif n'est pas toujours assurée. La bande passante est bien plus faible. Il est préférable d'utiliser la méthode de la double trace, lorsque cela est possible !

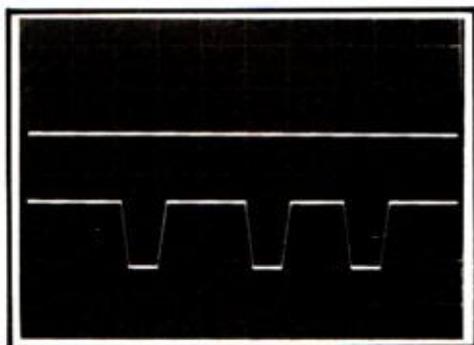


PHOTO C. – Mêmes signaux en vitesse 0,5 ms/div. On ne peut, hélas, observer correctement que les premières voies de la séquence.

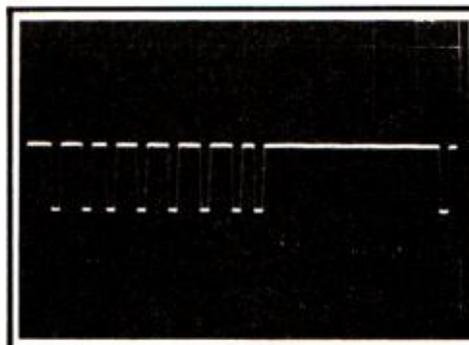


PHOTO D. – Si votre oscilloscope est à simple trace, vous pouvez obtenir cet oscillogramme en envoyant le signal de RAZ sur « Sy Ext ». Vitesse 2 ms/div.

Bien entendu, tout ce qui a été dit pour la séquence RC est vrai pour un signe du type Tone-Burst qui présente les mêmes particularités. Dans ce cas, il est nécessaire de disposer du signal « découpeur » pour obtenir un déclenchement parfait. En effet, les salves sont obtenues en faisant passer le signal normal à travers une porte analogique (voir fig. 2). Si la porte est ouverte ( $C = 1$ ), alors la sinusoïde passe normalement. Par contre, si la porte est fermée ( $C = 0$ ), la sortie reste en permanence au potentiel 0. Il est évident qu'un déclenchement parfait peut être assuré par le signal C de commande de porte. Il est donc intéressant de disposer de ce signal, sur la face avant d'un bon générateur de fonctions.

Mais revenons à notre séquence RC qui nous a laissés sur notre faim, puisque nous avons dû conclure à l'impossibilité de la mesure très précise des derniers temps de voies, en cas d'absence de la double base de temps.

En fait, l'impossibilité est apparue dans ce cas, parce que les fronts du signal annexe de déclenchement (signal RAZ) ne se situent pas là où il serait idéal qu'ils soient (revoir la photo A).

Si l'on pouvait déplacer ces fronts par rapport à la séquence, le problème serait résolu. Ce n'est évidemment pas possible pour le signal de RAZ qui contribue au fonctionnement du codeur RC, mais cela pourrait l'être pour un signal généré spécialement, pour les besoins de ce déclenchement !

Supposons, par exemple, que le signal de RAZ soit utilisé pour déclencher un monostable de constante de temps ajustable entre 1 et 25 ms (voir fig. 3.).

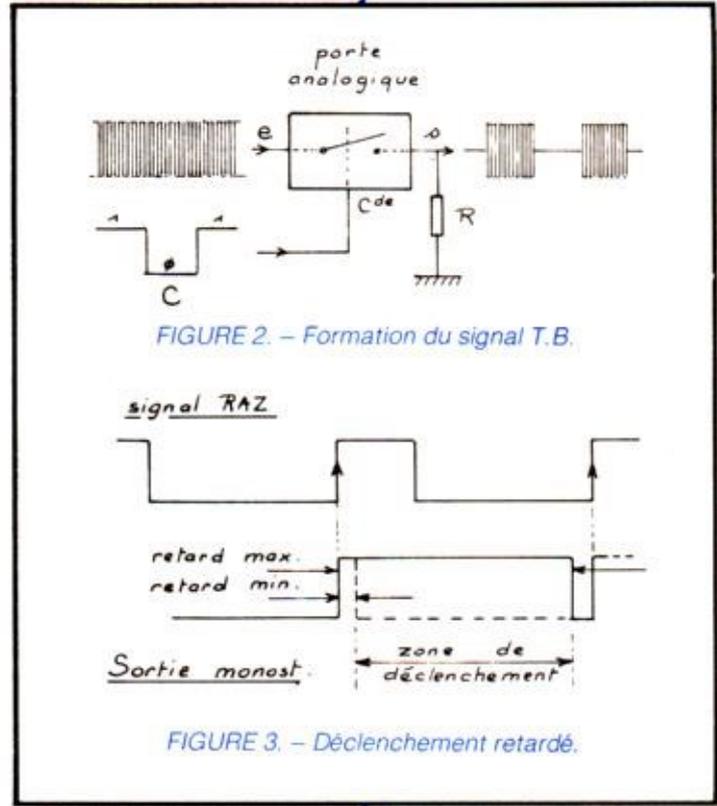


FIGURE 2. - Formation du signal T.B.

FIGURE 3. - Déclenchement retardé.

Le front montant du signal généré coïncide avec celui de RAZ : il n'est donc pas utile. Par contre, le front descendant, par variation de la constante de temps, peut être placé en tout point de la séquence. C'est ce front descendant retardé qui va nous servir au déclenchement de la base de temps de l'oscilloscope. Nous avons ainsi créé un déclenchement retardé du balayage.

Notons d'ailleurs que ce monostable pourrait fort bien se mettre « en boîte »,

avec des circuits supplémentaires de mise en forme du signal d'attaque, et constituer un accessoire très précieux pour les possesseurs d'un oscilloscope à simple base de temps ! C'est d'ailleurs si vrai que quelques modèles d'oscilloscopes commerciaux incorporent un tel dispositif, permettant ainsi de pallier l'inexistence de la double base de temps ! Cela apparaît dans la liste des caractéristiques sous la syntaxe « Déclenchement retardé ». Bien

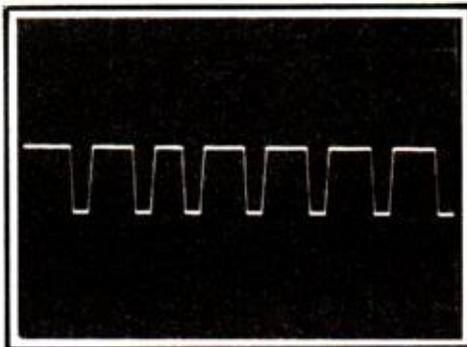


PHOTO E  
Mêmes signaux en vitesse 1 ms/div.

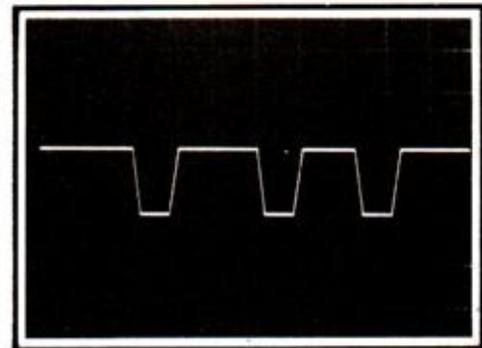


PHOTO F. - Mêmes signaux en vitesse 0,5 ms/div. Les limitations sont les mêmes qu'en mode double trace.

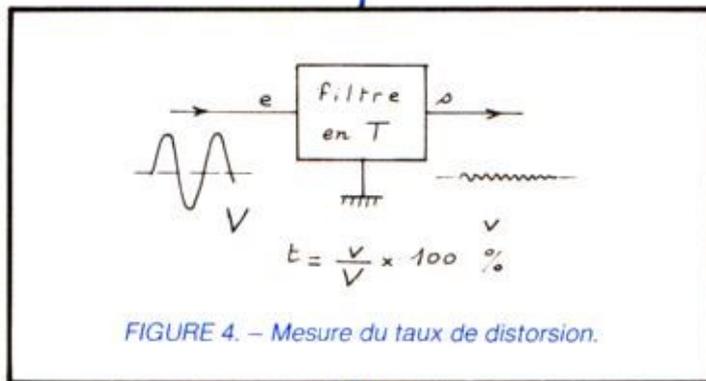


FIGURE 4. – Mesure du taux de distorsion.

sûr, c'est un complément particulièrement intéressant, comme nous venons de le voir. Dans ce cas, comme dans le cas du montage annexe extérieur, le monostable doit disposer d'une large gamme de durées ajustables : de la micro-seconde à la seconde, environ. Si le système est incorporé dans l'oscilloscope, cette commande de durée est faite à l'insu de l'utilisateur, par le sélecteur des vitesses de balayage.

Les photos G et H montrent une autre application des principes évoqués plus haut. Nous y voyons la mesure du taux de distorsion du générateur TBF3, décrit parallèlement dans cette revue. Rappelons le principe de cette mesure.

Un générateur sinusoïdal doit, en principe, fournir une sinusoïde parfaite, c'est-à-dire à distorsion nulle ! Pratiquement, ce n'est pas possible et cette onde possède en plus des composantes déformantes à fréquences multiples de celle de base, dite fondamentale. Ainsi, une sinusoïde de fréquence 1 000 Hz contiendra inévitablement un

peu de 2 000 Hz (harmonique 2), de 3 000 Hz (harmonique 3)... Le taux de distorsion caractérise le rapport existant entre ces harmoniques et le signal fondamental. Ainsi, si une sinusoïde d'amplitude 520 mV<sub>eff</sub> contient 12 mV<sub>eff</sub> d'harmoniques, ceux-ci représentent un rapport de 12/520 et un pourcentage de 0,023 et un pourcentage de 2,3 %. C'est le taux de distorsion de ce signal.

Seulement, le drame, c'est que fondamentale et harmoniques sont intimement mêlés ! La solution ? Simple : un filtre élimine complètement la fondamentale. Il reste alors seulement les harmoniques dont on peut mesurer l'amplitude.

G et H illustrent cette mesure se faisant suivant le principe de la figure 4. La sinusoïde traverse le filtre (voir article TBF3) pour la réalisation). Le résidu harmonique est envoyé vers l'oscilloscope.

– Pour G : observation simultanée de la sinusoïde sous test et du résidu. On

notera que ce dernier a une amplitude de quelque 10 mV<sub>cc</sub> (10 mV/div), la sinusoïde faisant 10 V<sub>cc</sub>. Le déclenchement sur le résidu est difficile à cause de sa forme très aléatoire, de sa fréquence élevée et de sa faible amplitude. C'est donc la sinusoïde qui assure le déclenchement dans ce mode double trace.

– Pour H : observation du résidu seul avec synchro externe par la sinusoïde. C'est la solution à adopter pour les oscilloscopes à simple trace.

Pour ce qui concerne l'oscillogramme I, nous abordons une autre application de l'oscilloscope : la vobulation.

Le principe est le suivant : certains composants ou montages ont un comportement qui varie avec la fréquence. Par exemple, un amplificateur a un gain fonction de la fréquence du signal amplifié. L'amplitude aux bornes d'un circuit accordé dépend de la fréquence.

Il est souvent indispensable d'étudier ce comportement avec précision. Deux méthodes sont possibles.

Le relevé de la courbe de réponse point par point. Le travail se fait « à la main ». Un générateur à fréquence variable et **niveau de sortie constant** alimente l'objet du test. Pour chaque fréquence de calage du générateur, une mesure de la caractéristique étudiée est faite. Un report sur graphique papier est effectuée. Lorsque la gamme des fréquences à tester est explorée, l'ensemble des points donne l'allure de la courbe de réponse. Généralement ces points sont reliés par un trait continu.

La méthode est précise, sûre... mais longue.

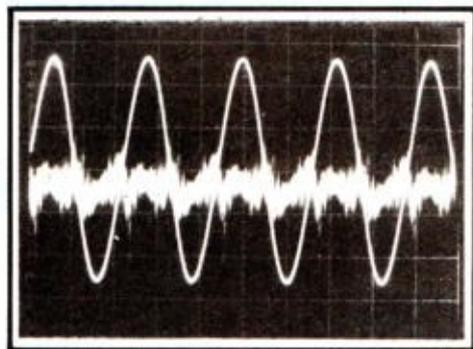


PHOTO G. – Mesure de la distorsion d'une sinusoïde. Déclenchement sur la sinusoïde. Observation du résidu harmonique sur l'autre voie.

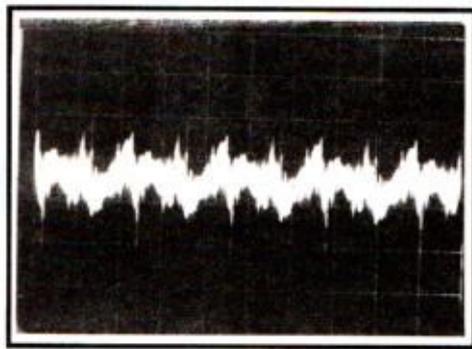


PHOTO H. – Avec un simple trace, le résidu harmonique peut être observé de même, en synchronisant sur la sinusoïde, en mode « Sy Ext ».

## La vobulation

La fréquence du générateur varie automatiquement et en suivant une loi connue (linéairement par exemple et pour simplifier). Le signal de sortie du montage sous test est envoyé vers l'entrée Y de l'oscilloscope. En même temps, le signal provoquant le glissement de fréquence (on dit la vobulation) provoque également le déplacement X du spot. Ainsi à chaque position x du spot correspond une fréquence. En ce point, l'amplitude Y figure le comportement du montage pour cette fréquence !

Le résultat est bien visible sur la photo I. Il s'agit ici d'un circuit accordé BF, du type LC. (Voir fig. 5). Un tel circuit, comme tous les circuits accordés, possède une fréquence de résonance, donnée par la formule de Thomson :

$$F = 1/2 \pi \sqrt{LC}$$

avec : L en henrys

C en farads

F en hertz

En dehors de cette fréquence critique, l'impédance du circuit LC est faible. Pour la fréquence de résonance, cette impédance tend vers l'infini. En fait, elle vaut alors :

$$Z_r = L/RC$$

R étant la résistance parasite de l'inductance.

Finalement, le montage de la figure 5 se comporte comme un pont diviseur de la tension fournie par le générateur :  $R_g$  côté haut et circuit LC, d'impédance Z, côté bas. La tension développée aux

bornes de Z est envoyée vers l'oscilloscope. Elle vaut :

$$U = V_g \times Z / (R + Z)$$

Si  $Z \approx 0$  (hors résonance),

$$U \approx V_g \times 0 / R \approx 0.$$

Si  $Z \approx \infty$  (à la résonance),

$$U \approx V_g \times \infty / \infty \approx V_g.$$

C'est bien ce qui se passe sur la photo I. La fréquence injectée varie linéairement de 2 000 Hz (à gauche) à 20 000 Hz (à droite). L'amplitude de sortie est très faible au départ. Cette amplitude croît ensuite, pour atteindre

un maximum pour une valeur de l'ordre de 6 400 Hz, puis elle décroît à nouveau régulièrement. L'oscillogramme montre bien le comportement du circuit LC en fonction de la fréquence et illustre parfaitement le phénomène de la résonance !

En fait, ce qui est appelé courbe de réponse du circuit correspond au contour extérieur de l'oscillogramme I (voir fig. 6). On passe de I à cette courbe en intercalant entre le circuit LC et l'oscilloscope un circuit détecteur, constitué très simplement d'une diode

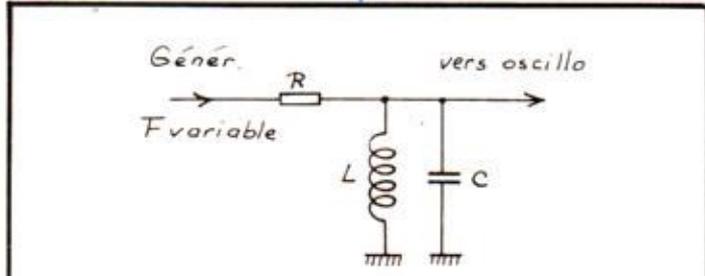


FIGURE 5. - Résonance d'un filtre.

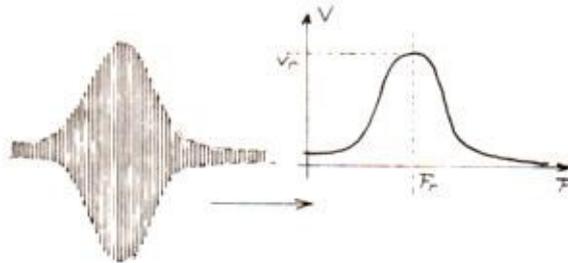


FIGURE 6. - Passage à la courbe de réponse.

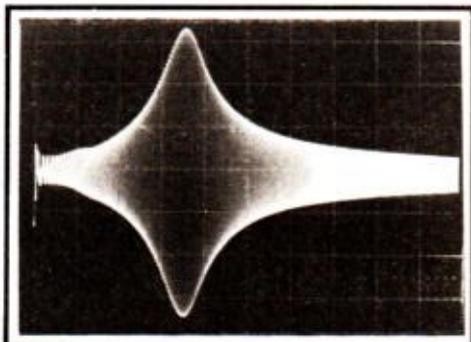


PHOTO I

Utilisation de la vobulation pour étudier la résonance d'un circuit accordé.

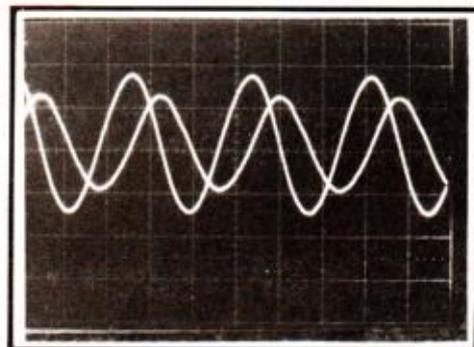


PHOTO J

Mesure des impédances. Ici la fréquence est trop basse.

et d'un condensateur réservoir (voir fig. 7). La diode charge le condensateur C à la tension de crête positive de chaque alternance du signal de sortie. Une tension continue variable avec l'amplitude de ce signal est ainsi obtenue et permet le tracé de la courbe de la figure 6. Cette méthode est toujours pratiquée pour les vobulateurs HF. Elle l'est moins avec les modèles BF, compte tenu de la difficulté de détection des fréquences basses. On utilise alors simplement l'attaque directe de l'oscilloscope, comme nous l'avons fait ci-dessus.

tantes de temps, il ne faut pas faire glisser trop vite la fréquence, faute de quoi les amplitudes n'ont pas le temps de s'établir correctement, d'où déformation de la courbe. Le TBF1038 vobule à 8 Hz environ, soit 125 ms par balayage !

Evidemment, à cette vitesse, l'oscillogramme clignote passablement. L'oscilloscope rémanent ou à mémoire commence alors à paraître utile ! Critère de bonne vitesse : l'amplitude à la résonance en mode vobulation doit être juste inférieure à celle obtenue en variant la fréquence à la main !

nérateur n'est pas d'une précision suffisante.

La méthode exposée ci-dessous s'applique tout particulièrement à la mesure des inductances de valeur assez élevée et qui sont souvent mal connues.

Le principe de la mesure est illustré en figure 8. L'impédance à mesurer (inductance ou condensateur) est placée en série avec une résistance fixe ou variable. L'ensemble est alimenté par un générateur BF sinusoïdal, à fréquence variable et **de masse distincte** de celle de l'oscilloscope.

La masse de cet oscilloscope est reliée au point commun Z et R. L'ampli vertical Y<sub>1</sub> mesure la tension aux bornes de Z et l'ampli Y<sub>2</sub> celle aux bornes de R. Les deux voies ont **la même sensibilité**. (V/div).

Le lecteur sait peut-être que l'impédance d'une bobine ou d'un condensateur dépend de la fréquence :

- Cas de la bobine :  $Z = 2\pi FL$
- Cas du condensateur :  $Z = 1/2\pi FC$

Z en ohms

F en hertz

L en henrys ou C en farads.

Comme Z et R sont en série, l'intensité qui les traverse est la même. Dans ces conditions, les tensions aux bornes des deux éléments sont égales si :

$$Z = R$$

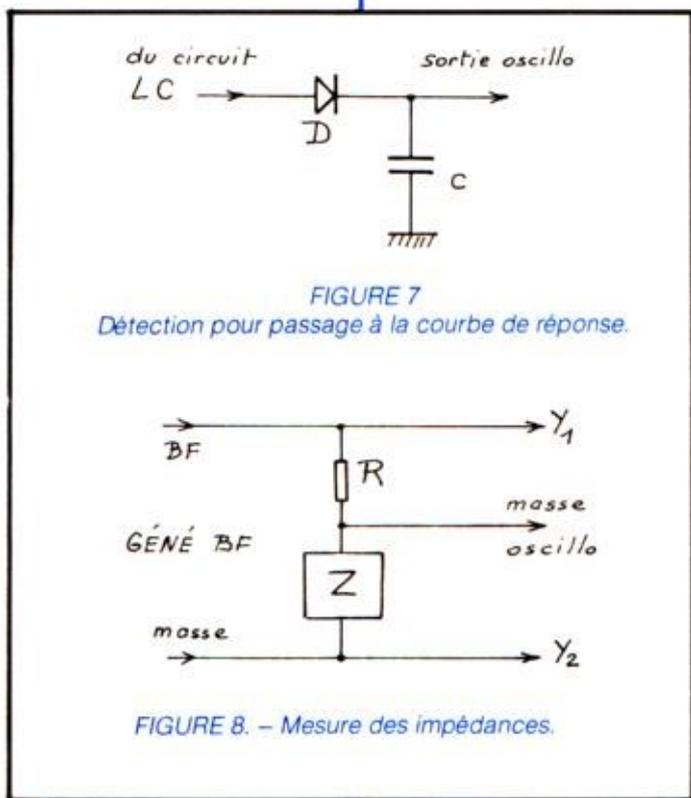
Connaissant la valeur de R (avec un ohmmètre), on en déduit celle de Z. Puis on reporte la fréquence (fréquencemètre numérique ou cadran du générateur) et cette valeur de Z dans l'une des formules ci-dessus. Un coup de calculatrice et l'on obtient la valeur de L ou celle de C.

Pour expérimenter cette méthode, nous avons repris l'inductance BF ayant servi aux essais de vobulation et nous l'avons placée en série avec une résistance fixe de 4 760 Ω très exactement (ohmmètre numérique). Puis, les branchements de la figure 8 effectués, nous avons fait varier la fréquence.

- Si cette fréquence est trop faible, l'amplitude aux bornes de Z est plus faible que celle aux bornes de R :  $Z < R$  (parce que Z est une inductance L, ce serait le contraire avec un condensateur (voir photo J).

- Si cette fréquence est trop élevée, c'est le contraire avec  $Z > R$ . Voir photo K.

- Il faut parvenir à l'égalité des deux tensions, comme le montre la photo L, pour laquelle la fréquence donne des



L'oscillogramme I a été obtenu avec un oscillateur à glissement linéaire (fréquence variant linéairement dans le temps), le générateur utilisé étant le TBF1038 de l'auteur de ces lignes. Dans ce cas, il est indiqué d'employer le balayage interne de l'oscilloscope, lequel est aussi linéaire. Il suffit alors d'un top de synchro, généré par le vobulateur, pour déclencher la base de temps et assurer un départ à chaque début de la rampe de vobulation.

Une difficulté qu'il est bon de signaler : une vobulation BF doit être lente. Les circuits BF ayant de fortes cons-

## Mesure des impédances

L'oscilloscope permet une mesure facile et précise des impédances et, de ce fait, des inductances et des capacités. Pour cela il est nécessaire de disposer :

- d'un oscilloscope à double trace ;
- d'un générateur BF sinusoïdal ;
- d'un fréquencemètre numérique, dans la mesure où l'étalonnage du gé-

amplitudes égales. On a alors  $Z = R$ . Relevons la fréquence au cadran ou au fréquencemètre. Nous avons trouvé 2 675 Hz, lors de notre manipulation. Comme  $R = 4\,760\ \Omega$ , on en déduit que  $Z = 4\,760\ \Omega$  aussi ! D'où :

$$Z = 2\pi fL$$

soit :

$$L = Z/2\pi f$$

$$L = 4\,760/2 \times 3,14 \times 2\,765$$

$$L = 4\,760/16\,807$$

$$L \simeq 0,28\ \text{H ou } 280\ \text{mH}$$

## Conclusion

La bobine sous test mesure donc 280 mH à la fréquence de 2 765 Hz. A titre indicatif, la même bobine mesure 298 mH à 5 000 Hz et 316 mH à 500 Hz !

En matière de vérification, nous avons replacé l'inductance en question dans le montage de la figure 5, avec  $C = 5\,100\ \text{pF}$ , et mesuré avec précision la fréquence de résonance du circuit obtenu. Nous avons trouvé  $F = 4\,168\ \text{Hz}$ .

Or, l'application de la formule de Thomson donne :

$$F = 1/2\pi\sqrt{LC}$$

$$= 1/2 \times 3,14 \sqrt{0,28 \times 5\,100 \cdot 10^{-12}}$$

soit :  $F \simeq 4\,210\ \text{Hz}$ , ce qui n'est pas mal du tout !

Nous devons avouer que ces mesures nous ont surpris par leur précision. Le procédé s'avère donc parfaitement valable pour la mesure des impédances. Il ne serait pas stupide de concevoir un appareil de mesure autour de la méthode en question...

La photo L permet d'avoir un ordre d'idée du déphasage existant entre les

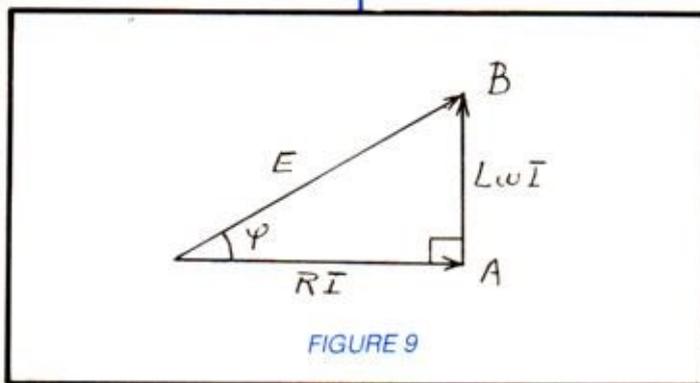


FIGURE 9

tensions aux bornes de R et de Z. On peut constater que l'écart entre les signaux est de l'ordre du quart de période. Ce qui correspond donc sensiblement à  $360^\circ/4 = 90^\circ$ .

Rappelons que la théorie nous indique justement un déphasage de  $90^\circ$  entre les tensions en question. Le résultat de nos essais est donc tout à fait satisfaisant, compte tenu des très faibles moyens mis en œuvre.

La figure 9 remet d'ailleurs les choses en mémoire. Le vecteur OA représente la tension aux bornes de R, en phase avec l'intensité I. Le vecteur AB représente la tension aux bornes de L. Il est perpendiculaire à OA. La somme vectorielle  $\vec{OA} + \vec{AB} = \vec{OB}$  représente la tension appliquée à l'ensemble. L'angle  $\widehat{BOA}$  représentant le déphasage entre la tension E du générateur et l'intensité I du courant. La figure donne :

$$\text{tg } \widehat{BOA} = AB/OA = L\omega I/RI = L\omega/R$$

$\omega$  étant la pulsation :

$$\omega = 2\pi f$$

Dans notre cas, cela donne :

$$\text{tg } \widehat{BOA} = 0,28 \times 2 \times 3,14 \times 2\,765/4\,760$$

$$\text{tg } \widehat{BOA} \simeq 1,02$$

On tire :

$$\widehat{BOA} \simeq 45,6^\circ$$

Nous avons voulu mesurer ce déphasage à l'oscilloscope.

Nous avons obtenu un déphasage de 3,7 subdivisions pour une période de 6 divisions, soit 30 subdivisions. D'où un déphasage de :

$$360^\circ \times 3,7/30 \simeq 44,4^\circ$$

Et nous jurons que ces chiffres ne sont pas trafiqués !

Si vous possédez un bon oscilloscope, un bon générateur BF et un fréquencemètre, nous vous conseillons vivement de faire de semblables mesures. Vous serez peut-être alors aussi étonné que nous de la qualité des résultats obtenus. Quant à ceux qui n'ont pas encore ces appareils de mesure, nous espérons que la lecture de ces lignes les incitera à les acquérir ou, pourquoi pas..., à les fabriquer !

F. THOBOIS

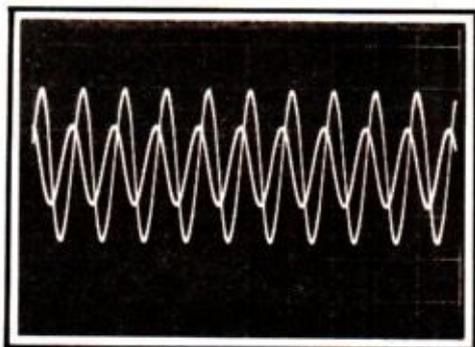


PHOTO K. – La tension aux bornes de Z (une inductance) est trop grande ; la fréquence est trop élevée.

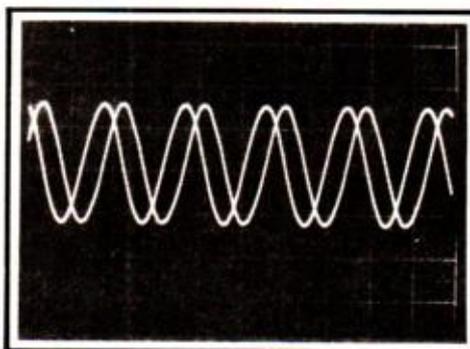


PHOTO L. – Il faut aboutir à ce résultat : égalité des tensions aux bornes de R et Z. Remarquer que le déphasage entre les deux tensions est très voisin du quart de période, donc de  $90^\circ$ .

# L' ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

## ENONCE

1° Montrer l'équivalence des deux circuits ci-dessous (fig. 1).

2° L'entrée d'un amplificateur Y d'un oscilloscope est représentée par le schéma de la figure 2, où R est égal à 1 M $\Omega$  et C à 30 pF.

On place une impédance  $\bar{Z}$  en série avec le circuit d'entrée de l'oscilloscope, d'où le schéma de la figure 3.

a) L'impédance complexe, équivalente à R et C en parallèle, est notée  $\bar{Z}_1$ . Exprimer  $\bar{Z}$  en fonction de  $\bar{Z}_1$  pour que l'ensemble constitue un atténuateur par 3 ( $\bar{U}_s/\bar{U}_e = 1/3$ ).

Donner le schéma équivalent à Z en fonction de  $\bar{Z}_1$ , puis, en utilisant les résultats de la question 1,

donner le schéma équivalent à Z comportant une résistance et un condensateur. Indiquer la valeur de cette résistance en fonction de R et de la capacité du condensateur en fonction de C.

b) L'impédance  $\bar{Z}$  n'est maintenant constituée que par son élément résistif.

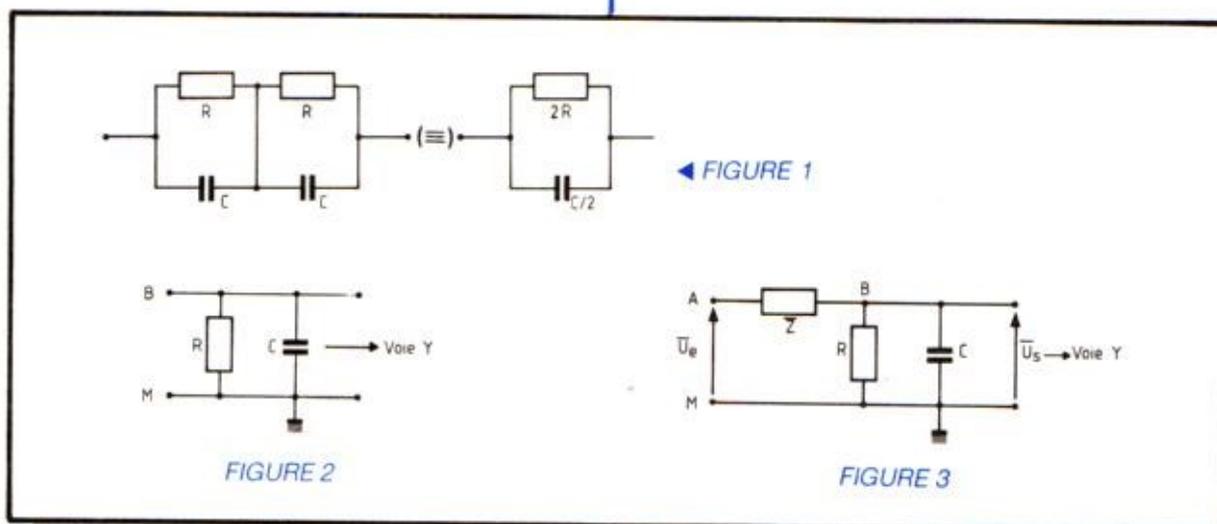
Donner le schéma du montage.

Transformer le dipôle d'attaque du condensateur C en générateur de Thévenin d'éléments  $E_{th}$  et  $R_{th}$ .

En déduire la fréquence telle que l'on ait :

$$\frac{\bar{U}_s}{E_{th}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

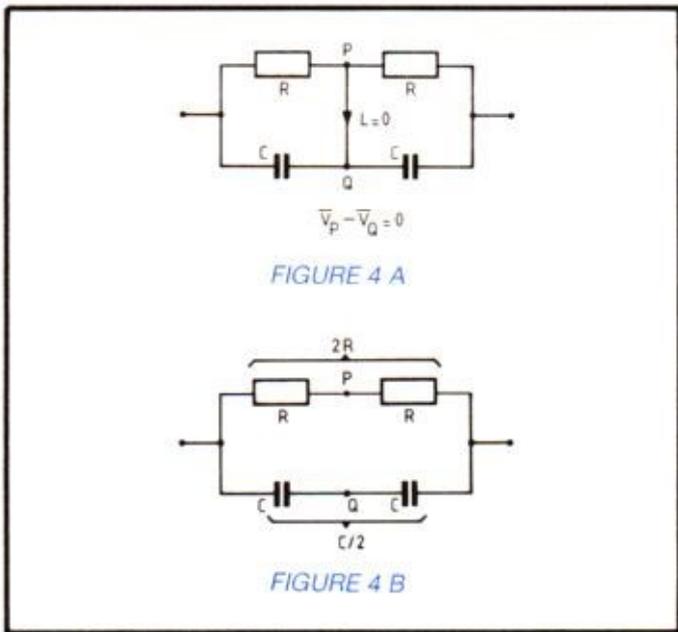
(Baccalauréat F2, 1974).



**SOLUTION**

**Question 1**

On pourrait calculer l'impédance du premier circuit et montrer que son impédance est celle du second. Il est plus rapide de remarquer que, par suite de la symétrie du montage (fig. 4), les points P et Q sont au même potentiel et que, par conséquent, aucun courant ne circule entre P et Q (fig. 4A). En fait, nous nous trouvons dans la situation d'un pont équilibré, d'où, en supprimant la liaison entre P et Q, l'équivalence demandée (fig. 4B).



**Question 2**

a) L'impédance  $\bar{Z}_1$  de R et C en parallèle s'écrit :

$$\frac{1}{\bar{Z}_1} = \frac{1}{R} + jC\omega \quad (1)$$

Pour que l'ensemble  $(\bar{Z}_1, \bar{Z})$  constitue un atténuateur par 3 avec, par conséquent :

$$\frac{\bar{U}_s}{\bar{U}_e} = \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z} + \bar{Z}_1} = \frac{1}{\frac{\bar{Z}}{\bar{Z}_1} + 1} = \frac{1}{3} \quad (2)$$

il suffit que :  $\bar{Z}/\bar{Z}_1 = 2$   
qui est la relation demandée.

Posons :  $\frac{1}{\bar{Z}_1} = \bar{Y}_1$  et  $\frac{1}{\bar{Z}} = Y = \frac{1}{R'} + jX$

Compte tenu de (2), nous avons l'égalité :

$$2\bar{Y} = \bar{Y}_1$$

soit encore :

$$2 \left( \frac{1}{R'} + jX \right) = \frac{1}{R} + jC\omega$$

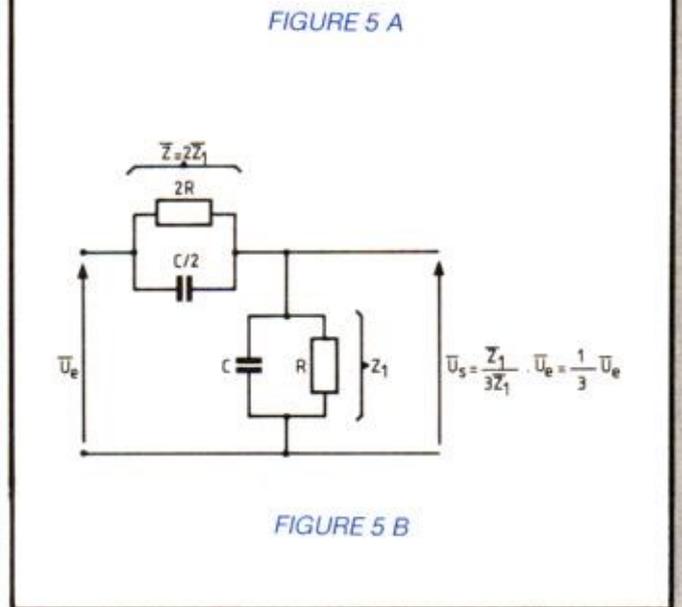
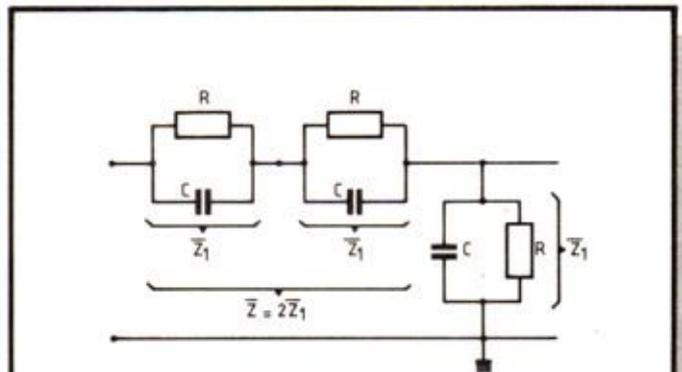
Egalons parties réelles et parties imaginaires. Il vient :

$$2/R' = 1/R, \text{ d'où } R' = 2R$$

$$2X = C\omega, \text{ d'où } X = \frac{C\omega}{2}$$

Ce qui montre que la capacité en parallèle sur R' a pour valeur C/2.

En utilisant les résultats de la question 1 : il faut que la première cellule soit d'impédance double de la deuxième ; ce qui peut être obtenu en mettant en série deux cellules identiques de type RC parallèle. Or la question 1 nous a appris que ces deux cellules identiques en série étaient équivalentes à une seule cellule composée d'une résistance R' = 2R et d'une capacité C' = C/2 en parallèle (fig. 5).



b) Le schéma du montage, si  $\bar{Z}$  n'est plus constitué que par son élément résistif, fait l'objet de la figure 6A.

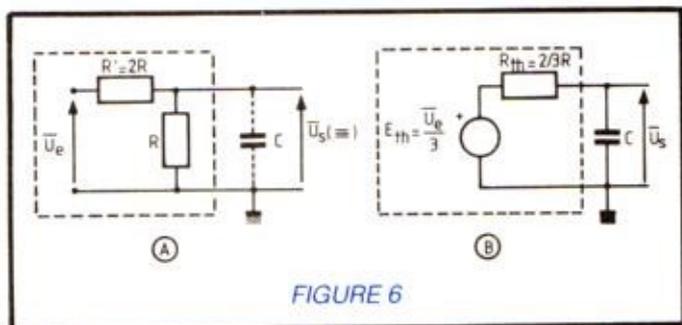


FIGURE 6

Le générateur de Thévenin du réseau entouré en pointillés figure 6A – la capacité C n'étant pas branchée – se détermine :

- Pour la f.e.m.  $E_{th}$ , en mesurant la tension à vide aux bornes de R :

$$E_{th} = \bar{U}_e \cdot \frac{R}{R' + R} = \bar{U}_e \cdot \frac{R}{2R + R} = \frac{1}{3} \bar{U}_e \quad (3)$$

- Pour la résistance interne  $R_{th}$ , en mesurant la résistance vue de la sortie, la source  $U_e$  étant court-circuitée :

$$R_{th} = \frac{R'R}{R' + R} = \frac{2R \cdot R}{2R + R} = \frac{2}{3} \cdot R \quad (4)$$

Ce qui nous conduit à la représentation de la figure 6B.

A partir de celle-ci :

$$\bar{U}_s = \frac{1}{jC\omega} \cdot \bar{E}_{th} \cdot \frac{1}{R_{th} + \frac{1}{jC\omega}}$$

d'où, en remplaçant  $R_{th}$  par sa valeur tirée de (4) :

$$\frac{\bar{U}_s}{\bar{E}_{th}} = \frac{1}{1 + j \cdot \frac{2}{3} RC\omega}$$

$$\text{et } \frac{\bar{U}_s}{\bar{E}_{th}} = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{4}{9} R^2 C^2 \omega^2}}$$

Nous aurons donc  $|\bar{U}_s| / |\bar{E}_{th}| = 1/\sqrt{2}$  quand nous aurons l'égalité :

$$1 = \frac{4}{9} R^2 C^2 \omega^2$$

soit donc alors :

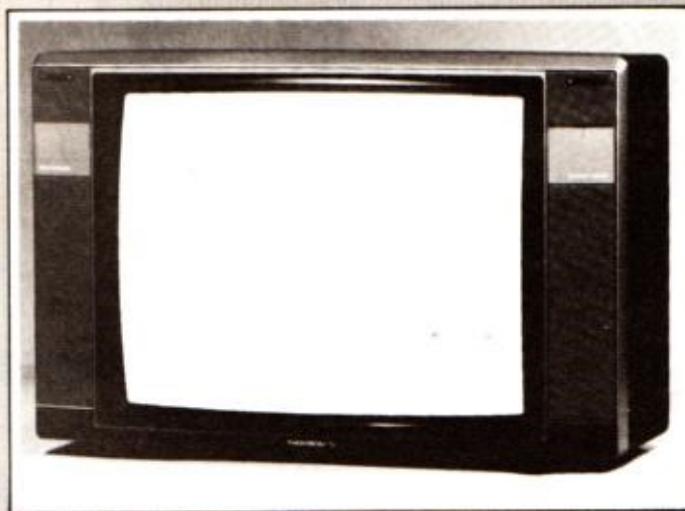
$$\omega = \frac{3}{2RC} \text{ et } f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{3}{4\pi RC}$$

Ch. PANNEL

## BLOC-NOTES

### THOMSON EN 71 CM

Le nouveau téléviseur MC-4 de Thomson est basé sur le nouveau tube cathodique produit par la firme française dans sa filiale Videocolor. Il possède un écran rectangulaire à coins carrés, d'une diagonale de 71 cm, une grille « black matrix », un nouveau canon à électrons et une lentille plus grande et un nouveau déviateur. Grâce à cette nouvelle technologie, le MC-4 obtient une meilleure définition horizontale, un contraste amélioré de 30 % par rapport aux précédentes générations de



tubes, des couleurs plus saturées, une focalisation et une convergence accrues, la surface visible de l'écran ayant augmenté de 9,5 % grâce à la diagonale de 71 cm.

Deux versions sont commercialisées : pseudo-stéréo Secam (C71-PMC 4) et stéréo multi-standard (C71-FMC4) Pal/Secam. La section audio délivre 2 x 10 ou 2 x 20 watts dans quatre haut-parleurs. 39 programmes sont accessibles par la télécommande à infrarouges.

Distribution : S.D.R.M., 67, quai Paul-Doumer, 92402 Courbevoie Cedex. Tél. : (1) 788.33.33.

## INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

# LES COMPTEURS BINAIRES

Nous allons voir aujourd'hui que les compteurs binaires sont des circuits séquentiels composés d'une suite de bascules.

Les compteurs électroniques ainsi constitués ne peuvent compter qu'en binaire, puisque ces bascules ne possèdent que deux états (repos et travail).

Par certains artifices, ils peuvent être transformés en compteurs décimaux (convertisseurs binaire-décimal).

Le circuit de base d'un compteur décimal électronique compte les impulsions qu'il reçoit, et, toutes les dix impulsions comptées, il donne une

impulsion en sortie (division par 10). Le circuit de base d'un compteur binaire donne une impulsion en sortie pour deux reçues à l'entrée (division par 2).

Un compteur binaire de N étages (ou bascules) ne peut compter que jusqu'à deux à la puissance N.

Pour nos essais, nous utiliserons des bascules du type T que nous actionnerons par des impulsions produites de façon manuelle (à travers un circuit antirebonds) ou automatiquement (par un relaxateur très basse fréquence).

Le mois prochain, nous continuerons cette étude sur les bascules binaires et décimales.

## Les compteurs binaires

On rencontre des compteurs dans de très nombreux domaines de l'électronique : dans les ordinateurs, dans l'industrie, pour compter des objets qui défilent devant une cellule photoélectrique... En métrologie, les fréquences-mètres de précision possèdent un compteur dont l'entrée est commutée pendant une seconde afin de compter les périodes du signal à mesurer.

Les compteurs binaires sont des circuits logiques séquentiels composés d'une suite de bistables. Ceux-ci peuvent être de différents types : JK, RS, D, etc. Et puisque les bistables ne fonctionnent qu'en tout ou rien, ces compteurs ne peuvent compter qu'en binaire. Mais par la suite, ce nombre binaire peut être converti en décimal.

### Système décimal et système binaire

Pour commencer, faisons un bref rappel sur le système décimal et le sys-

tème binaire. Il peut paraître un peu futile de parler du système décimal que nous utilisons tous les jours... d'une façon machinale.

Ce système de numération, également appelé système à base 10, utilise 10 symboles allant de 0 à 9. Nous avons appris à l'école qu'un nombre est constitué par plusieurs rangs : le rang des unités, des dizaines, des centaines...

Et lorsque nous comptons, nous partons du rang des unités. En arrivant au dernier chiffre des unités, c'est-à-dire 9, nous plaçons un 1 dans le rang des dizaines et continuons à compter dans le rang des unités en repartant de zéro. Ce « 1 » que nous plaçons dans la colonne des dizaines a une forte valeur, un « poids » dix fois plus grand que le 1 de la colonne des unités.

Pour cette raison, on peut l'écrire :  $1 \times 10$  ou, d'une façon plus courante en mathématiques :  $1 \times 10^1$ . Chaque fois que, dans la colonne des unités, nous avons épuisé les dix chiffres, la

colonne des dizaines acquiert une valeur supérieure, et on repart de zéro dans la colonne des unités. Et puis, quand la colonne des dizaines atteint  $9 \times 10^1$ , un « 1 » passe dans la colonne des centaines, tandis que le contenu des dizaines revient à zéro. Ce « 1 » passant dans la colonne des centaines a la valeur  $1 \times 100$  ou  $1 \times 10^2$ . Ainsi, en exprimant un nombre comme 1985, nous pouvons l'écrire :  $1\ 000 + 900 + 80 + 5$ , soit encore :  $(1 \times 10^3) + (9 \times 10^2) + (8 \times 10^1) + (5 \times 10^0)$  ou : 1 millier + 9 centaines + 8 dizaines + 1 unité.

Dans le système binaire, ou système à base 2, il n'y a que deux symboles : 0 et 1.

De façon analogue au système décimal, la colonne de droite ne prend que deux valeurs :  $0 \times 2^0$  et  $1 \times 2^0$ , soit 0 et 1. La deuxième colonne ne peut prendre que deux valeurs, à savoir :  $0 \times 2^1$  et  $1 \times 2^1$ , soit l'équivalent en décimal : 0 et 2. La troisième colonne ne prend également que deux valeurs : 0 et  $1 \times 2^2$  (en décimal : 0 et 4).

## Compteur décimal et compteur binaire

Considérons un compteur décimal, comme celui d'une pompe à essence, dont l'affichage se compose de tambours.

Avant le comptage, l'affichage indique 000, ce qui signifie que la remise à zéro est faite. C'est évidemment le tambour des unités qui tourne en premier lieu. Celui-ci ayant effectué un tour complet, il transmet, en passant de 9 à 0 une **impulsion mécanique** au tambour des dizaines qui affiche alors 1...

Un compteur électronique fonctionne de façon analogue ; chaque fois que le nombre compté dépasse le nombre de symboles du système de numération employé, une **impulsion électrique** est transmise à l'étage suivant.

Passons maintenant au compteur binaire. Supposons que nous ayons à compter des objets. Au départ, bien sûr, le compteur affiche zéro. Pour le premier objet à compter, il passe de 0 à 1. Puis, pour le suivant, les deux symboles étant épuisés, une impulsion est donnée au rang supérieur (qui passe de 0 à 1) tandis que le rang en question repasse à zéro. On lit donc la valeur 10 (« un-zéro »).

Résumons sur la figure 1 le comptage des six premiers objets. Nous remarquons que, chaque fois que le compteur binaire passe de 1 à 0, il transmet au rang supérieur une impulsion afin qu'il augmente d'un cran.

	$2^2$	$2^1$	$2^0$
1 <sup>er</sup> objet	0	0	1
2 <sup>e</sup> objet	0	1	0
3 <sup>e</sup> objet	0	1	1
4 <sup>e</sup> objet	1	0	0
5 <sup>e</sup> objet	1	0	1
6 <sup>e</sup> objet	1	1	0

FIGURE 1. - Comptage d'objets par le système binaire.

Nous remarquons également qu'il risque d'y avoir confusion quand on manipule des nombres binaires et des nombres décimaux composés de 0 et de 1. Pour le sixième objet compté de notre exemple, l'affichage du compteur binaire donne : 110 que l'on écrit entre parenthèses avec l'indice 2, puisque nous sommes en système binaire :

$(110)_2$ . De cette façon, il n'y a pas de risque d'erreur, et on ne le mélangera pas avec le « cent dix » décimal. On écrira de préférence ce dernier :  $(110)_{10}$ .

## Comment interpréter un nombre binaire

Pour le sixième objet, nous l'avons vu, la visualisation affiche  $(110)_2$ . Quelle sera la valeur en décimal ?

Il suffit de donner à chaque 1 sa valeur décimale, comme nous l'avons fait plus haut pour le nombre 1985.

$$(110)_2 = (1 \times 2^2) + (1 \times 2^1) + (0 \times 2^0)$$

soit :

$$(1 \times 4) + (1 \times 2) + (0 \times 1)$$

ou :

$$(4) + (2) + (0) = (6)_{10}$$

## Schéma synoptique d'un compteur

Un compteur décimal devant compter les centaines pourra être représenté par trois rectangles, un pour les unités, un autre pour les dizaines et le dernier pour les centaines (fig. 2).

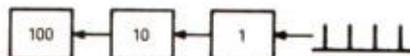


FIGURE 2. - Représentation schématique d'un compteur décimal.

Les impulsions à compter sont représentées à l'entrée du compteur des unités. Ces impulsions peuvent provenir d'un capteur photoélectrique devant lequel défilent des objets.

D'une façon analogue, un compteur binaire peut se représenter par des rectangles (fig. 3).

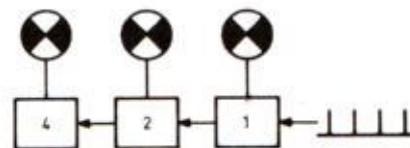


FIGURE 3. - Représentation schématique d'un compteur binaire avec sa visualisation.

Le premier rectangle en partant de la droite ne compte que jusqu'à  $2^0$  soit 1. Les deux premiers rectangles ne comptent que jusqu'à trois ( $2^1 + 2^0$ ), et l'ensemble ne compte que jusqu'à 7.

L'affichage d'un tel compteur peut se réaliser avec des témoins lumineux, par exemple des diodes LED.

Si le voyant est allumé, cela signifie que l'étage en question est à l'état « 1 ». Ainsi le compteur est à zéro si tous les voyants sont éteints. Si tous les voyants sont allumés, nous savons que le nombre d'objets comptés est 7 :

$$(1 \times 2^2) + (1 \times 2^1) + (1 \times 2^0) = 4 + 2 + 1 = 7$$

Pour lire directement la valeur en décimal, les trois étages du compteur seront reliés à un convertisseur binaire-décimal, lui-même commandant par exemple un afficheur à sept segments.

Notre prochaine étape maintenant est de savoir comment est constitué un étage de compteur binaire.

## Le circuit de base du compteur

Lorsque vous avez fait fonctionner une bascule, vous avez, sans le savoir, utilisé un compteur binaire. Pour former une impulsion à la sortie de la bascule, deux impulsions sont nécessaires à son entrée.

Le circuit de base d'un compteur décimal donne une impulsion de sortie pour dix impulsions à l'entrée. Le circuit de base d'un compteur binaire donne une impulsion de sortie pour deux impulsions à l'entrée (fig. 4).

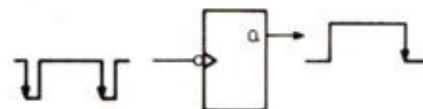


FIGURE 4. - Le circuit de base d'un compteur est une bascule divisant par deux le nombre d'impulsions à l'entrée.

Pour nos explications, nous utiliserons la bascule du type T dont l'intérêt est d'avoir une commande unique (une seule entrée appelée « T »). Nous avons déjà parlé de ce type de bascule dans le *Haut-Parleur* n° 1714 de mars 1985.

Ce type de bascule peut être réalisé sans difficulté avec un modèle JK en reliant les entrées J et K au niveau logi-

que « 1 », l'attaque de la bascule se faisant par l'entrée dénommée CK ou T. On utilisera par exemple le circuit TTL du type 7476 (double JK maître-esclave). Son schéma de branchement a été donné dans l'article mentionné plus haut.

Une bascule T peut également s'obtenir avec un modèle D dont on a préalablement relié la sortie  $\bar{Q}$  à l'entrée D, l'injection des signaux à compter se faisant par l'entrée CK. Le circuit intégré du type 7474 pourra être utilisé. Il comporte deux bascules D, comme l'indique le schéma de branchement donné également dans le numéro de mars dernier.

## Comment est constitué un compteur binaire

Un compteur binaire est constitué par une suite de bascules changeant d'état chaque fois qu'une impulsion se présente à l'entrée (fig. 5).

En appuyant sur le bouton-poussoir de remise à zéro, les quatre bascules sont à l'état repos ( $Q = 0$ ) et les quatre voyants lumineux sont éteints. Dès l'apparition d'une impulsion, la première bascule (celle la plus à droite), passe à l'état travail ( $Q = 1$ ), ce qui est mis en évidence par le premier voyant lumineux. A l'impulsion suivante, cette première bascule retourne à son état initial. Le flanc négatif de sa sortie reliée à l'entrée de la bascule suivante change l'état de celle-ci. A la troisième impulsion, les deux premières bascules sont à l'état travail...

Plus le nombre de bascules constituant un compteur est élevé, d'autant plus grande pourra être la quantité à compter.

Reportez-vous à la figure 6 sur laquelle sont représentées des impulsions à compter, numérotées de 1 à 8. Au-dessous, nous voyons les signaux à la sortie des trois premières bascules.

Au moment  $t_1$ , la sortie des trois bascules est au niveau zéro. En  $t_2$ , au bout de quatre impulsions, le niveau des sorties est le suivant :

$Q_1 = 0$ ,  $Q_2 = 0$ ,  $Q_3 = 1$ , soit :  $(100)_2$  ou  $(1 \times 2^2) + (0 \times 2^1) + (0 \times 2^0) = 4$ .

Après la huitième impulsion (temps  $t_3$ ), les trois sorties sont toutes à zéro. D'où la conclusion qu'un compteur de N étages (ou bascules) ne peut compter que jusqu'à  $2^N$ .

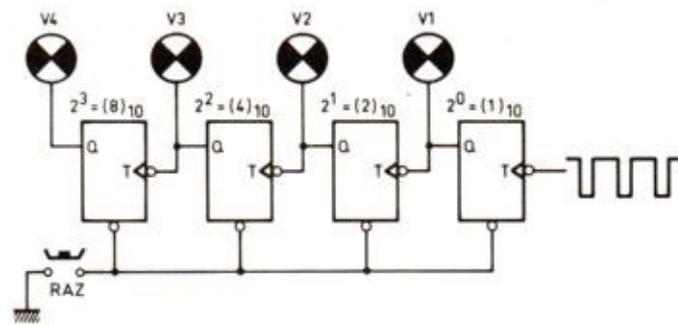


FIGURE 5. – Schéma de principe d'un compteur binaire.

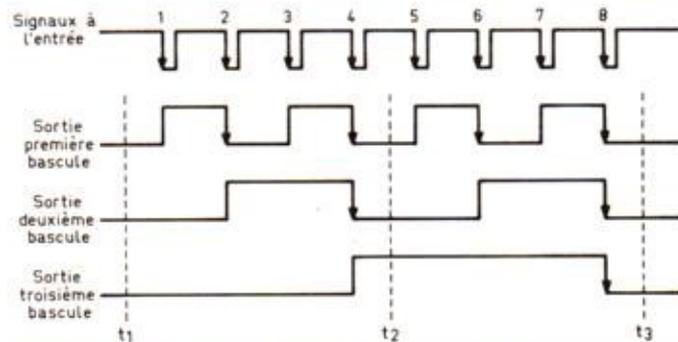


FIGURE 6. – Signaux à l'entrée et à la sortie des trois premières bascules du compteur binaire.

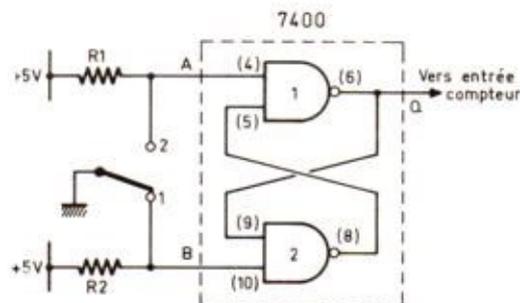


FIGURE 7. – Circuit antirebonds réalisé avec deux NAND d'un 7400.

Dans notre exemple, le compteur à trois étages ne comptera que jusqu'à  $2 \times 2 \times 2$ , soit huit impulsions.

En utilisant les quatre bascules D de deux circuits 7474, il est possible de compter jusqu'à 16. Par des artifices, comme nous le verrons plus tard, il est concevable de transformer ce compteur binaire en compteur décimal en le faisant compter de 0 à 9.

## Circuit de commande

La mise en évidence du bon fonctionnement du compteur peut être faite en comptant les impulsions, soit provenant d'un générateur, soit produites manuellement.

Un déclenchement manuel, par commutateur, est réalisable à la condition d'insérer entre celui-ci et le compteur

un monostable non-redéclenchable ou un montage dit « antirebonds », interdisant aux pointes de tensions parasites de redéclencher involontairement le compteur.

Ce circuit « antirebonds » n'est autre qu'une bascule RS utilisant deux portes provenant par exemple d'un 7400 (fig. 7). Sur la position 1 du commutateur, le montage est à l'état repos, et la sortie Q est au niveau bas, car l'entrée B est reliée à la masse et l'entrée A au + 5 V à travers une résistance de 4,7 kΩ. Cette résistance a été placée là pour qu'il n'y ait pas de court-circuit de la source à travers le commutateur. Cette résistance ne doit pas être trop faible pour qu'elle soit efficace et ne

dissipe pas trop de puissance. Avec le commutateur sur la position 1, les résistances dissipent chacune  $(5 \text{ V})^2 / 4,7 \text{ k}\Omega$  soit environ 5 mW, ce qui est acceptable. Cette résistance ne doit pas non plus être trop grande pour la raison suivante : comme l'entrée du NAND n'a pas une résistance infinie, il y a consommation d'un certain courant, certes faible, mais qui, en passant à travers R<sub>2</sub>, crée une chute de tension. La tension en A n'est plus 5 V, mais 5 V moins cette chute de tension, et il est impératif que A ne soit pas trop différent de 5 V.

Revenons au fonctionnement de ce circuit antirebonds. En passant momentanément le commutateur de 1 à 2,

la sortie Q passe de 0 à 1, puis repasse à zéro quand le commutateur revient sur 1, créant de ce fait une seule impulsion bien nette qui sera comptée par le compteur.

Pour l'expérimentation de ce compteur binaire, nous pouvons également monter un générateur d'impulsions, dont la période de répétition sera assez longue pour pouvoir en vérifier le bon fonctionnement.

Un premier projet de schéma pourrait comporter le relaxateur à transistor unijonction décrit précédemment. Le signal de sortie devrait être alors mis en forme par un monostable ou un transistor.

Une autre solution consisterait à utiliser un 555 (voir numéro du mois dernier).

On peut aussi employer un montage astable pour obtenir un signal périodique de durée et de répétition déterminées. Le plus simple n'utilise que deux portes NAND et un circuit RC (fig. 8).

En mettant le montage sous tension, l'une des sorties sera à l'état haut tandis que l'autre sera à l'état bas. La liaison capacitive par C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> fait que, d'une façon continue, il y a charge et décharge de ces condensateurs, et il en résulte des impulsions dont l'amplitude est d'environ 5 V et dont la fréquence est déterminée par la constante de temps des résistances et des condensateurs.

La fréquence est :

$$F = \frac{1,4}{R_1 C_1 + R_2 C_2}$$

soit une période :

$$T = 0,7 (R_1 C_1 + R_2 C_2).$$

Les unités sont le hertz, l'ohm, le farad et la seconde. Au cas où on souhaiterait des signaux carrés,

$R_1 = R_2 = R$  et  $C_1 = C_2 = C$ , ce qui entraîne la simplification des formules :

$$F = \frac{0,7}{RC} \text{ et } T = 1,4 RC.$$

Si nous désirons des impulsions de l'ordre de la seconde avec  $R = 1 \text{ k}\Omega$ , les condensateurs devront avoir une valeur de plusieurs centaines de microfarads. Une période d'une seconde est suffisamment basse pour observer le fonctionnement du compteur. Une diode LED est placée à la sortie de l'astable pour en contrôler le fonctionnement.

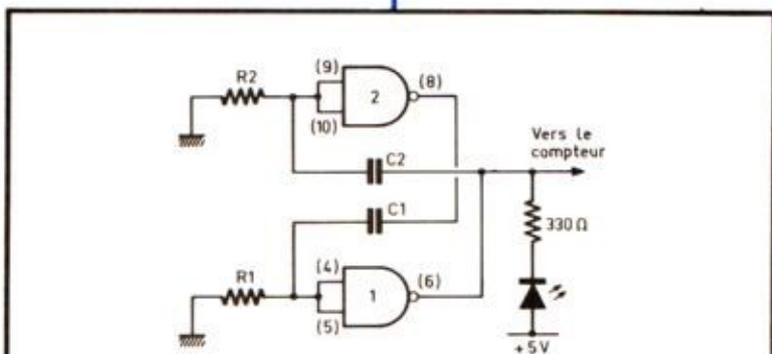


FIGURE 8. – Montage astable fournissant des impulsions au compteur, réalisé avec deux NAND d'un 7400.

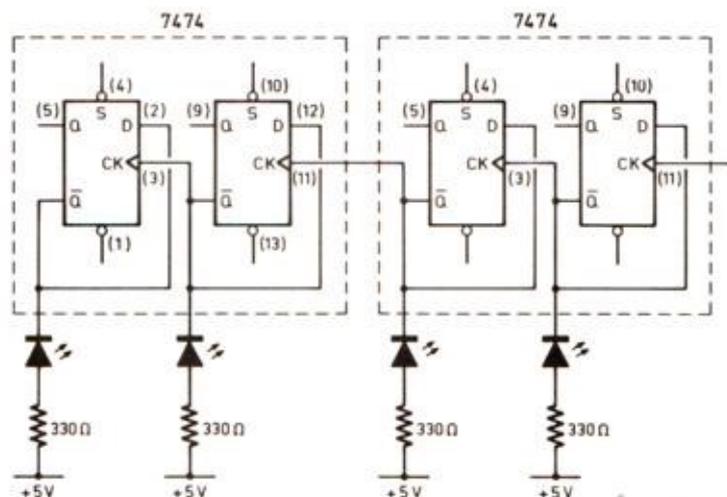


FIGURE 9. – Schéma du compteur binaire composé de deux circuits 7474 et de quatre diodes LED pour la visualisation.

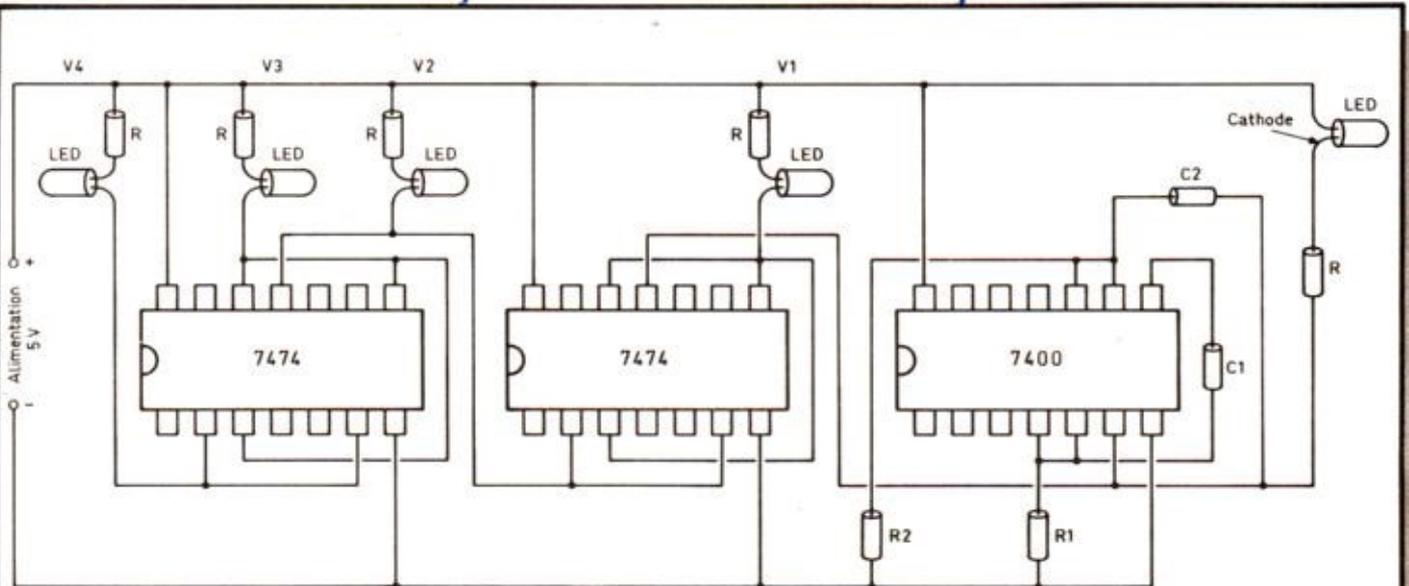


FIGURE 10. – Schéma pratique du compteur binaire (2 x 7474) et du générateur d'impulsions (7400).

## Réalisation pratique

Nous avons représenté sur la figure 9 le schéma pratique du compteur à base 2. On remarque la simplicité du circuit. L'entrée, située à droite, reçoit les impulsions à compter. Celles-ci proviennent du montage astable à deux opérateurs NAND. La liaison est directe entre la sortie d'une de ces portes et l'entrée CK (ou T) de la première bascule. Les bascules étant munies de commandes de remise à zéro (R) et de mise en position travail (S), il est facile, avant tout comptage, de mettre à zéro le compteur. Il suffit pour cela de brancher ensemble les sorties R (broches 1 et 13) et de les connecter temporairement au niveau zéro logique (0 V).

On remarquera sur le schéma le branchement des diodes électroluminescentes. Elles sont connectées en série avec une résistance de protection de  $330\ \Omega$  et branchées entre la sortie  $\bar{Q}$  et le + 5 V. Lorsque la bascule est à l'état travail, le potentiel de sortie  $\bar{Q}$  est alors égal à celui de la masse ; la diode, alimentée normalement, s'allumera. En alignant les LED sur la plaque de connexions (fig. 10), il est facile de traduire mentalement en quantité décimale le nombre binaire affiché.

La forme des signaux à la sortie de chaque bascule est donnée figure 11. Chaque étage du compteur se comporte comme un diviseur de fréquence par deux.

Le compteur peut également être monté avec des bascules JK, à condition seulement de connecter les entrées J et K au + 5 V, l'attaque se faisant sur l'entrée CK.

Avant de mettre en exécution le montage d'un compteur, il y a lieu de

tenir compte du mode d'attaque de cette entrée CK. Certaines bascules peuvent être commandées par le flanc descendant (de 1 à 0) d'une impulsion. Ceci est le cas des bascules du compteur de la figure 5. Ce mode de commande est repéré par le petit cercle placé à l'entrée T (ou CK). L'attaque de la bascule suivante se fait par la sortie Q de la bascule considérée. La figure 6 montre les signaux à la sortie des bascules.

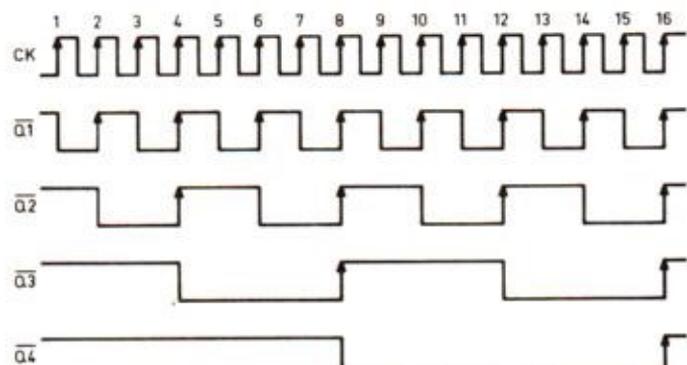


FIGURE 11. – Signal à l'entrée (CK) et à la sortie ( $\bar{Q}$ ) des quatre bascules.

La commande d'autres bascules, comme le type 7474 que nous avons utilisé, se fait par le front montant du signal d'attaque. La liaison avec la suivante se fait par la sortie  $\overline{Q}$ .

### Quelques exercices

Nous vous demandons de convertir en décimal les nombres binaires suivants :

- a) 1 0 1 0 0  
 b) 1 1 0 1 1

- c) 1 1 1 0 0 1  
 d) 1 1 0 1 1 0 1

### Solution de l'exercice du mois dernier

Il s'agissait de dessiner le schéma avec les valeurs d'un temporisateur à temps variable (1 seconde à 20 secondes). (Voir fig. 12.)

On sait que la durée de la temporisation est égale à  $1,1 \times R \times C$ . La résistance R peut varier de 1 kΩ à 10 MΩ

bien que, pratiquement, les valeurs courantes se situent entre 50 kΩ et 1 MΩ. Le rapport des temps étant de 30, nous choisissons une valeur inférieure à 50 kΩ pour 1 seconde, soit  $R_{min} = 10 \text{ k}\Omega$ . A partir de cette valeur nous calculons celle du condensateur C :

$$C = \frac{t}{1,1 \times R} = \frac{1}{1,1 \times 10^4} = 90 \mu\text{F}$$

La valeur de R pour 30 secondes sera donc  $R_{max} = R_{min} \times 30$  soit 300 kΩ. Nous choisissons donc un potentiomètre de 300 kΩ linéaire. Il sera câblé en série avec une résistance de 10 kΩ, et nous serons sûrs d'avoir une variation de temps allant de 1 à 30 secondes.

Le calcul des composants est grandement simplifié si on utilise l'abaque reproduit sur la figure 13.

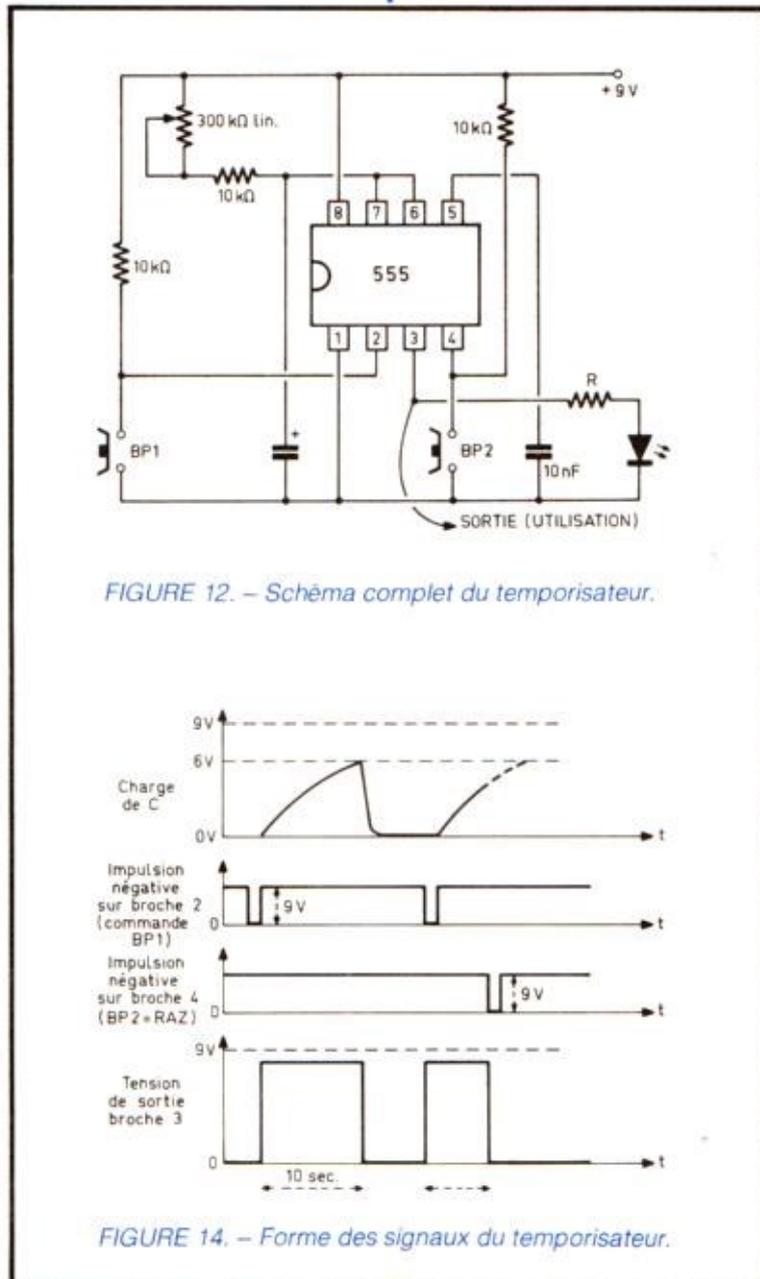


FIGURE 12. – Schéma complet du temporisateur.

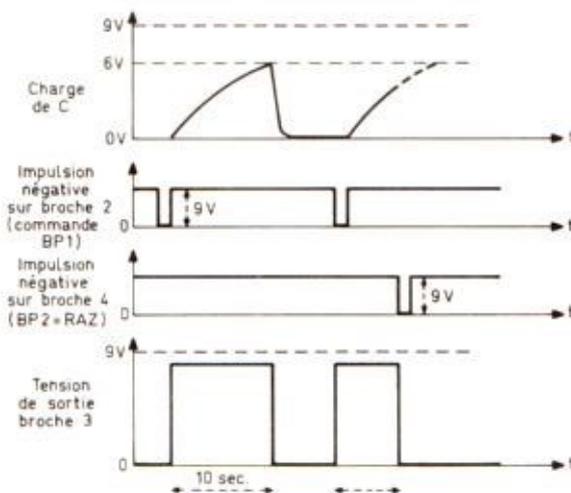


FIGURE 14. – Forme des signaux du temporisateur.

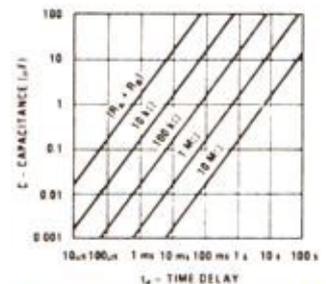


FIGURE 13. – Abaque donnant la relation entre le temps  $t_d$  et les composants C,  $R_A$  et  $R_B$  (doc. National Semiconductor).

La résistance en série avec les boutons-poussoirs permet de ne pas court-circuiter la tension d'alimentation lorsque ceux-ci sont actionnés. Cette résistance sera au moins égale à 10 kΩ.

Quant à la résistance en série avec la diode LED, elle est obtenue par la formule :

$$R = \frac{U - V_D}{I_D}$$

La tension U étant l'amplitude de la tension à la sortie du circuit intégré (tension d'alimentation moins 1 V environ, soit ici 8 V),  $V_D$  est la tension directe de la diode. Elle dépend de la couleur de celle-ci (1,5 V pour une rouge ou 2,5 V pour une verte ou une jaune). Le courant  $I_D$  dans la LED varie aussi suivant la couleur (10 mA pour une rouge ou 20 mA pour les autres), ce qui donne :

$$r = \frac{8 - 2,5}{20 \text{ mA}} = \frac{5,5}{20} \text{ soit } 270 \Omega$$

(valeur normalisée). Puissance dissipée

dans la résistance :

$$RI^2 = 270 \times (0,02)^2 \approx 0,1 \text{ W.}$$

Nous donnons figure 14 le diagramme des temps avec une temporisation de 10 s, et une autre, interrompue par l'action de BP<sub>2</sub> (bouton-poussoir de remise à zéro de la bascule).

Outre sa simplicité, un temporisateur utilisant un 555 possède l'avantage de donner des signaux de durée indépendante des variations de la tension d'alimentation.

### Schéma d'un générateur de signaux rectangulaires

Nous avons donné le mois dernier le schéma d'un 555 connecté en astable. Ce montage peut donner des impulsions de 5 V d'amplitude convenant aux circuits TTL. Le signal est dissymétrique, sauf si R<sub>B</sub> est très supérieur à R<sub>A</sub>. Il est possible d'obtenir une variation de t<sub>1</sub> et t<sub>2</sub> par l'adjonction de deux

diodes (D<sub>A</sub> et D<sub>B</sub>) et en rendant variables les résistances R<sub>A</sub> et R<sub>B</sub>. Le condensateur C se charge donc à travers R<sub>A</sub> et D<sub>A</sub>, et son courant de décharge passe à travers D<sub>B</sub> et les résistances R<sub>A</sub> et R<sub>B</sub> en série. La tension de sortie peut être réglable si on remplace

la résistance de 10 kΩ par un potentiomètre. L'adjonction d'un transistor monté en collecteur commun permet d'isoler le 555 du circuit d'utilisation.

Le schéma complet est donné figure 15.

J.-B. P.

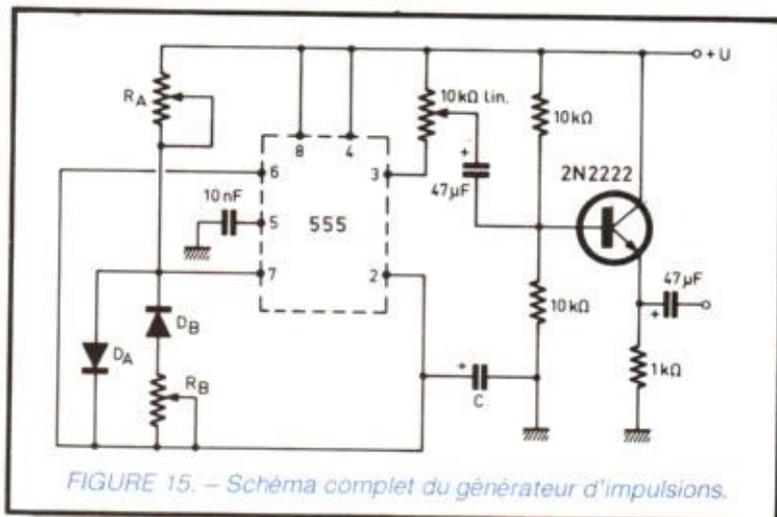
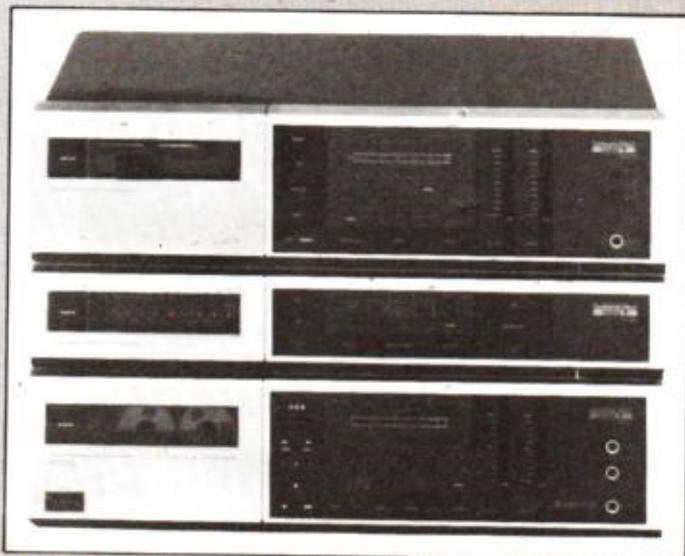


FIGURE 15. - Schéma complet du générateur d'impulsions.

## BLOC-NOTES

### HAUT DE GAMME MADE IN FRANCE

L'ensemble Hi-Fi 570 de Continental Edison-Saba constitue le haut de gamme de la firme française qui le fabrique sur le territoire national. Son ampli-préampli PA 9507 délivre 2 x 70 watts en classe A plus avec un faible taux de distorsion harmonique. La puissance de sortie est visualisée par un indicateur à diodes électroluminescentes et les enceintes acoustiques sont protégées par un disjoncteur électronique. Le tuner TS-9547 propose trois



gammes d'ondes et 30 stations prérégulables.

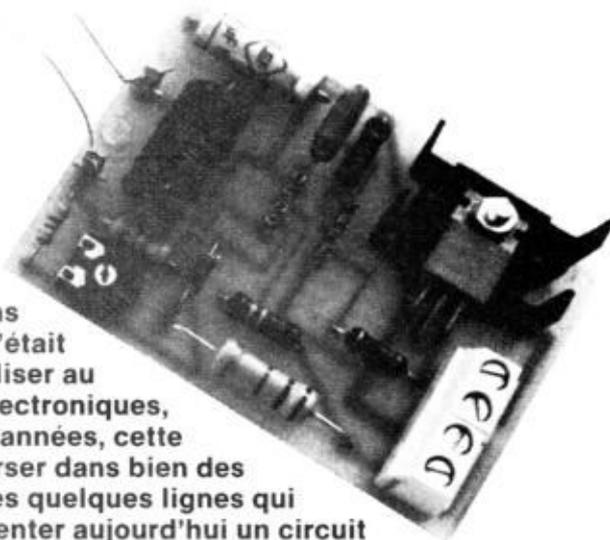
Le magnétocassette possède un clavier de commande électronique, géré par microprocesseur, un réducteur de bruit Dolby B et C et un système de recherche automatique des morceaux nommé ADDP. Le système Hi-Fi 570 est vendu en rack complet avec platine tourne-disques, enceintes et meuble.

Distribution : Etablissements Surmelec, 74, rue du Surlélin, 75980 Paris Cedex 20. Tél. : (1) 360.02.42.

# 1 CIRCUIT INTEGRE : 2 REALISATIONS...

## UN THERMOSTAT ELECTRONIQUE

## UN INTERRUPTEUR PHOTOSENSIBLE



S'il est certains dispositifs qu'il n'était pas rentable de réaliser au moyen de composants électroniques, il y a seulement quelques années, cette situation est en train de s'inverser dans bien des cas comme vont vous le prouver les quelques lignes qui suivent. En effet, nous allons vous présenter aujourd'hui un circuit intégré qui, sans être très récent, n'en est pas moins intéressant du fait de ses possibilités très particulières dont la plus surprenante est qu'il s'alimente directement sur le secteur 220 V.

### Le TDA 1024

La structure de ce circuit intégré peut être représentée de façon simplifiée par le synoptique de la figure 1. Nous y voyons tout d'abord une alimentation stabilisée capable de fournir une tension de 6,5 V sous quelques milliampères ainsi qu'un régulateur de courant fixant la consommation du circuit aux environs de 10 mA. Un générateur d'impulsions, synchronisé par le secteur, peut commander la gâchette

d'un triac ou d'un thyristor et, du fait de cette synchronisation, effectue cette commande au passage par zéro de l'onde secteur, ce qui assure une commutation exempte de parasite. Deux entrées d'un comparateur sont disponibles pour l'utilisateur et sont destinées à être connectées à un capteur de votre choix comme nous allons le voir dans un instant, tandis qu'une troisième borne permet une programmation de l'hystérésis. Rappelons que l'hystérésis d'un circuit est l'écart qui existe entre ses points de changement d'état haut et bas, écart qui ne doit pas

être nul, sinon le montage risque d'osciller autour du point de basculement d'un état à l'autre. Toujours à propos de ce comparateur, précisons que ses entrées ne consomment que 5  $\mu$ A au maximum, ce qui permet de les utiliser sans contrainte particulière avec les capteurs usuels que sont les thermistances, les cellules photos électriques, etc...

Dernier point qui a son importance, ce circuit ne coûte qu'une vingtaine de francs et est logé dans un boîtier DIL à 8 pattes.

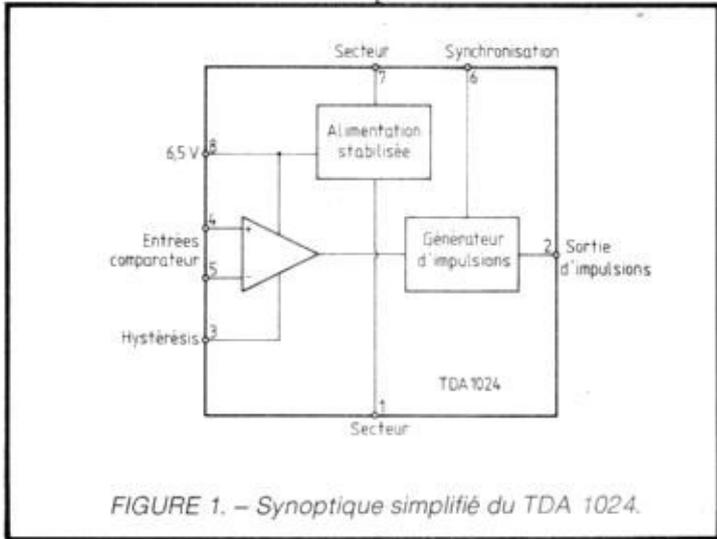


FIGURE 1. — Synoptique simplifié du TDA 1024.

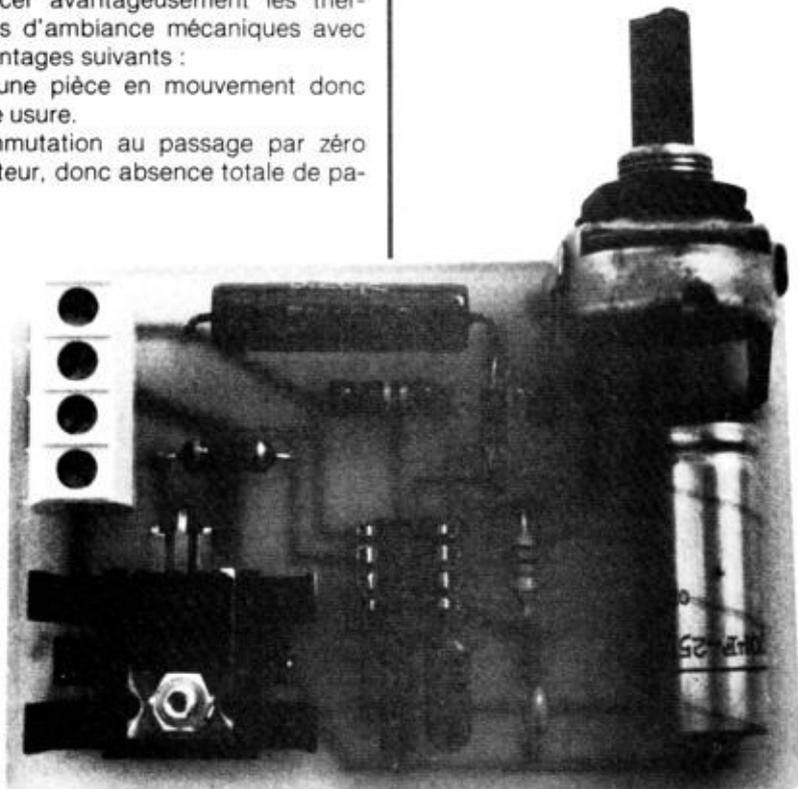
## Un thermostat polyvalent

Le premier montage est un thermostat à usage général, c'est-à-dire, qu'il peut aussi bien aller dans un congélateur que sur le circuit d'eau chaude d'une chaudière par simple changement d'une résistance. Il peut aussi remplacer avantageusement les thermostats d'ambiance mécaniques avec les avantages suivants :

- Aucune pièce en mouvement donc aucune usure.
- Commutation au passage par zéro du secteur, donc absence totale de parasite.

- Seuils de basculement (et donc températures de consigne) très stables dans le temps.

La figure 2 vous présente le schéma de ce montage d'une extrême simplicité. Le TDA 1024 est alimenté directement sur le secteur par ses pattes 1 et 7. La diode 1N 4006 et la résistance de 10 k $\Omega$  réduisent la tension secteur à une valeur acceptable sans dommage



Le thermostat à TDA 1024.

pour le CI. La résistance de 220 k $\Omega$  sert à la synchronisation du générateur d'impulsions et sa valeur permet de programmer la taille des impulsions envoyées sur la gâchette du triac. Ce dernier est commandé par la patte 2 qui peut fournir un courant de 50 mA, ce qui est suffisant pour commander tous les triacs courants pouvant commuter jusqu'à 12 A environ.

La sortie de l'alimentation stabilisée interne, disponible sur la patte 8, alimente un potentiomètre ajustable d'une part, et un pont formé d'une résistance fixe et d'une CTN d'autre part. Rappelons qu'une CTN est une résistance à coefficient de température négatif, c'est-à-dire une résistance dont la valeur diminue lorsque la température augmente.

Le fonctionnement du montage est dès lors simple à comprendre. Tant que la température est insuffisante, la résistance de la CTN est forte et la tension sur la patte 5 est supérieure à celle de la patte 4, le TDA commande donc le triac. Dès que la température augmente, la résistance de la CTN diminue, la tension au point 5 devient inférieure à celle du point 4 et le TDA ne commande plus le triac. Il va de soi que, selon la position du curseur du potentiomètre, ce point de basculement et, donc, la température de consigne peuvent être changés à loisir.

Si le thermostat doit être utilisé pour un réfrigérateur, par exemple, il faut obtenir un fonctionnement inverse (le compresseur se met en marche quant il fait trop chaud). Il suffit tout simplement de permuter les places de la CTN et de la résistance RCTN pour parvenir à ce résultat.

La résistance RH dont nous n'avons pas encore parlé sert à fixer l'hystérésis du montage. Elle peut prendre n'importe quelle valeur entre un court-circuit et l'infini (un circuit ouvert).

## La réalisation du thermostat

Il faut commencer par se procurer les composants dont la nomenclature est indiquée figure 3. Le triac sera un modèle 400 V et d'intensité compatible avec le circuit commandé. Ainsi, pour un radiateur électrique de 1 kW, un 6 A suffira puisqu'il faut 5 A sous 220 V pour faire cette puissance. Pour un

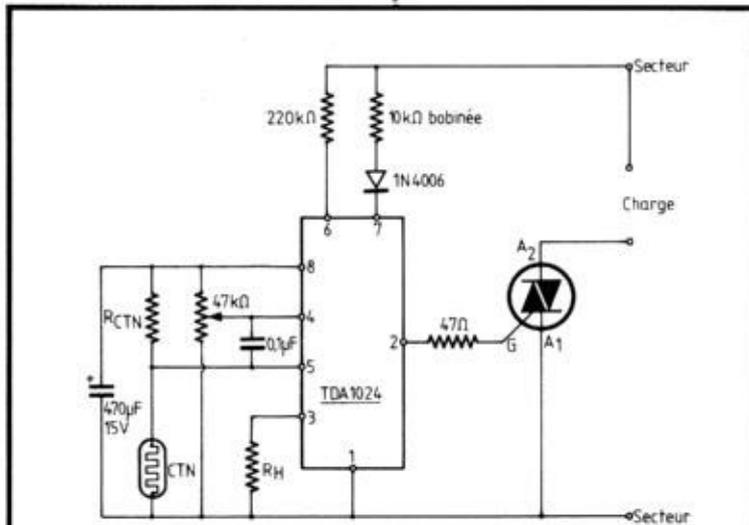


FIGURE 2. - Le TDA 1024 utilisé en thermostat d'ambiance (voir texte pour RCTN et RH).

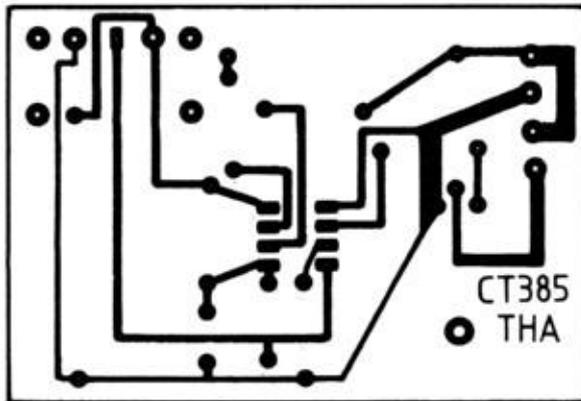


FIGURE 4. - Le circuit imprimé vu côté cuivre, échelle 1.

Nombre	Repère	Type
1		TDA 1024
1		1N4006 ou diode 600 V 1 A
1		Triac 400 V X ampères (X selon charge, voir texte)
1		Condensateur mylar 0,1 µF, 100 V
1		Condensateur chimique 470 µF 15 V
2		Résistances 1/2 W 5 % : 1 x 47 Ω, 1 x 220 kΩ
1	R <sub>H</sub>	Résistance 1/2 W 5 % 560 Ω (voir texte)
1	R <sub>CTN</sub>	Résistance 1/2 ou 1/4 W 5 % (voir texte pour valeur)
1	CTN	Résistance de valeur supérieure à 100 Ω (voir texte)
1		Résistance bobinée 10 kΩ 4 W
1		Support 8 pattes
1		Radiateur pour le triac
1		Bornier pour CI, 4 plots, pas de 5 mm
1		Potentiomètre 47 kΩ linéaire, sans inter, montage sur CI

FIGURE 3. - Nomenclature des composants du thermostat.

2 kW, un modèle 12 A sera utilisé (un 10 A suffit aussi, mais c'est un peu juste et il vaut mieux prévoir une marge de sécurité).

Pour la résistance R<sub>H</sub>, vous pouvez expérimenter diverses valeurs, en ce qui nous concerne nous avons mis 560 Ω, ce qui donne une hystérésis de 2 ou 3 degrés, valeur tout à fait normale pour un thermostat.

La CTN peut avoir n'importe quelle valeur mais il faut éviter les modèles de résistance inférieure ou égale à 100 Ω car ils font alors consommer trop de courant sur la patte 8 du TDA. Un modèle 1 kΩ ou 10 kΩ convient par contre très bien.

La résistance R<sub>CTN</sub> est très facile à déterminer. Il suffit de prendre une valeur égale ou approchant celle de votre CTN à la température que vous voulez placer au centre de la plage de réglage du thermostat. Prenons un exemple pratique : soit une CTN de 10 kΩ à 25 °C (la valeur est en général donnée à cette température). Si vous voulez que 25° C corresponde à la position médiane du potentiomètre, vous prendrez R<sub>CTN</sub> = 10 kΩ. Si vous voulez en revanche que la position médiane du potentiomètre corresponde à 0 °C, vous trempez la CTN dans de la glace fondante et mesurerez sa résistance à l'hommètre, ce qui vous donnera la valeur de R<sub>CTN</sub>.

Le montage fait appel à un circuit imprimé simple face au tracé très simple visible figure 4. Il peut être réalisé par tout moyen à votre convenance, mais vous ne devez en aucun cas diminuer la largeur des pistes allant du bornier aux pattes du triac car un courant important peut y circuler.

L'implantation des composants est visible figure 5. Le circuit intégré sera monté sur support si vous n'avez pas l'habitude de souder ce genre de composant. La résistance de puissance sera montée à quelques millimètres au-dessus du circuit imprimé pour faciliter son refroidissement, elle dégage en effet un peu plus de 2 W. Un bornier à vis sera très utile pour les quatre points de raccordement au secteur et à la charge mais cela n'a rien d'impératif.

Le dessin du CI que nous avons prévu permet le montage d'un potentiomètre spécial pour circuit imprimé, dont nous utilisons le canon de fixation pour tenir tout le montage dans son boîtier. Le triac sera muni d'un radiateur en

rapport avec la charge à commander. Le modèle visible sur nos photos convient jusqu'à 2 ou 3 A, au-dessus il est prudent de prévoir plus gros.

La CTN pourra être montée directement sur le circuit imprimé ou être déportée à l'endroit où l'on souhaite capter la température.

## Avertissement

Ce montage étant relié directement au secteur, il y a risque d'électrocution si vous touchez un composant pendant qu'il est connecté. En conséquence, nous vous recommandons :

- d'installer ce montage dans un boîtier en plastique ou, si le boîtier est métallique, de soigner l'isolement du montage par rapport à celui-ci ;
- de ne pas permettre de contact direct avec la CTN qui pourra avantageusement être noyée dans une goutte de résine (colle Araldite par exemple). Cela n'aura pour effet que d'augmenter un peu son inertie thermique, ce qui n'est pas bien gênant ;
- d'utiliser un potentiomètre avec axe en plastique et de bien vérifier que son canon fileté est isolé de ses trois bornes. Si ce n'est pas le cas, il ne faut pas fixer le montage par le canon du potentiomètre.

Evitez, enfin et surtout, ce geste habituel de l'électronicien qui met son doigt sur les divers composants d'un montage pour voir si ça chauffe...

## Un interrupteur photosensible

Compte tenu des explications que nous venons de vous donner, il est évident que vous pouvez concevoir n'importe quel montage différent de notre thermostat avec le TDA 1024, simplement en changeant le capteur. L'interrupteur photosensible que nous vous proposons maintenant ne fait pas exception à cette règle sauf sur un point.

Ce montage a pour fonction d'allumer la lumière lorsque la luminosité ambiante tombe en dessous d'un certain seuil pré réglé par vos soins. Il utilise donc comme capteur une LDR, c'est-à-dire une résistance sensible à l'éclairement (LDR = Light Dependent Resistor).

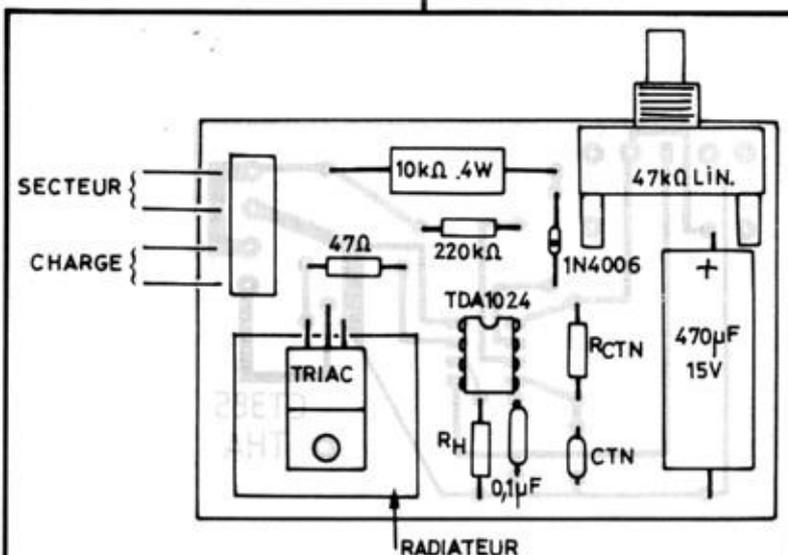


FIGURE 5. - Implantation des composants du thermostat.

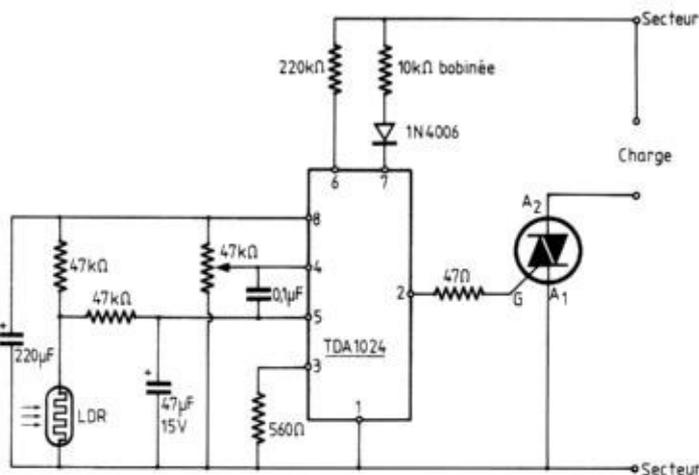
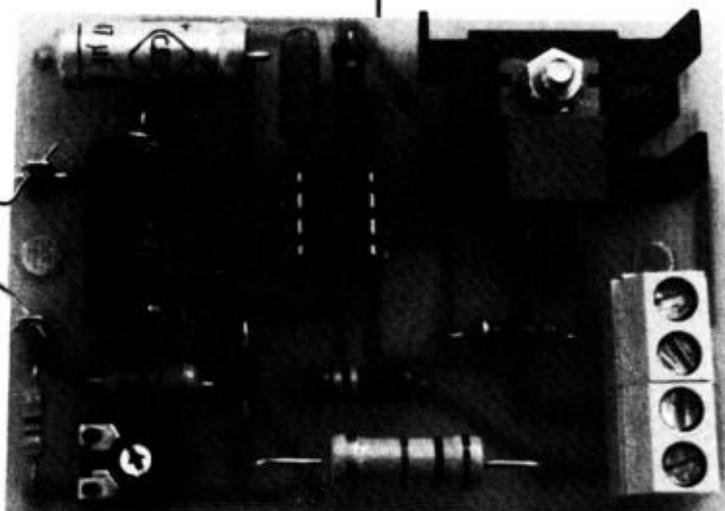


FIGURE 6. - Le TDA 1024 utilisé en interrupteur photosensible.



L'interrupteur photo sensible à TDA 1024.

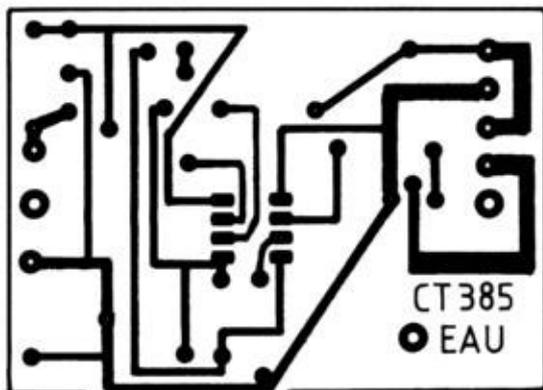


FIGURE 8. - Circuit imprimé de l'interrupteur, vu côté cuivre, échelle 1.

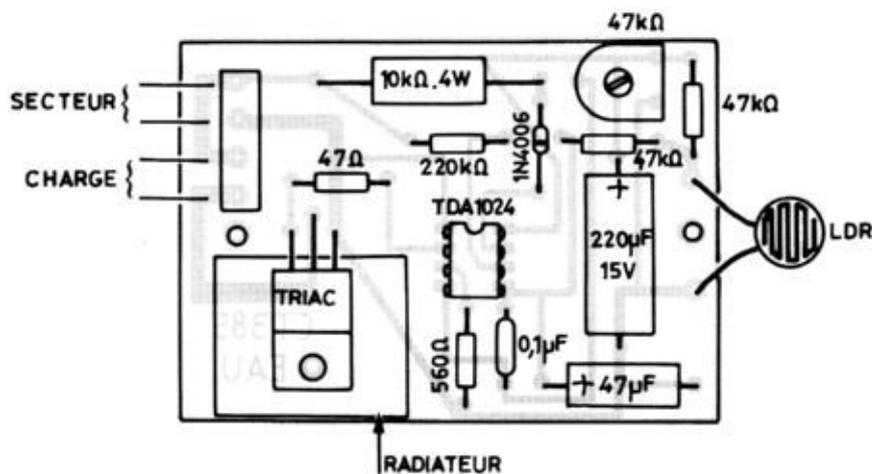


FIGURE 9. - Implantation des composants de l'interrupteur photosensible.

tor), et son schéma vous est proposé figure 6. La seule différence importante par rapport au thermostat est la présence en série dans la liaison avec la

patte 5 du CI, d'un réseau RC  $47\text{ k}\Omega - 47\text{ }\mu\text{F}$  qui permet de donner de l'inertie au montage puisqu'il s'oppose à toute variation rapide de tension sur cette

Nombre	Type
1	TDA 1024
1	1N4006 ou diode 600 V 1 A
1	Triac 400 V X A (X selon charge, voir texte)
1	Condensateur mylar 0,1 $\mu\text{F}$ 100 V
2	Condensateurs chimiques : 1 $\times$ 220 $\mu\text{F}$ 15 V, 1 $\times$ 47 $\mu\text{F}$ 15 V
5	Résistances 1/2 W 5 % : 1 $\times$ 47 $\Omega$ , 1 $\times$ 560 $\Omega$ , 2 $\times$ 47 k $\Omega$ , 1 $\times$ 220 k $\Omega$
1	Résistance bobinée 10 k $\Omega$ 4 W
1	LDR type LDR03, LDR05 ou LDR07
1	Potentiomètre ajustable pour CI de 47 k $\Omega$ , modèle couché
1	Support 8 pattes
1	Radiateur pour le triac
1	Bornier pour CI, 4 plots, pas de 5 mm

FIGURE 7. - Nomenclature des composants de l'interrupteur photosensible.

patte 5. La raison de sa présence se justifie par le fait qu'il ne faut pas que le montage réagisse à une variation brève de luminosité due, par exemple, à un obstacle passant devant la LDR. Il vous est d'ailleurs possible de jouer sur les valeurs de ces éléments dans un sens ou dans l'autre pour accroître ou diminuer cette inertie « artificielle ».

Pour les plus observateurs d'entre vous, précisons que le chimique qui fait un 470  $\mu\text{F}$  sur le thermostat n'est ici que de 220  $\mu\text{F}$  pour une simple raison de place sur le circuit imprimé...

## Réalisation

La nomenclature des composants vous est proposée figure 7. Concernant le triac, les mêmes remarques que celles faites pour le thermostat restent valables. Il en est de même pour la réalisation qui peut être menée à bien en utilisant le circuit imprimé de la figure 8 et le plan d'implantation de la figure 9.

Ici aussi, le fonctionnement est immédiat à la mise sous tension ; il suffit seulement d'ajuster le potentiomètre compte tenu des caractéristiques de la LDR utilisée et des conditions d'éclairage ambiant.

A ce propos, rappelons qu'un montage de ce type ne vaut que ce que vaut l'installation de son capteur et, si vous souhaitez des déclenchements fiables, il sera souhaitable d'étudier soigneusement l'implantation de la LDR afin qu'elle ne puisse pas être obscurcie ou éclairée par autre chose que par la lumière ambiante...

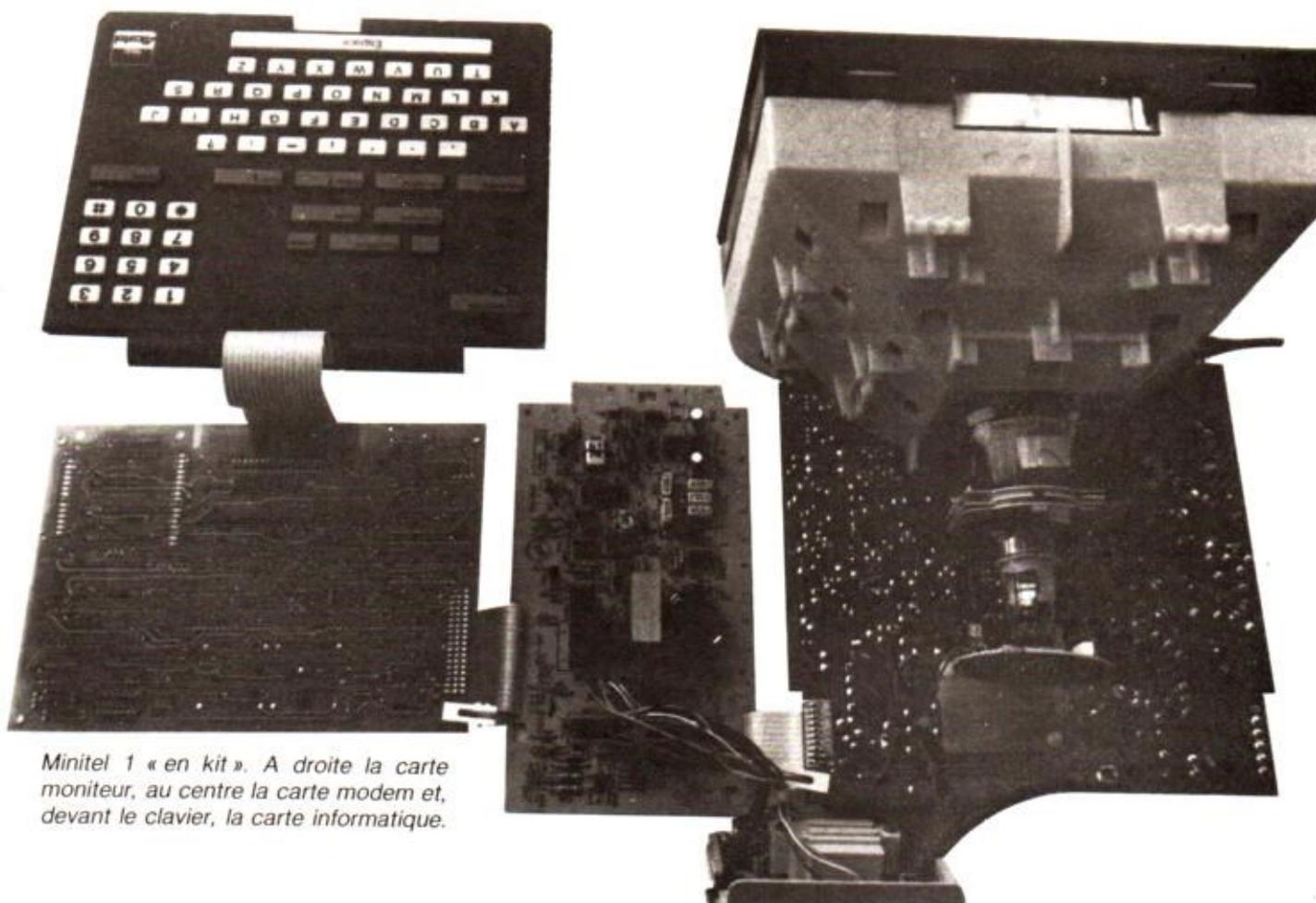
L'avertissement relatif aux précautions à prendre reste bien évidemment valable pour ce montage, mais nous préférons vous le rappeler afin d'avoir la conscience tranquille...

## Conclusion

Compte tenu de son faible prix et de sa facilité de mise en œuvre, le TDA 1024 peut raisonnablement remplacer les thermostats et autres dispositifs électromécaniques avec une fiabilité et une souplesse d'emploi bien supérieures. Ces deux petites réalisations en sont un exemple frappant.

C. TAVERNIER

# LA PAGE DU MINITEL



Minitel 1 « en kit ». A droite la carte moniteur, au centre la carte modem et, devant le clavier, la carte informatique.

**Après avoir vu dans notre précédent numéro comment interfacer un Minitel sur une liaison série RS 232, nous vous proposons aujourd'hui d'étudier les diverses**

**possibilités d'emploi de Minitel en tant que terminal informatique avec la description des multiples codes de commande reconnus par ces appareils.**

## L'état initial de Minitel

A la mise sous tension, un certain nombre de connexions sont préétablies entre les divers sous-ensembles qui composent Minitel. Ces connexions peuvent se résumer de la façon suivante : clavier vers modem, modem vers écran, bouclage au niveau du modem – ce qui revient donc en fait à

avoir clavier vers écran –, clavier vers prise péri-informatique, prise péri-informatique vers écran.

Dans ces conditions, les caractères que vous frappez au clavier apparaissent sur l'écran et sont envoyés vers la prise péri-informatique. Pour parler correctement, vous fonctionnez en « half duplex », ce qui signifie que si votre ordinateur ou la carte à laquelle est connecté Minitel est prévu(e) pour fonctionner en « full duplex », ce qui est gé-

néralement le cas, tous les caractères que vous frapperez seront visualisés en double sur l'écran.

D'autre part, et comme indiqué le mois dernier, la vitesse des échanges sur la prise péri-informatique est fixée à 1 200 bauds.

Un certain nombre de codes de contrôle permettent de changer certaines fonctions de Minitel, codes que nous nous proposons de vous présenter maintenant.

## Comment changer de vitesse

Tout d'abord, rappelons à ceux d'entre vous qui ne le savent pas encore que la touche de fonction « sans nom » est la touche « shift » des claviers informatiques classiques. Actionnée en même temps qu'une autre touche, elle permet d'obtenir le caractère inscrit au dessus de celle-ci. Rappelons aussi que Minitel dispose des lettres minuscules,

il suffit pour cela d'actionner SHIFT en frappant une touche lettre.

Pour ceux d'entre vous qui ont des Minitel de première génération sur lesquels les caractères obtenus avec la touche SHIFT n'étaient pas inscrits (ce qui, soit dit en passant, était très astucieux !), la figure 1 précise ce que peut vous donner la touche SHIFT. Cela étant vu, revenons-en à nos caractères de contrôle avec tout d'abord le plus important : le moyen de changer la vitesse de travail de la prise péri-informatique.

Pour changer cette vitesse, il suffit d'actionner la touche SHIFT et la touche CORRECTION (simultanément bien sûr), et de frapper ensuite deux chiffres correspondants, pour le premier, à la vitesse des échanges dans le sens Minitel vers prise, et pour le second, au sens inverse, c'est-à-dire prise vers Minitel. Ces chiffres servent à coder les diverses vitesses de la façon suivante :

- 1 pour 75 bauds,
- 2 pour 300 bauds,
- 4 pour 1 200 bauds.

TOUCHES UTILISEES	DESIGNATION	
[ ] + Connexion fin	Séquence envoyée vers la prise péri informatique exclusivement	
[ ] + Répétition	T2	séquence permettant la procédure de correction d'erreur
[ ] + CORRECTION	T1	vitesse d'échange avec un périphérique (2 ch.)
[ ] + Sommaire	^	accent circonflexe
[ ] + Guide	..	tréma
[ ] + Annulation	\	- barre de fraction inversée
[ ] + Retour	/	accent aigu
[ ] + Suite	\	accent grave
[ ] + ,	<	- inférieur
[ ] + .	>	- supérieur
[ ] + ' (apostrophe)	@	- a commercial
[ ] + ;	+	- plus
[ ] + -	=	- égal
[ ] + : ou *	*	- astérisque
[ ] + ?	/	- barre de fraction

TOUCHES UTILISEES	DESIGNATION	
[ ] + [A] à [Z]	a-z	- minuscules
[ ] + 1	!	- point d'exclamation
[ ] + 2		- guillemets
[ ] + 3 ou #	#	- diéze
[ ] + 4	⌘	- signe monétaire
[ ] + 5	%	- pour cent
[ ] + 6	&	- et
[ ] + 7 ou ' (apostrophe)	'	- apostrophe
[ ] + 8	(	- parenthèse ouverte
[ ] + 9	)	- parenthèse fermée
[ ] + *	[	- crochet ouvert
[ ] + 0	↑	- flèche verticale
[ ] + #	]	- crochet fermé
[ ] + envoi	RC	- retour chariot

FIGURE 1. - Les caractères que l'on peut obtenir grâce à la touche SHIFT.

## Changement des aiguillages internes

Minitel est divisé en un certain nombre de modules fonctionnels, chacun d'entre eux recevant un code selon le tableau de la figure 2. En utilisant ces codes et une séquence de commande particulière, il est possible de modifier les aiguillages internes prédéfinis à la mise sous tension. Ces commandes ont pour format :

– 1B 3A code commande code récepteur code émetteur.

Les codes de commande sont 60, pour que le module émetteur n'émette plus vers le récepteur spécifié, et 61, pour que le module émetteur émette vers le récepteur spécifié (ces deux codes sont exprimés ici en hexadécimal).

Ainsi, pour couper la liaison clavier vers modem et faire ainsi fonctionner Minitel en terminal full duplex, il faut lui envoyer par la prise péri-informatique la séquence de codes hexadécimaux suivante :

– 1B 3B 51 5A.

Pour éviter des conflits dans ces changements d'aiguillages, il est possible de demander à tout instant à Minitel les états des divers modules. Pour cela, il faut lui envoyer la séquence 1B 3A 62 suivie du code récepteur ou émetteur du module concerné. Minitel répond alors par la séquence : 1B 3B 63 code émetteur ou récepteur du module suivi d'un octet d'état ; le contenu de cet octet est précisé figure 3 et permet donc de savoir quelles sont les liaisons internes établies.

FIGURE 2.

MODULE FONCTIONNEL	CODE EMETTEUR	CODE RECEPTEUR
Visualisation (écran)	50	58
Clavier	51	59
Modem	52	5A
Prise péri-informatique	53	5B

Les codes d'identification des divers modules fonctionnels des Minitels.

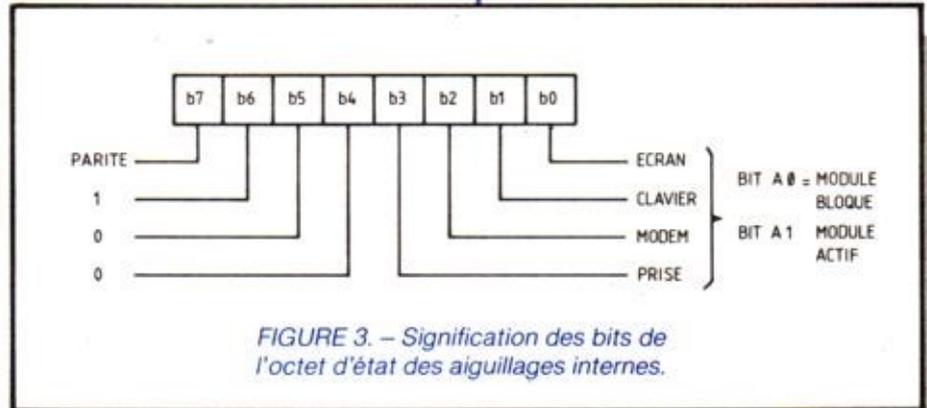


FIGURE 3. – Signification des bits de l'octet d'état des aiguillages internes.

## Connexions et déconnexions sur commande

Ainsi que nous l'avons expliqué le mois dernier, il est possible d'utiliser le modem d'un Minitel à partir d'un micro-ordinateur. Pour ce faire, il est inutile d'actionner la touche CONNEXION/FIN, car cette action peut être commandée par un code de contrôle. Il suffit, en effet, d'envoyer à Minitel, par la prise péri-informatique, la séquence 1B 39 68 pour provoquer une demande de connexion (ce qui équivaut à un appui sur CONNEXION/FIN), tandis que la séquence 1B 39 67 provoque la déconnexion.

## Commandes de modes de fonctionnement de Minitel

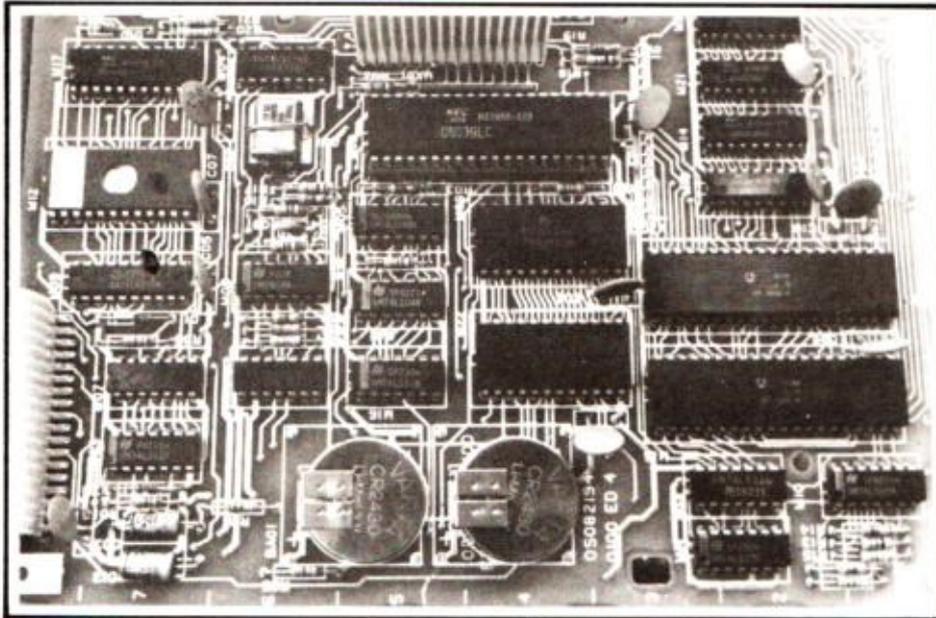
Outre les fonctions un peu particulières que nous venons d'évoquer, il est possible de changer certains modes de fonctionnement des terminaux Minitel, toujours au moyen de codes envoyés sur la prise péri-informatique. La procé-

sure à utiliser est la suivante : il faut envoyer la séquence 1B 3A 69 XX pour mettre en marche un mode, ou 1B 3A 6A XX pour arrêter un mode. Dans ces expressions, XX représente une des données suivantes :

- 42 pour le passage en 80 colonnes (non disponible sur les Minitels actuels) ;
- 43 pour le passage de l'écran en mode rouleau ;
- 44 pour la procédure de correction d'erreur (ne concerne en principe que les serveurs) ;
- 46 pour la mise en marche de la loupe dans la partie haute de l'écran ;
- 47 pour la mise en marche de la loupe dans la partie basse de l'écran.

## Le retournement du modem

Ainsi que nous l'avons expliqué le mois dernier, certains Minitels disposent d'un modem retournable, c'est-à-dire d'un modem capable d'émettre à 1 200 bauds et de recevoir à 75 bauds. Le retournement du modem peut être ordonné par le serveur auquel Minitel est connecté, mais il peut aussi être demandé à partir de la prise péri-informatique grâce à des codes particuliers. La séquence 1B 39 6C ordonne au modem d'émettre à 1 200 bauds et de recevoir à 75 bauds, tandis que la séquence 1B 39 6D provoque le retournement inverse, c'est-à-dire le retour à la situation normale. Rappelons que tous les Minitels ne sont pas dans ce cas et qu'un Minitel à modem retournable est, en principe, identifié grâce à la lettre R suivant sa référence sur sa plaque signalétique.

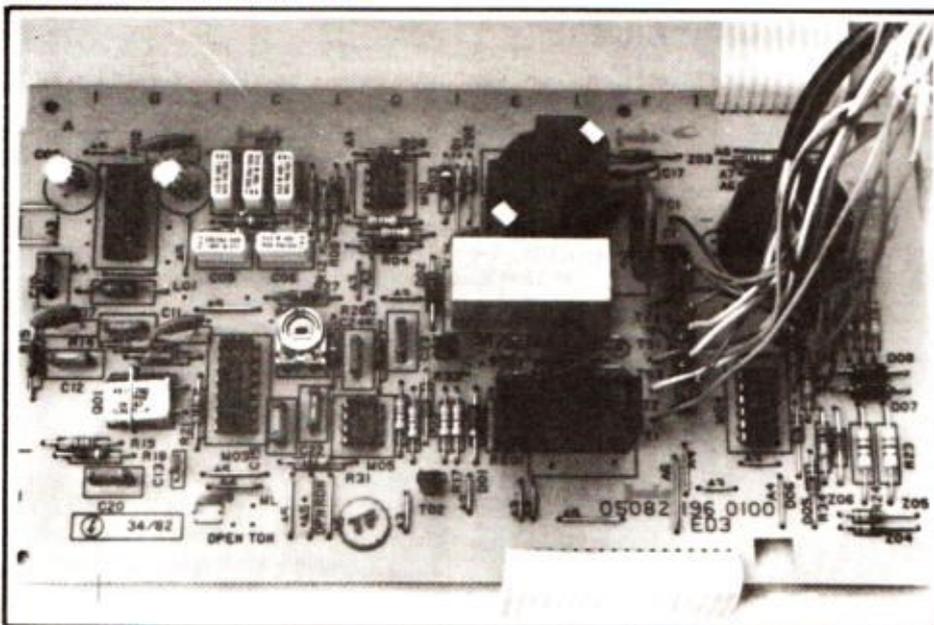


La carte informatique de Minitel 1. ▲

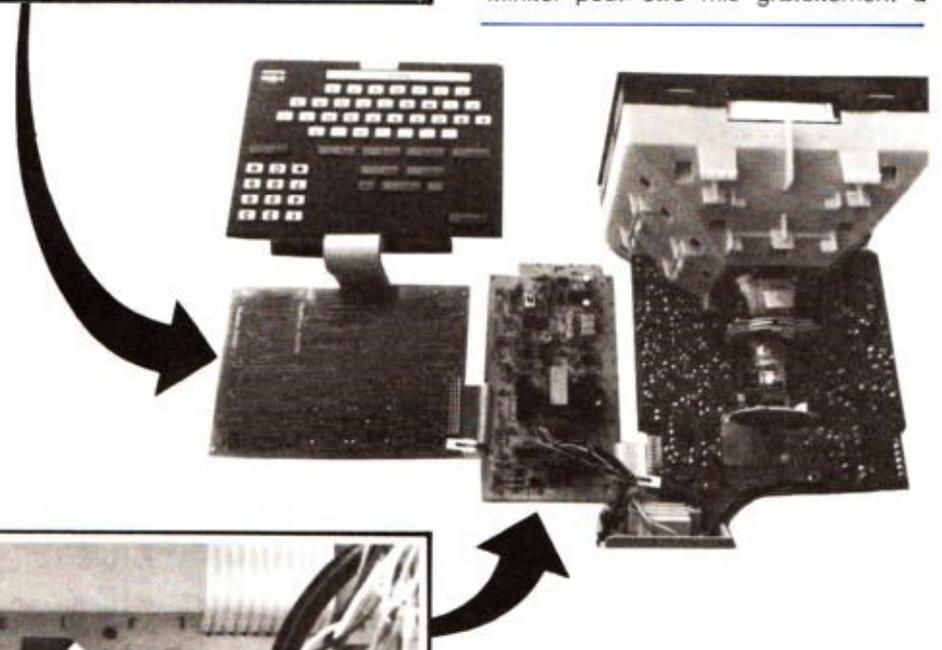
### Conclusion

Nous en resterons là avec la présentation de ces codes de commandes qui vous permettent de tirer le maximum de votre Minitel, tant en utilisation comme terminal de micro-ordinateur que comme « Minitel intelligent », piloté

La carte modem de Minitel 1. ▼



Les possibilités offertes sont intéressantes, ce qui fait regretter d'autant plus amèrement certaines lacunes du clavier telles que le fait de devoir actionner SHIFT et ENVOI pour obtenir le retour chariot, si fréquent en informatique, ou encore le fait de ne pouvoir déverrouiller le mode majuscule. Malgré cela, si vous êtes dans une zone d'annuaire électronique où, rappelons-le, Minitel peut être mis gratuitement à



votre disposition en échange de l'annuaire papier, son rapport qualité prix est infini puisque son prix est nul ; vous auriez donc bien tort de faire la fine bouche. Ceci est d'autant plus vrai que nous verrons, le mois prochain, d'autres possibilités très intéressantes.

C. BUGEAT

# Notre courtier technique

## 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

par R.A. RAFFIN

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-03.02 : M. Claude PASCALET, 14 BAYEUX :

- 1° nous entretient de groupements de haut-parleurs et de puissance BF ;
- 2° désire connaître les caractéristiques de divers transistors japonais ;
- 3° nous demande conseil concernant le montage des transistors de puissance.

1° Nous sommes désolés, mais nous sommes très embarrassés pour vous répondre valablement car votre question est posée d'une façon vraiment peu claire.

Si vous disposez d'une puissance de 1 W (la fréquence n'a rien à voir dans l'affaire) avec un haut-parleur de 2 W, le haut-parleur ne peut reproduire que la puissance de 1 W qui lui est fournie. Si vous utilisez deux haut-parleurs de 1 W, la puissance sonore diffusée ne sera toujours que de 1 W, c'est-à-dire correspondant à la puissance BF disponible. Pour obtenir 2 W de puissance sonore avec deux haut-parleurs de 1 W, il faut essentiellement que l'amplificateur BF fournisse cette puissance de 2 W.

En outre, dans le cas de plusieurs haut-parleurs utilisés ensemble, il faut bien veiller à ce que leurs connexions soient faites en phase.

2° Caractéristiques maximales des composants suivants :

2SA 473 : silicium PNP ; Pc = 10 W ; Ic = 8 A ; Vcb = 30 V ; Veb = 5 V ; Vce = 25 V ; h fe = 40 à 400 pour Ic = 500 mA et Vcb = 1 V ; Ft = 200 MHz.

A 233 : germanium PNP ; Pc = 60 mW ; Ft = 220 MHz ; Vcb = 25 V ; Vce = 18 V ; Veb = 0,3 V ; Ic = 10 mA ; h fe = 50 pour le = 1 mA et Vcb = 12 V.

A 733 : silicium PNP ; Pc = 250 mW ; Ft = 180 MHz ; Vcb = 50 V ; Vce = 40 V ; Veb = 5 V ; Ic = 100 mA ; h fe = 205 pour le = 1 mA et Vcb = 6 V.

A 719 : silicium PNP ; Pc = 400 mW ; Ft = 200 MHz ; Vcb = 30 V ; Vce = 25 V ; Veb = 5 V ; Ic = 500 mA ; h fe = 90 pour le = 500 mA et Vcb = 10 V.

C 790 : silicium NPN ; Pc = 25 W ; Ic = 3 A ; Vcb = 50 V ; Veb = 5 V ; Vce = 40 V ; h fe = 40 à 240 pour Ic = 500 mA et Vcb = 2 V ; Ft = 5 MHz.

C 317 : silicium NPN ; Pc = 625 mW ; Ft = 95 MHz ; Vcb = 160 V ; Vce = 160 V ; Veb = 5 V ; Ic = 100 mA ; h fe = 10 pour le = 5 mA et Vcb = 10 V.

C 828 : silicium NPN ; Pc = 250 mW ; Vcb = 45 V ; Vce = 45 V ; Veb = 5 V ; Ic = 50 mA ; h fe = 65 pour le = 2 mA et Vcb = 5 V.

3° Certains transistors n'ont pas à être isolés électriquement du châssis ou du refroidisseur ; il n'y a donc pas besoin d'intercaler une plaque de mica. Par contre, pour les transistors qui doivent être isolés électriquement de la masse, la feuille de mica est indispensable ; quant à la vis de fixation, elle doit bien évidemment être isolée aussi par deux rondelles et un « coussinet » (tube) également isolants.

RR - 03.03 : M. Maurice ROMAGNY, 39 DOLE :

- 1° sollicite divers renseignements au sujet du montage vérificateur de quartz publié dans notre n° 1701, page 11 ;
- 2° a des ennuis avec l'amplificateur pour casque décrit dans le n° 1644, page 252.

1° Dans le montage de la figure RR-11.11, page 114, n° 1701, le composant Ch/R 100 est une bobine d'arrêt HF du type R 100. Cette bobine bloque sur une bande de fréquences très large de l'ordre de 100 kHz à 30 MHz ; son coefficient de self-induction est de 2,5 mH et elle se présente sous la forme de 4 enroulements en nids d'abeilles connectés en série sur un bâtonnet de stéatite. L'amateur ne peut pas confectionner lui-même une telle bobine d'arrêt, mais c'est un modèle très couramment vendu dans le commerce (type R 100 ou correspondant).

La sortie du montage peut se relier à un oscilloscope, certes, mais il est préférable d'utiliser un fréquencemètre qui indique en outre la fréquence de résonance du quartz en essai (oscillation sur fondamentale ou sur overtone).

2° L'amplificateur pour casque décrit dans le n° 1644, page 252, n'est pas en cause dans votre problème ; en fait, cet amplificateur délivre une puissance très amplement suffisante pour alimenter un casque.

**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 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° Champs Elysées  
 Tél. 225.74.65 • 359.55.65

**RR - 03.09 : M. Dominique FERRISSE, 13 MARTIGUES, nous entretient du calcul des éléments composant un filtre de voies pour haut-parleurs.**

Vous êtes tout à fait dans l'erreur lorsque vous liez la pente d'un filtre ( $x$  dB/octave) avec la puissance mise en jeu ; cela n'a absolument rien à voir, et l'on calcule un filtre de voies pour un amplificateur de 150 W de la même façon que pour un amplificateur de 10 W ! Ce sont les fréquences de coupure déterminées par les haut-parleurs utilisés qui déterminent à leur tour les caractéristiques des composants (bobines, condensateurs) du filtre de voies. Seul, le fil constituant les bobines voit son diamètre modifié en fonction de la puissance ; par exemple, pour une centaine de watts et pour une impédance de  $8 \Omega$ , il faut utiliser du fil de l'ordre de 12/10 de mm de diamètre (on admet généralement 3,5 A par  $mm^2$  de section).

Concernant l'élaboration de divers filtres de voies, vous pourriez valablement vous reporter au n° 16 d'Electronique Applications (p. 95), ainsi qu'à notre n° 1637 (p. 148).

Quant à la confection des bobinages, c'est pratiquement là le plus gros problème, car il n'existe aucune formule permettant de déterminer avec précision le nombre de tours à exécuter pour l'obtention d'un coefficient de self-induction donné. Dans tous les cas, il ne peut s'agir que de formules approchées permettant de dégrossir ce nombre de tours ; ensuite, il faut passer aux mesures des fréquences de coupure et agir en conséquence sur les nombres de tours. Pour une telle prédétermination des bobinages sur air pour filtres de voies, vous pourriez valablement vous reporter à l'article publié dans notre n° 1433 (p. 228 à 232) ou bien au n° 413 de Radio-Plans (p. 47).

Enfin, pour les condensateurs, ce sont les types à diélectriques mylar, ou polyester, ou polypropylène, qu'il est préférable d'utiliser.

**RR - 03.10 : M. Laurent THOLLET, 42 SAINT-ETIENNE, nous entretient :**

**1° de l'enregistrement de conversations téléphoniques ;  
2° d'une modification qu'il se propose d'apporter à un émetteur 27 MHz dans le but d'en augmenter la puissance HF.**

1° Nous n'avons pas très bien saisi ce que vous souhaitez faire ; de plus, si vous avez deux postes, dans tous les cas, cela se complique... car il vous faut deux appareils, un sur chaque poste (puisque'il est interdit de se connecter directement sur la ligne, avec obligation de procéder par induction... donc sur chaque poste).

Désirez-vous enregistrer uniquement les conversations ? Dans ce cas, vous pouvez utiliser votre magnétophone en le faisant précéder d'un VOX d'enclenchement et de déclenchement ; si vous voulez équiper vos deux postes, il vous faut alors deux appareillages de ce genre !

Si vous voulez avoir un répondeur (répondeur-enregistreur), votre magnétophone ne convient pas. Il faut, soit construire un véritable répondeur-enregistreur, soit en acheter ou en louer un (PTT) ; si vous désirez le construire, vous pouvez consulter les revues suivantes :

Electronique Pratique n° 62, p. 135.

Radio-Plans n° 404, p. 57.

Electronique Applications n° 7, p. 21.

Haut-Parleur n° 1416 (p. 142) et n° 1577 (p. 182).

2° Il semblerait que la notion « augmentation de puissance » soit assez confuse dans votre esprit ; aussi, tenons-nous à vous apporter les précisions suivantes :

Dans un montage quelconque à transistors, ce n'est pas en installant un transistor plus puissant sur tel ou tel étage que cet étage délivrera une puissance supérieure. Pour obtenir une plus grande puissance, il faut en même temps que ce nouveau transistor soit attaqué (ou drivé) plus puissamment également... ce qui implique donc l'emploi d'un étage driver supplémentaire ! Si la puissance d'attaque est inchangée, la puissance délivrée par le nouveau transistor (bien que d'une puissance possible supérieure) ne changera pas non plus.

**RR - 03.11 : M. Pascal MEUNIER, 71 MACON :**

**1° nous entretient d'un montage de minuterie cyclique ;  
2° nous demande conseil en vue de l'installation d'une antenne FM.**

1° Le montage dont vous nous entretenez est bien extrait du n° 1517 de notre revue.

Toutefois, dans votre cas, pour la minuterie cyclique décrite, nous vous conseillons vivement de conserver le relais pour la commande du moteur :

a) d'abord, parce qu'un moteur est une charge inductive et qu'il faut alors compter avec les extra-courants de rupture ;

b) ensuite, parce que le moteur (bien que de 1,6 A) doit consommer au démarrage (durant une fraction de seconde), une intensité de crête 5 à 6 fois supérieure.

Dans de tels cas, le transistor de puissance de commande ne ferait pas longue vie !

2° Il est certain qu'une antenne extérieure FM, directive du fait de l'emploi de plusieurs éléments, apporte une bien meilleure qualité de réception qu'un simple bout de fil intérieur (antenne de fortune).

Dans une antenne FM, comme dans toute antenne directive (antenne TV, par exemple), plus le nombre d'éléments est important, plus la directivité est accusée (rapport AV/AR élevé) ; simultanément, le gain est, lui aussi, de plus en plus important (le nombre de dB étant un rapport de puissance avec celle d'une antenne isotropique constituée par un seul dipôle).

D'autre part, il importe de savoir si les stations FM que vous désirez recevoir sont toutes dans la même direction. Dans l'affirmative, vous pouvez utiliser une antenne extérieure directionnelle précisément calée dans la direction des émetteurs. Par contre, si les émetteurs se situent dans tous les azimuts, il faut que l'antenne directive soit orientable (montée sur un rotor), ou bien il faut employer une antenne extérieure omnidirectionnelle (mais ce type d'antenne ne présente jamais un gain aussi grand qu'une antenne directive).

Quant aux amplificateurs d'antenne, ils sont intéressants lorsqu'ils sont montés au ras de l'antenne (en haut du mât) et alimentés par l'intermédiaire du câble coaxial de descente. Un amplificateur utilisé dans l'appartement, juste à l'entrée de l'appareil (tuner FM ou téléviseur) ne présente pratiquement aucun intérêt car il amplifie à égalité signal utile et souffle.

**RR - 03.12 : M. Philippe SALTEL, 26 MONTELMAR :**

**1° se plaint de brouillages bizarres (audition superposée de stations radio) sur sa chaîne Hi-Fi ;  
2° nous demande des précisions complémentaires au sujet du montage de décodeur de tonalité à PLL du n° 1701, page 171 ;  
3° même demande concernant l'amplificateur 2 x 30 W décrit dans les numéros 1699 et 1700.**

1° Il est bien évidemment très difficile de pouvoir juger et diagnostiquer à distance, faute de pouvoir « entendre » réellement, de procéder à des mesures, etc. Néanmoins, il est fort possible que les entrées de vos divers appareils soient victimes de perturbations d'origine radioélectrique.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre n° 1645, p. 234 (réponse RR-03.06), où il est exposé tout ce que l'on peut tenter de faire en face de tels brouillages.

2° Dans le montage de décodeur de tonalité à PLL, c'est la figure 3 (n° 1701, page 171) qui est correcte ; sur la figure 1 de la page 71, il faut inverser les notations suivantes :  $C_4$  devient  $C_3$  ;  $C_3$  devient  $C_1$  ;  $C_1$  devient  $C_4$ .

Pour la formule (4), il faut lire :  $C_3 (\mu F) > \frac{260}{f_0}$

3° Concernant l'amplificateur 2 x 30 W/8  $\Omega$  décrit dans nos numéros 1699 et 1700, il y a eu malheureusement de très nombreuses erreurs dans cette publication. Nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux pages 70 et 71 de notre n° 1702 pour les diverses rectifications.

**RR - 03.13 : M. SADOUDI RADOUANE, à LAKHOLARIA-BOUIRA (Algérie), nous demande de la documentation concernant les cellules solaires.**

Outre l'article publié dans notre numéro 1654, page 180, et dont vous nous entretenez, nous pouvons également vous citer ceux publiés dans les numéros suivants de la revue Radio-Plans : 368 (pp. 61), 378 (p. 60), 380 (pp. 70 et 82), 381 (p. 28), 382 (p. 85). Si vous ne possédez pas ces numéros, veuillez les demander en écrivant aux Publications radio-électriques et scientifiques, service ventes, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19. Si certains numéros sont épuisés, on pourra vous proposer des photocopies des pages concernées. Dans les deux cas, ce service vous fera connaître le montant de la somme à lui adresser, compte tenu des numéros demandés ou du nombre de pages à photocopier.

**RR - 04.01 : M. Maurice BRIAUD, 46 CAHORS, nous fait part d'une observation concernant l'antenne-carreau décrite dans l'ouvrage « L'Emission et la réception d'amateur ».**

Votre remarque nous a déjà été formulée, tant par lettre que « sur l'air », par certains de nos correspondants. L'antenne décrite, nous le précisons bien une fois de plus, est l'antenne-carreau Chireix-Mesny ; c'est de cet aérien (que l'on a modifié) que nous est revenue des U.S.A. l'antenne baptisée « Cubical Quad ». Cela est d'ailleurs clairement indiqué à la fin de la description. En fait, dans l'antenne Cubical Quad, l'angle au sommet est toujours fermé, et chaque côté du carré radiateur a une longueur égale à  $0,25 \lambda$ ... ce qui réduit notablement l'encombrement de l'aérien. Le cadre réflecteur a aussi son angle supérieur fermé, ainsi que son angle inférieur, et ses dimensions sont 5 % plus grandes que celles du radiateur. L'espacement entre réflecteur et radiateur est de  $0,12 \lambda$  pour l'obtention d'une impédance de  $75 \Omega$  aux points de raccordement du feeder ; ou de  $0,087 \lambda$  pour une impédance de  $52 \Omega$ .

**RR - 04.03 : M. Jean-Marc BARGE, 35 FOUGERES :**  
**1° nous demande conseil pour l'installation de divers haut-parleurs dans les différentes pièces de sa maison ;**  
**2° désire prendre connaissance de montages de télécommande à infrarouge.**

1° Nous devons tout d'abord vous rappeler qu'en aucun cas nous ne donnons des conseils d'ordre commercial, ayant eu beaucoup trop d'ennuis avec ce genre d'exercice ! C'est à vous qu'il appartient de choisir une marque, et le cas échéant d'en demander une démonstration à domicile... même en installation volante et provisoire. Il est certain que ce que vous envisagez de faire du point de vue haut-parleurs va nécessiter une commutation relativement complexe aux sorties de l'amplificateur. N'oubliez pas en effet que, quel que soit le nombre de haut-parleurs utilisés, l'impédance de leur groupement doit toujours être constante et égale à l'impédance de sortie requise par l'amplificateur. En principe, tous les amplificateurs possèdent une commutation « en stéréo/mono » ; mais c'est ou l'un ou l'autre. Nous voulons dire par là que si les haut-parleurs d'un local fonctionnent en stéréo, il n'est pas question de faire fonctionner simultanément d'autres haut-parleurs dans un autre local ou dans d'autres locaux en monophonie. Une puissance efficace de 60 W par canal est plus que suffisante ! Pour votre gouverne, sachez qu'un amplificateur de  $2 \times 20$  W eff. délivrant toute sa puissance dans une pièce de 70 à 80 m<sup>3</sup> est difficilement soutenable. 2° Un montage de télécommande à infrarouge à 8 canaux a été décrit dans Electronique Pratique N° 21, pages 132 et suivantes. Nous vous signalons également une télécommande à infrarouge précisément destinée à une chaîne Hi-Fi décrite dans les numéros 1689 (p. 98 et suivantes) et 1690 (p. 133 et suivantes) de notre revue.

**RR - 04.04-F : M. Michel VERNIN, 22 ST-BRIEUC, nous demande les caractéristiques et le brochage du circuit intégré NE 540.**

Voici les renseignements demandés :  
 NE 540 : Driver de puissance BF pour une paire de transistors complémentaires ;  $V_{cc} = \pm 22$  V ;  $I_{repos} = 13$  mA ; offset entrée =  $0,5$  mV/ $0,3$   $\mu$ A ; impédance d'entrée =  $20$  k $\Omega$  ; gain en courant = 90 dB ; réponse max = 100 kHz.  
 Brochage : voir figure RR-04.04.

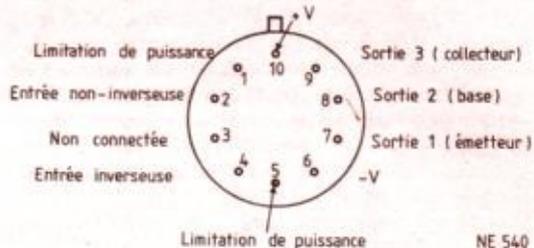


Fig. RR - 04.04

**RR - 04.05 : M. Denis GAUMONT, 01 OYONNAX, nous entretient du récepteur à couverture générale type FRG 7000.**

1° Sur le récepteur FRG 7000, la sensibilité du S-mètre peut être réglée par la résistance ajustable de  $470 \Omega$  située dans l'émetteur du Q 407 (2SC 372) ; c'est le seul réglage possible sur cet appareil. Bien sûr, il est possible que ce transistor et la diode D 401 soient en cause ; nous ne pouvons pas le deviner à distance... l'essai est à tenter. Mais cela nous étonnerait.  
 2° La sélectivité de cet appareil est de  $\pm 1,5$  kHz à 6 dB en SSB et CW, et de  $\pm 3$  kHz à 6 dB en AM... ce qui est tout à fait correct. Certes, en CW uniquement, on pourrait aller jusqu'à une bande beaucoup plus étroite que  $\pm 1,5$  kHz ; mais nous ignorons si le constructeur a prévu d'autres filtres à bande passante plus réduite. Il faudrait consulter votre fournisseur. Etes-vous certain qu'il s'agit d'un manque de sélectivité ? C'est peut-être de la transmodulation d'entrée due à l'utilisation d'une antenne trop longue ?

**RR - 04.06 : M. Albert CONSTANT, 75014 PARIS :**  
**1° nous demande un schéma de compte-tours ;**  
**2° nous entretient de la recharge rapide des accus cadmium-nickel.**

1° Votre demande de renseignements n'est pas très claire. Nous pensons avoir compris qu'il s'agit d'un compte-tours pour automobile, et plus précisément d'un compte-tours pour le moteur de ce véhicule. Dans ce cas, nous pensons que vous pourriez vous reporter à nos publications suivantes : Haut-Parleur, numéros 1557 (p. 153), 1629 (p. 190) et 1648 bis (p. 57). Electronique Pratique, numéros 51 (p. 82) et 71 (p. 66). Radio-Plans, numéro 420 (p. 53). 2° Nous avons en effet souvent entendu parler de « charge rapide » pour les batteries cadmium-nickel... Ensuite, on n'en parle plus parce qu'il y a eu « mort rapide » ! Nous vous rappelons que, pour la longue vie d'une batterie au cadmium-nickel, il faut la charger pendant 10 à 12 heures sous une intensité égale au dixième de sa capacité. Exemple : une batterie de 1 Ah doit être rechargée pendant 10 à 12 heures sous une intensité maximale de 100 mA. Bien entendu, chacun fait ce qu'il veut, mais que l'on ne vienne pas nous écrire par la suite qu'une batterie cadmium-nickel ne dure que deux à trois mois.

**RR - 04.07-F : M. Maurice COLLET, 51 EPERNAY, désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube cathodique DB 10-78.**

Voici les caractéristiques du tube cathodique DB 10-78 :  
 Chauffage = 6,3 V 0,3 A ; Vg6 (post-accélération) = 4 000 V ; Vg2 = Vg4 = 1 000 à 2 000 V ; Vg3 (concentration) = 200 à 400 V ; Vg5 = 1 000 à 2 000 V ; Vg1 = - 22,5 à - 75 V pour extinction (luminescence) ; sensibilité = 0,6 à 1 mm/V.  
 Brochage : voir figure RR - 04.06.

Nous ne disposons d'aucun schéma d'oscilloscope utilisant ce tube cathodique. Mieux même, nous ne vous encourageons guère à l'utiliser dans un tel montage, car il nécessite une tension de post-accélération très élevée ; ensuite, parce qu'il s'agit d'un tube très ancien (il n'est donc pas certain qu'il soit encore bon) ; enfin parce qu'en cas de défectuosité vous aurez certainement beaucoup de difficulté à en trouver un en parfait état.

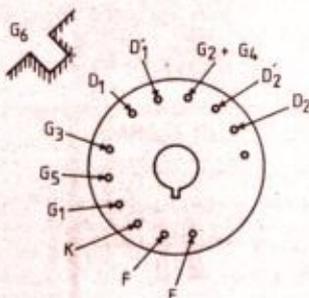


Fig. RR - 04.07

**RR - 04.08 : M. Gabriel LAVANDIER, 10 TROYES :**  
 1° Quelles sont les caractéristiques du transistor BU326 A (et ses différences par rapport au BU 326) ?  
 2° Qu'appelle-t-on composant « discret » et circuit « composite » ?

1° Caractéristiques maximales du transistor BU 326 A :  
 Silicium NPN ; Pc = 60 W ; Ic = 8 A ; Ib = 2 A ; Vce = 400 V ;  
 h fe = 30 pour Ic = 600 mA et Vcb = 5 V ; Ft = 6 MHz.  
 Le BU 326 doit voir sa tension de Vce limitée au maximum à 375 V (au lieu de 400 V).

2° Un composant discret est celui qui est monté à l'extérieur d'un circuit intégré (voir définition du mot discret dans un dictionnaire).  
 Un circuit composite est un circuit qui est capable de réaliser plusieurs fonctions simultanément. Mais on parle surtout de « signal composite », signal supportant et véhiculant plusieurs « informations », plusieurs signaux simultanément.

**RR - 04.15 : M. Laurent MATRAY, 25 MONTBELIARD, nous demande le schéma d'un dispositif permettant l'enregistrement automatique des communications téléphoniques.**

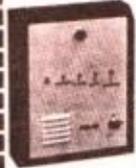
Vous pourriez utiliser un magnétophone quelconque du commerce dont vous pourriez commander le déclenchement par un Vox-Control. Un montage de Vox permettant la mise en service automatique d'un magnétophone a été décrit dans notre revue Radio-Plans n° 427, pages 59 à 63.

Dans votre cas :

1° L'étage de sortie devra être constitué comme l'indique la figure 6, page 62, c'est-à-dire sortie avec relais ; les deux fils marqués « utilisation » seront à connecter en parallèle sur l'interrupteur « secteur » de l'enregistreur.

2° Concernant l'entrée, vous pouvez certes utiliser une capsule microphonique électret à FET comme cela est prévu dans la description. Mais pour vous, le mieux est évidemment d'employer (à la place de ce microphone) un capteur téléphonique à induction (livré avec ventouse) que l'on plaque sur le côté droit à la base du socle du combiné de téléphone.

## LE DEFI BLOUDEX



**CENTRALE D'ALARME 4 ZONES**

**2 690 F**  
(envoi en port dû SNCF)

**UNE GAMME COMPLETE DE MATERIEL DE SECURITE**

- 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

Documentation complète contre 16 F en timbres

## EQUIPEMENT DE TRANSMISSION D'URGENCE ET 1



Le compagnon fidèle des personnes seules, âgées, ou nécessitant une aide médicale d'urgence.

- 1) TRANSMISSION au voisinage ou au gardien par **EMETTEUR RADIO** jusqu'à 3 km.
- 2) TRANSMETTEUR DE MESSAGE personnalisé à 4 numéros de téléphone différents ou à une centrale de Télésurveillance.

Documentation complète contre 16 F en timbres

### ALARME SANS FIL (portée 6 km)



Alerte par un signal radio.  
 Silencieux (seulement perçu par le porteur du récepteur).  
 Nombreuses applications :  
**HABITATION** : pour prévenir discrètement le voisin.  
**PERSONNES AGEES** en complément avec notre récepteur D 67 et EMETTEUR D22 A ou ET1 (en option).

**ALARME VEHICULE ou MOTO**

**PRIX 1 250 F**

Documentation complète contre 10 F en timbres

port 45 F

Photo non contractuelle



**POCKET CASSETTE VOICE CONTROL**  
**MAGNETOPHONE** à système de déclenchement par la voix  
**LECTEUR ENREGISTREUR** 3 heures par face d'une excellente qualité de reproduction - 2 vitesses de défilement - Réglage de sensibilité du contrôle vocal - Complète-tours - Touche pause - Micro incorporé - Sélecteur de vitesse - Alimentation par 4 piles 1,5 V soit 6 V - Prise commande par micro extérieur.

**1 150 F** port 30 F

## NOTRE GAMME de matériel de sécurité SANS FIL (codage digital)

- Détecteur de présence IR RADIO, codé, portée 17 m
- Centrale d'alarme télécommande digitale
- Détecteur de présence à télécommande digitale
- Détecteur d'ouverture, instantané ou retardé
- Emetteur-récepteur



### COMMANDE A DISTANCE

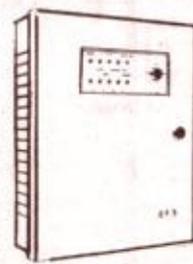
POUR PORTE DE GARAGE (portée 100 m)  
 — BOUTON « PANIC » de commande M/A pour tous dispositifs électroniques

EMETTEUR **390 F** Dossier complet  
 RECEPTEUR **750 F** 16 F en timbres



**DETECTEUR VOLUMETRIQUE SANS FIL**  
 portée 17 m  
 avec détection de baisse de tension

## CENTRALE D'ALARME SANS FIL



Dessin non contractuel

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 : 2 900 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

## RAPPORTS CYCLIQUES A PROFUSION

La rectangulaire dite « carrée », c'est-à-dire dotée d'un rapport cyclique de 0,5, n'est pas toujours ce qu'il y a de plus rationnel en matière de traitement informatique. Ainsi, Intel précise un rapport cyclique de 33 % pour ses microprocesseurs 8086

ainsi que 8088, et ce n'est qu'un exemple.

De tels problèmes de rapport cyclique, et ceux de division de fréquence qui en découlent, peuvent souvent trouver leur solution avec le circuit de la figure 1. Ce montage fait appel à une quadruple bascule D,

74 LS 175, connectée en registre à décalage, et à une bascule D simple, moitié d'un 74 LS 74. On dispose de quatre possibilités de connexion (ou de commutation) entre l'entrée D<sub>5</sub> et les sorties Q<sub>1</sub> à Q<sub>4</sub>. Ces combinaisons correspondent à des divisions de fré-

quence par 3, 4, 5 et 6, et, pour chacune d'elles, on a le choix (fig. 2) entre deux à cinq sorties (du 74 LS 175) qui donneront différents rapports cycliques.

(C. Cozer, Electronic Engineering, Londres, août 1983, p. 31).

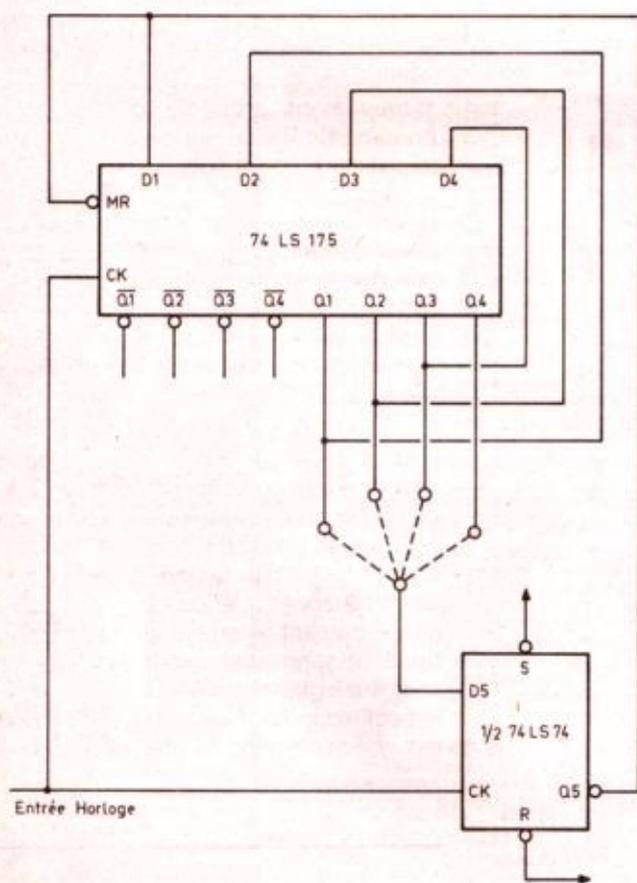


FIGURE 1

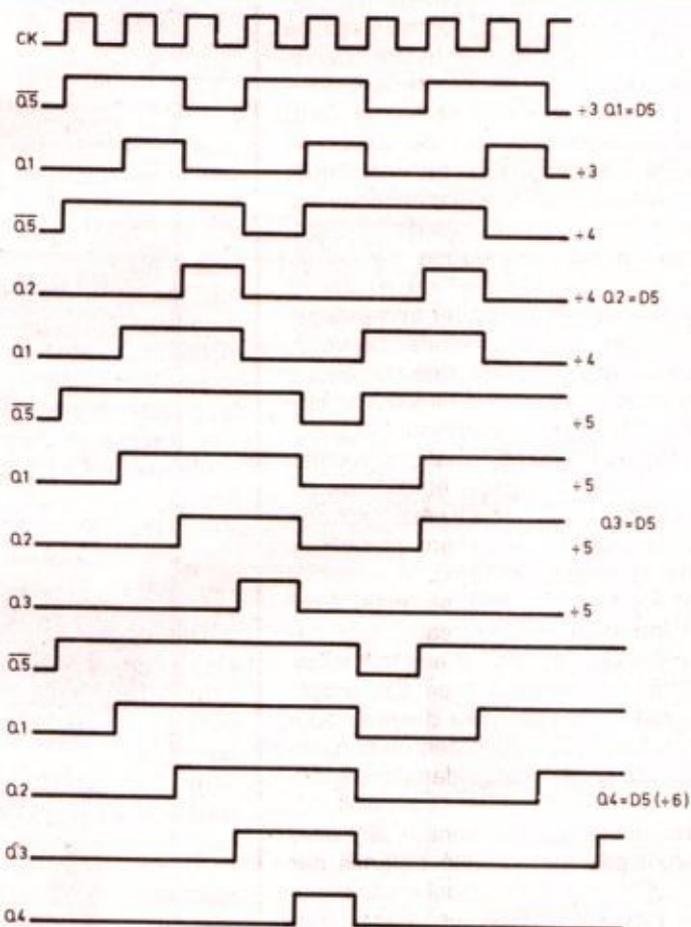


FIGURE 2

# ELEMENTS DE FILTRAGE NUMERIQUE

Il est de plus en plus fréquent, dans des domaines très divers, de travailler sur des messages électriques convertis sous forme numérique (généralement binaire), par le truchement d'une modulation d'impulsions numériquement codées (M.I.C. en français, P.C.M. en anglais).

Ces messages ne sont pas tous, loin s'en faut, d'une nature acoustique musicale, comme pour-

raient le laisser penser certains problèmes posés par l'apparition du « compact disc », ou par l'enregistrement numérique sur bande magnétique.

En fait, le codage numérique opérationnel d'ordres ou de messages est utilisé depuis plusieurs décennies pour les télécommandes, les servomécanismes, la téléphonie multiplex, etc.

Qui dit message électrique, sous quelque forme que ce soit, sous-entend, presque nécessairement, la possibilité (pour des raisons esthétiques ou autres) d'en modifier la teneur, par le moyen de filtres. Dans le domaine analogique, les problèmes de filtrage font, à divers niveaux, l'objet de nombreux ouvrages, souvent très savants. Faute de meilleure méthode disponible, il est souvent arrivé, aux débuts de l'enregistrement musical numérique, de revenir à la forme analogique, où existaient déjà les moyens de traiter le message, d'effectuer les opérations désirées, avant de revenir à la forme numérique (ensemble d'opérations difficiles et illogiques). Il est plus intéressant d'effectuer toutes les transformations voulues sous forme numérique, et d'y simuler adéquatement (les auxiliaires électroniques nécessaires devenant plus nombreux et moins coûteux), non seulement les filtres classiques, mais aussi d'en introduire de nouveaux, aux caractéristiques échappant aux méthodes analogiques. La souplesse des procédés utilisés autorise bien d'autres opérations que le filtrage (interpolation, lissage, etc.) lesquelles, dans bien des cas, n'ont pas d'équivalent analogique. Autre remarque, les signaux à traiter n'auront pas toujours été obtenus par échantillonnage d'un signal analogique, mais fabriqués de toutes pièces (par exemple, il est aisé d'imaginer que la série numérique, image d'un parfait signal rectangulaire, soit engendrée artifi-

ciellement); les méthodes de traitement n'ont pas à en tenir compte (\*).

## Position du problème

### a) Le message

La matière première est une suite ordonnée, théoriquement infinie, de nombres, mesurant l'amplitude des échantillons successifs d'un certain signal. La fréquence d'échantillonnage contrôlée par quartz est  $F_e$  (Hz), ou si l'on préfère, les échantillons successifs (supposés instantanés) sont séparés les uns des autres par une durée  $\theta$  telle que  $\theta = 1/F_e$ . (Si nécessaire, on pourra introduire la pulsation d'échantillonnage  $\Omega_e = 2\pi F_e$ .)

Habituellement, la suite ordonnée s'écrit comme suit (forme abrégée) :

$$\{s(n)\} = \{\dots, x(-3), x(-2), x(-1), x(0), x(1), x(2)\dots\}$$

ou :

$$\{s(n)\} = \{\dots, x_{-3}, x_{-2}, x_{-1}, x_0, x_1, x_2, \dots\}$$

qui exige quelques précisions :

1°  $x(i)$ , ou  $x_i$  devrait se noter, rigoureusement,  $x(i\theta)$ , puisque c'est la mesure de l'échantillon de la fonction  $s(t)$  au temps  $i\theta$ . En certaines circonstances, il est avantageux de revenir à la notation authentique.

2° Très rares sont les messages numériques qui s'enfoncent indéfiniment dans le passé; aussi peut-on toujours admettre, par choix approprié de l'origine des temps, que les  $x$  d'indices négatifs sont tous nuls. De même, il est extrêmement probable que la suite possède un indice supérieur  $n$ , tel que tous les  $x(i)$  soient nuls quand  $i > n$ . La suite possède alors  $n + 1$  termes  $x(i)$  significatifs [de  $x(0)$ , à  $x(n)$ ]. Toutefois, il est commode, pour ne pas avoir à préciser la véritable étendue du message, de considérer en bloc tous les indices de  $-\infty$  à  $+\infty$ , afin d'être certain de n'en omettre aucun d'intéressant.

3° Il est évidemment sous-entendu que le message échantillonné vérifie la condition de Nyquist (souvent attribuée à Shannon, hors du domaine acoustique); c'est-à-dire qu'il ne contient que des fréquences inférieures à  $F_e/2$  (filtre passe-bas antirecouvrement à coupure raide indispensable, avant le convertisseur analogique-numérique). Il est également supposé que cette conversion est effectuée avec la précision conve-

\* Le filtrage numérique remonte aux alentours de 1600, inventé par des astronomes mathématiciens pour traiter des tableaux de nombres. L'essor actuel résulte des travaux de Hurwitz (1950) et des calculateurs électroniques.

nant aux applications envisagées : autrement dit, mesure de l'échantillon exprimée avec un nombre suffisant de symboles binaires -bits - pour rendre négligeables les distorsions de quantification (toujours appelées « bruit de quantification » ; bien qu'elles ne se manifestent pas, ni à l'oreille ni à l'oscillographe, comme un bruit : c'est la différence entre le signal « idéal » supposé connu et celui restitué, que l'on peut physiquement - sauf restrictions - assimiler à un bruit). Négligeons aussi le bruit de granulation, audible ou visible à l'oscillographe, généralement masqué par les « tremblements aléatoires » du « dither noise » qui est, lui, un bruit véritable (imperceptible, s'il est bien dosé, avec la densité spectrale appropriée).

**b) Caractérisation du filtre**

Pour ce faire, nous supposerons connue la réponse échantillonnée (à la fréquence  $F_e$ ) du filtre considéré, à l'impulsion unitaire discrète  $\delta(n)$  (fiction théorique) appliquée à un instant arbitraire considéré, ici, comme origine des temps (pouvant par commodité coïncider, ou être amenée à coïncider avec le début du message). L'échantillonnage de l'impulsion unitaire discrète donne la suite ordonnée :

$$\{\delta(n)\} = \{1, 0, 0, 0, 0, \dots\}$$

et la réponse correspondante du filtre la suite :

filtre la suite :

$$\{h(n)\} = \{h(0), h(1), h(2), h(3), \dots\}$$

ou encore :

$$\{h(n)\} = \{h_0, h_1, h_2, h_3, \dots\}$$

**Remarque à propos des notations :**

La suite  $\{\delta(n)\}$  est, par définition, échantillonnée 1 au temps 0, nulle ensuite, mais définie, uniquement, pour  $t = n\theta'$  ( $n$  entier). Il nous arrivera de considérer des suites notées  $\{\delta(n-k)\}$ , où  $k$  est un nombre entier précisé. Par analogie avec ce qui précède, on désigne ainsi la suite :

$$\{\delta(n-k)\} = \{0, 0, 0, \dots, 1, 0, 0, 0, \dots\},$$

dont seul le  $k^{\text{ième}}$  terme est 1, tous les autres étant nuls. Ce n'est rien d'autre que la suite  $\{\delta(n)\}$ , retardée de  $k\theta$ .

**Rappel des axiomes de linéarité**

Aussi bien dans les domaines numérique qu'analogique, on suppose toujours que la transformation du signal,

par le filtre, vérifie les axiomes de linéarité mathématique :

1° Si la suite échantillonnée  $\{x(n)\}$  à l'entrée engendre en sortie la suite  $\{y(n)\}$  dont les termes successifs sont :

$$\{y_0, y_1, y_2, \dots\}$$

la suite notée  $\{\lambda x(n)\}$  ayant pour termes successifs :

$$\{\lambda x_0, \lambda x_1, \lambda x_2, \dots\}$$

engendrera la suite  $\{\lambda y(n)\}$ , dont les termes successifs seront :

$$\{\lambda y_0, \lambda y_1, \lambda y_2, \dots\}$$

quelle que soit la valeur de  $\lambda$ .

2° Si les suites respectivement échantillonnées  $\{x_1(n)\}$  et  $\{x_2(n)\}$  engendrent les suites  $\{y_1(n)\}$  et  $\{y_2(n)\}$ , la suite notée

$$\{\lambda x_1(n) + \mu x_2(n)\}$$

ayant pour termes successifs :

$$\{\lambda x_1(1) + \mu x_2(1), \lambda x_1(2) + \mu x_2(2), \dots\}$$

engendrera la suite :

$$\{\lambda y_1(n) + \mu y_2(n)\}$$

ayant comme termes successifs :

$$\{\lambda y_1(1) + \mu y_2(1), \lambda y_1(2) + \mu y_2(2), \dots\};$$

pour toutes valeurs de  $\lambda$  et  $\mu$ .

**c) Transformation du signal échantillonné par le filtre**

Puisque la suite échantillonnée représentant le signal  $\{s(n)\}$  est la mesure supposée instantanée d'impulsions se succédant à intervalle  $\theta$ , on pourrait la considérer (axiome 2), comme somme de suites élémentaires (en supposant nuls les termes d'indices négatifs) telles que :

$$\{x_0, 0, 0, 0, \dots\}, \{0, x_1, 0, 0, 0, \dots\},$$

$$\{0, 0, x_2, 0, 0, 0, \dots\}, \text{ etc.}$$

qui pourrait se résumer, grâce au symbole  $\{\delta(n-k)\}$  :

$$\{s(n)\} = x_0 \{\delta(n)\} + x_1 \{\delta(n-1)\}$$

$$+ x_2 \{\delta(n-2)\} + \dots + x_k \{\delta(n-k)\} + \dots$$

$\{\delta(n)\}$  se transforme par définition en suite  $\{h(n)\}$ , soit  $\{h_0, h_1, h_2, \dots\}$  ;  $\{\delta(n-1)\}$  se mue, de toute évidence, en la suite  $\{0, h_0, h_1, h_2, \dots\}$ , que l'on peut par analogie avec  $\{\delta(n-1)\}$  noter  $\{h(n-1)\}$  ; et ainsi de suite,  $\{\delta(n-k)\}$ , filtré, donnant  $\{h(n-k)\}$ , c'est-à-dire, plus concrètement, la suite  $\{h(n)\}$  retardée de  $k\theta$ . Cela étant, grâce aux deux axiomes, il est aisé d'en déduire que la suite numérique  $\{s(n)\}$  est transformée, au travers du filtre, en une nouvelle suite ordonnée :

$$\{y(n)\} = \{y_0, y_1, y_2, y_3, \dots\},$$

dont les termes successifs, comme ceux de  $\{s(n)\}$ , sont régulièrement débités à intervalle  $\theta$ , à raison de  $F_e$  par seconde. Et l'on aura le plus simplement du monde (\*) :

au temps 0 :  $y_0 = x_0 h_0$

au temps  $\theta$  :  $y_1 = x_1 h_0 + x_0 h_1$

au temps  $2\theta$  :  $y_2 = x_2 h_0 + x_1 h_1 + x_0 h_2$

.....

au temps  $k\theta$  :  $y_k = x_k h_0 + x_{k-1} h_1 + x_{k-2} h_2 + \dots + x_0 h_k$

Les  $y_k$  successifs se calculent par la règle ci-dessus (où l'on peut déjà noter que tous les termes de l'expression ont  $k$  pour somme de leurs indices) jusqu'à ce que tous les  $x_i$  deviennent nuls, éventuellement.

Le tableau précédent fait apparaître, en obliques, le traitement par le filtre des impulsions  $x_0, x_1, x_2, \dots$  du signal, engendrées aux instants  $0, \theta, 2\theta, 3\theta, \dots$

Finalement, l'expression générale des termes de la suite  $\{y_n\}$  peut s'abréger :

$$y_k = \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} x_i \cdot h_{k-i}$$

ou somme de tous les termes de la forme  $x_i \cdot h_{k-i}$  quand  $i$  prend toutes valeurs entières possibles de  $-\infty$  à  $+\infty$ .

**Remarque importante**

La commode fiction théorique de l'impulsion unitaire de tension discrète  $\delta(n)$  (amplitude de 1 V au temps 0, durée nulle) soulève une question relative à la cohérence des unités. Normalement les  $\{h_0, h_1, h_2, \dots\}$  composant la suite  $\{h(n)\}$  mesurent des tensions exprimées en volts. Il en est de même des termes de la suite  $\{s(n)\}$ , échantillonnant le message ainsi que la suite  $\{y(n)\}$  relative au message filtré.

Dans l'opération de convolution discrète, évaluant les  $y_i$ , les  $h_i$  sont de simples multiplicateurs (des volts par volt), donc sans dimension, et l'homogénéité des calculs est préservée. Inversement, les  $h_i$  expriment des tensions et les  $x_i$  des multiplicateurs, pour la commutativité de la convolution discrète.

Cela valait d'être précisé. Egalement, ne pas confondre  $\delta(n)$  avec l'impulsion de Dirac  $\delta(t)$ , dont elle s'inspire, mais dont la définition, au temps 0, est très différente mathématiquement.

Ainsi, tous les termes successifs de la suite  $\{y(n)\}$  étant connus, nous avons l'échantillonnage complet de la transformée du message  $s(n)$  par le filtre considéré. Par définition, également, on dit que la suite  $\{y(n)\}$  s'obtient par « convolution discrète » des suites  $s(n)$  et  $h(n)$ , dans l'ordre indiqué ; ce qui se note :

$$\{y(n)\} = \{s(n)\} \star \{h(n)\} \quad (1)$$

Tous les produits figurant dans l'expression de  $y_k$  sont communicatifs, ainsi que les sommes ; si bien que l'on peut écrire (en inversant l'ordre des termes) :

$$y_k = h_k x_0 + h_{k-1} x_1 + h_{k-2} x_2 + \dots + h_0 x_k$$

qui prouve que la « convolution discrète » de deux suites est commutative, et par conséquent :

$$\{y(n)\} = \{s(n)\} \star \{h(n)\} = \{h(n)\} \star \{s(n)\} \quad (2)$$

**Importante conclusion :** la réponse échantillonnée du filtre numérique se calcule entièrement à partir de l'échantillonnage, à la fréquence  $F_e$  adoptée, de sa réponse  $\{h(n)\}$  au signal impulsionnel unitaire, discret,  $\delta(n)$  égal à 1, pour  $t = 0$ , puis nul, et seulement défini pour  $t = h\theta$ , avec  $n > 1$ .

#### Brèves indications sur la structure des filtres numériques

Tous les filtres électriques, de quelque nature qu'ils soient, reçoivent à l'entrée le déroulement temporel d'un message (continu en analogique, discontinu en numérique), dont ils ne savent rien, *a priori*, de la composition fréquentielle, sur laquelle ils doivent agir. Tout filtre, de quelque type que ce soit, doit donc obtenir des renseignements concernant le spectre du message à traiter. De ce fait, tous les filtres analogiques sont régis par des équations différentielles et, par l'intermédiaire des dérivées de divers ordres (par rapport au temps) de la fonction amplitude du signal d'entrée, se renseignent sur la vitesse, ainsi que l'accélération de ses variations, signatures des fréquences présentes.

Un filtre numérique a évidemment besoin des mêmes renseignements ; mais il ne peut les obtenir qu'en comparant les grandeurs de plusieurs

échantillons du signal à traiter. L'équation différentielle de l'analogique se transforme en équation aux différences finies, en numérique. En conséquence, un filtre numérique ne peut qu'opérer simultanément sur plusieurs échantillons successifs connus pour calculer ceux du signal de sortie. Rien qui puisse étonner ; toutefois, cette nécessité engendre une terminologie :

1° Normalement, pour calculer l'échantillon  $y_n$  du signal de sortie, le filtre n'utilise que des échantillons d'entrée, d'indice au plus égal à  $n$ . Le filtre est alors dit « causal » ; il est capable de traiter le signal d'entrée en « temps réel » (étant admis un faible retard de l'origine des temps du message de sortie sur celle de l'entrée, justifiée par le temps nécessaire à la traversée du filtre). Il se peut aussi que le calcul de  $y_n$  exige la connaissance d'échantillons du signal d'entrée d'indices supérieurs à  $n$  (donc postérieurs à  $y_n$ ). Un tel filtre, dit « non causal », ne peut opérer en temps réel. Toutefois, si l'on admet un décalage temporel suffisant entre signaux d'entrée et de sortie, il est souvent possible, à l'aide de mémoires, de rendre causal un filtre qui ne l'était pas, à l'origine. Il est des cas où cela est impossible (exemple : la correction d'un filtre causal en temps réel, rendu imparfait par nécessité, ne pourrait être apportée que par un filtre complémentaire, non causal). Cela se présente lorsqu'il est nécessaire de tronquer une suite  $\{h(n)\}$  ayant un nombre infini de termes.

2° Certains filtres de type causal n'opèrent que sur divers échantillonnages du signal d'entrée. Ils sont dits « itératifs » ou « non récursifs » ; parfois « latéraux » (en raison de la disposition des éléments de stockage). Ils sont généralement simples, consomment pas mal de matériel, sont souvent très sensibles à la précision des composants, autorisent aisément d'autres opérations que le simple filtrage ; de plus ils sont naturellement stables. Les seules opérations effectuées sur les  $(x_i)$  se bornant à des multiplications, des sommes ou des différences, les termes successifs de la suite  $\{h(n)\}$  sont nécessairement finis, de même que les  $\{x_n\}$ , d'où la stabilité résultante. Ce type de filtre, qui fut relativement mal côté, revient en faveur en raison de l'évolution technologique (disponibilité d'éléments de stockage à

grand nombre de cellules élémentaires ; d'une part fidèles (bonne conservation des échantillons) ; d'autre part, pouvant travailler à grande vitesse).

3° Toujours parmi les filtres de type causal, il en existe qui opèrent simultanément pour calculer  $y_n$  à partir d'échantillons d'entrée comme de sortie, d'indices au plus égaux à  $n$ , et qui par conséquent engendrent une rétroaction de la sortie sur l'entrée. Ces filtres sont dits récursifs : sans doute les plus employés, car ils sont, matériellement, de réalisation plus économique, et moins sensibles que les « itératifs » à la précision des composants. Leur souplesse d'association autorise tous types de filtrage ; mais ils engendrent pratiquement tous des suites  $\{h(n)\}$  infinies, dont il est possible que la valeur absolue des termes tende vers l'infini, à partir d'un certain rang ; d'où instabilité du dispositif.

Il existe encore bien d'autres façons de qualifier les filtres numériques tant leur catalogue est vaste et larges leurs possibilités. Nous les ignorerons.

Bien entendu, si le message filtré s'utilise sous forme analogique, il faut, comme il fut maintes fois prouvé, le convertir et à nouveau prendre toutes précautions utiles pour le préserver des interférences par recouvrement, avec son premier renversement spectral centré sur la fréquence d'échantillonnage.

(à suivre)

R. LAFAURIE

**Le mois prochain, nous aborderons quelques exemples simples.**

# LE LECTEUR DE COMPACTS DISQUES KENWOOD DP-900



*Le DP-900 fait partie de la nouvelle gamme Hi-Fi de Kenwood. Cette société s'est spécialisée dans le matériel de haut de gamme et explore pour les matières plastiques pour la réalisation des façades de ses appareils. La présentation sobre et élégante de ce lecteur de disques compacts est en tout point conforme au design auquel cette marque nous a habitués.*

Le DP 900 est présenté dans un boîtier adapté aux dimensions des autres éléments de la chaîne, ce qui explique sa largeur : 44 centimètres. Il peut être considéré comme le petit frère du DP 1100, mais sans télécommande par infrarouge ni claviers numériques, ce que nous regrettons car cela aurait permis d'accéder à une plage par composition directe d'un numéro. Le coffret est de couleur noire avec

anodisation de la surface métallique. Tiroir et touches sont en matière plastique mais avec une finition imitant l'anodisation d'une rare perfection. Bien sûr, au toucher, on reconnaît la « chaleur » de la matière plastique. Pour les indications de service, Kenwood a confié ses textes à des afficheurs fluorescents bleu et rouge. Cette technique permet d'écrire des textes complets avec

en prime la possibilité d'introduction de symboles. Les touches essentielles se trouvent sur le côté droit de la façade ; deux larges touches assurent les fonctions, arrêt et lecture, deux plus petites l'avance rapide. En combinant les deux petites touches et une grande, lecture ou arrêt, on obtient l'avance ou le recul continu. Si maintenant on enfonce à la fois la touche d'arrêt et l'une des deux de recherche de plage, on va sélectionner des index, à condition toutefois que le disque soit indexé. Pendant la recherche en avance rapide, on entend des bribes de musique, ce qui facilitera incontestablement le repérage. La touche « pause » permet un arrêt en cours de morceau et ensuite d'aller au début de n'importe quelle plage en attendant l'ordre de départ. Une touche de pause automatique arrête automatiquement la lecture en fin de plage, on l'utilisera par exemple pour copier des disques sur cassettes. Les manipulations sont simples et ne font pas appel à un trop grand nombre de touches. Pour accéder au troisième morceau d'un disque, il suffit d'appuyer deux fois sur la touche d'avance. Pour un disque ayant de nombreuses plages, cette technique d'accès est

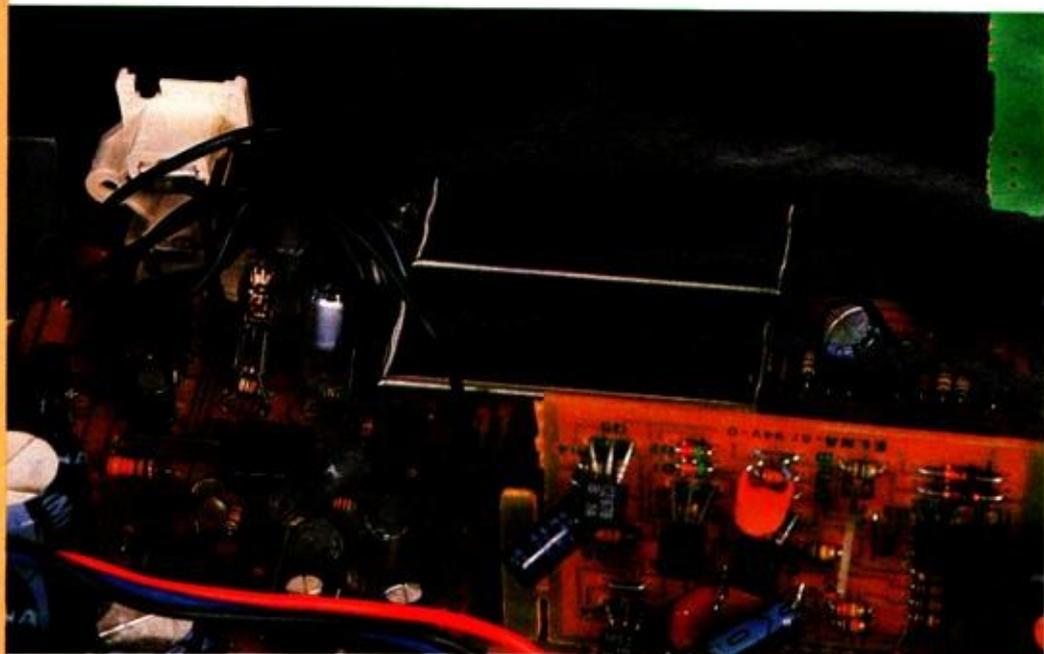
un peu longue – heureusement, les disques n'ont en moyenne qu'une douzaine de plages. La programmation n'a pas été oubliée, à l'aide des touches de recherche des morceaux, on affichera par pressions successives le numéro des plages, puis on les mettra en mémoire en appuyant sur la touche « mémoire ».

En lecture, tout se passe comme si le disque avait été enregistré selon l'ordre du programme que l'on a choisi. On passe ainsi d'un morceau à l'autre tandis que le compteur temporel donne des temps correspondant à ce programme. En avance rapide continue, on passera d'un morceau choisi à un autre sans transition ; dans ce mode, d'autres lecteurs passeraient au morceau suivant du disque et non du programme.

Le constructeur a bien étudié la question. Passons au compteur temporel : en mode normal, il donne le temps écoulé depuis le début d'un morceau ; en mode +, il indique le temps total écoulé depuis le début du disque ou du programme mémorisé ; en mode -, il indique le temps qui reste avant la fin du disque.

Notons qu'en cours de programmation, si on a demandé au compteur

# LE LECTEUR DE COMPACTS DISQUES KENWOOD DP.900



La section analogique avec deux blindages.

d'indiquer le temps total, il le fera. Sinon, il se contentera d'indiquer le numéro du pas de programme. C'est utile pour enregistrer des cassettes, d'autant plus que Kenwood espace les morceaux de 4 secondes. Une touche de répétition permet de relire son programme ou le morceau en cours de lecture. Pour éviter certaines manipulations redondantes, le fait d'enfoncer la touche de lecture lorsque le tiroir est sorti le fait rentrer. On peut aussi enfoncer le tiroir à la main, ça marche ! Donc, si vous êtes de ceux qui ne lisent pas les modes d'emploi, vous pourrez vous tirer d'affaire dans toutes les situations, sauf peut-être si vous voulez pratiquer la lecture programmée.

L'écoute en solitaire avec le minimum de composants entre votre oreille et le laser est possible grâce à une prise casque située sur la face avant, cette prise bénéficie d'un potentiomètre de réglage du niveau.

A l'arrière, deux prises RCA coaxiales et nickelées permettent de sortir le signal audio à un niveau fixe. Nous avons découvert, chose rare, une prise multiple cachée sous un capot, elle permet de brancher un périphérique : un système d'illustration vidéo du contenu du disque. Pour ce faire, il faut bien entendu

Les circuits intégrés de traitement en boîtier Flat-Pack.



que le disque compact comporte des signaux vidéo correspondant à ces illustrations : texte, dessin, portée musicale dans les zones réservées à cet effet, mais pas encore normalisées, à notre connaissance. Nous n'avons pas eu de détails concernant cette prise, elle existe, c'est déjà bien. A bientôt pour son utilisation...

## TECHNIQUE

Les constructeurs de lecteurs de CD n'ont pas l'habitude de nous fournir d'abondantes documentations sur leurs produits. Le lecteur est récent et l'importateur n'a pas pu nous donner un manuel de service, nous le regrettons.

Trois moteurs électriques équipent ce lecteur. Ces trois moteurs sont apparemment identiques, chacun avec deux balais, des paliers en bronze fritté et une plaque de poussée arrière. Le moteur d'entraînement du chariot porte-laser a reçu un blindage de mumétal, de même que celui de rotation du disque. Le maintien du disque est assuré par un aimant, ce qui constitue sans doute le moyen de pression le plus efficace, il élimine absolument tout frottement entre le presseur et son système de pression, le silence de rotation est donc total. Pour le déplacement du tiroir, Kenwood utilise un entraînement réversible et non une vis sans fin, moyen économique pourtant d'avoir une réduction importante en un seul étage : ici, une poulie équipe l'axe du moteur et une courroie (glissement permis) attaque un train de pignons par l'intermédiaire, bien sûr, d'une poulie réceptrice. Les pignons sont en nylon, un premier mouvement permet de lever le presseur et le disque ; une fois ce

mouvement effectué, le tiroir commence à se mouvoir. Pour le déplacement du chariot laser, nous avons un pignon et une vis sans fin pour le premier étage réducteur ; ensuite, on utilise des pignons relativement larges. Le dernier pignon est monté sur une crémaillère, un ressort applique le pignon sur la crémaillère et éli-

mine le jeu résiduel.

Le chariot porte-laser glisse sur une tige d'acier poli, sur des paliers de matière plastique ; du côté opposé à cette tige, la tôle constituant le porte-laser glisse sur une tête de vis de matière plastique. Une solution simple et économique.

Le laser, solidement gardé par des gouttes de colle, ne nous révélera pas ses secrets. On parle actuellement de laser à trois faisceaux, mais Kenwood n'en dit mot, il préfère mettre l'accent sur son asservissement. Le laser, de petite taille, est réalisé dans un bloc d'alliage moulé genre zamack, la connexion avec la photodiode multiple se fait par un circuit imprimé souple. Ce laser supporte un petit circuit imprimé où se trouve vraisemblable-

ment le circuit d'asservissement en courant du laser.

Kenwood utilise un système d'asservissement baptisé « Optimum Servo Control », ce système sert à modifier le gain de la boucle d'asservissement en présence de défauts. Lorsqu'un défaut apparaît, on réduit le gain de l'asservissement, ce qui évite à l'objectif de trop s'écarter de sa position initiale en présence d'un défaut de surface du disque. Le gain est maintenu à son niveau bas pendant la durée d'un tour environ, ainsi, au tour suivant, le gain restera bas ; dans le cas d'une rayure répétitive, on évitera d'avoir une erreur à chaque tour de disque.

Côté électronique numérique, des microprocesseurs assurent la ges-

tion et l'interface entre l'électronique des moteurs et le clavier.

L'électronique a été rassemblée sur plusieurs circuits, qui ne sont ni à double face ni en époxy, mais en un matériau moins cher et aussi efficace pour ce type de matériel destiné à travailler dans des conditions climatiques normales.

Sur le côté droit de l'appareil, un circuit imprimé supporte trois circuits intégrés à haute densité et boîtier flat pack, deux de ces circuits sont chargés des traitements habituels de conversions de standards, de reconnaissance des erreurs de régulation de la vitesse angulaire du moteur de rotation du disque, etc. Le troisième circuit, plus petit, est simplement une mémoire pour les informations du dis-

que.

La conversion numérique/ analogique s'effectue dans un circuit intégré de marque Sony, de type 20017. Derrière ce circuit, des échantillonneurs-bloqueurs sont réalisés à partir de 4053.

Les filtres chargés d'éliminer les résidus sont enfermés dans des boîtiers brillants, ils utilisent probablement des assemblages d'inductances et de condensateurs et non des filtres actifs, il ne s'agit pas là de la structure classique à filtres hybrides.

Deux des condensateurs à diélectrique plastique possèdent des électrodes en cuivre, les autres se contentent d'aluminium.

Le circuit intégré de sortie est un 4560, double amplificateur opéra-



Un clavier à la portée de tous.

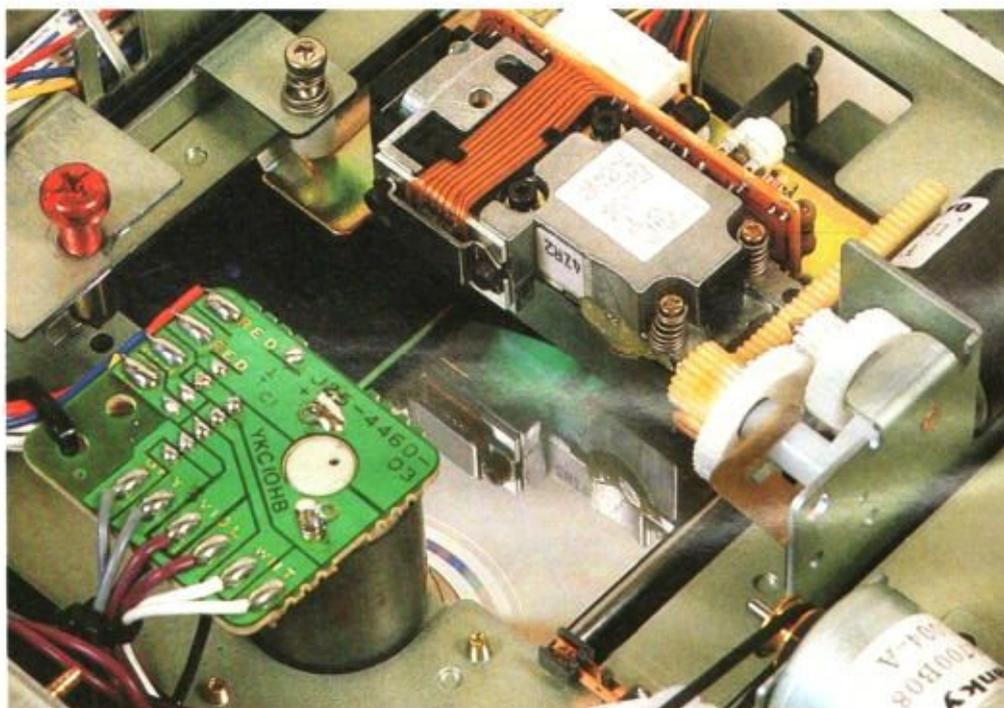


Un afficheur très complet.

# LE LECTEUR DE COMPACTS DISQUES KENWOOD DP.900



Une prise ouverte sur le futur.



Laser, moteurs, pignons : une mécanique classique.

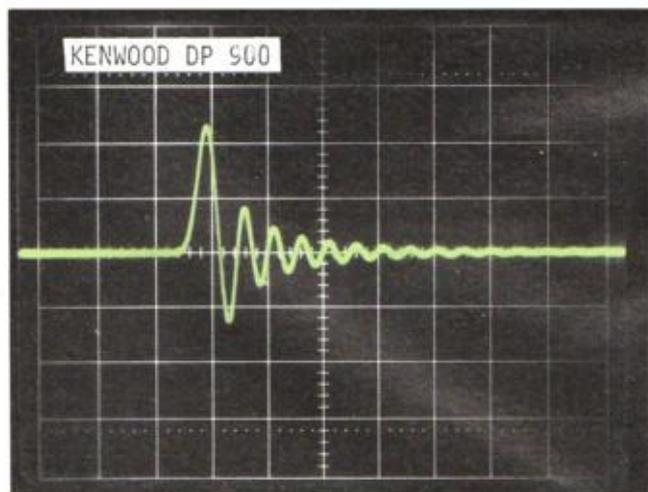
tionnel assez classique pour cette application.

Le dessin du circuit imprimé a sans doute été réalisé avec l'assistance d'un ordinateur, en effet on y voit une sorte de gravure anglaise où la surface de cuivre reste maximale, d'une part cela permet d'augmenter la section des conducteurs et, d'autre part, de réduire la pollution des bains de gravure.

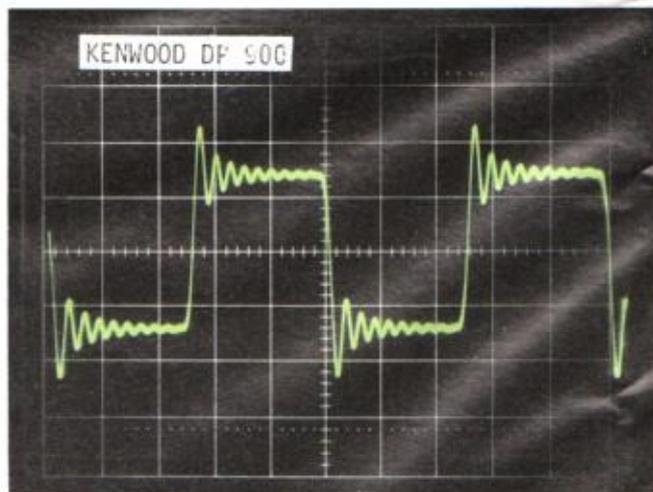
L'accès aux composants internes et à la mécanique est très facile, la tôle de fermeture de la base tient par deux vis qu'il faut enlever complètement, les autres se dévissent à moitié, au moins, elles n'encombrent pas les dépanneurs... Les liaisons sont réalisées par des câbles plats aboutissant à des connecteurs autodébrayants. Un gros paquet de câbles multicolores relie le circuit imprimé de gauche, circuit d'asservissement, au circuit imprimé principal.

## MESURES

Nous avons commencé avec les essais de résistance aux défauts de surface du disque. Le disque test Philips présente des coupures de 900  $\mu\text{m}$  de largeur maximum, ces défauts passent sans problème. Sur ce disque, nous avons également des taches de 900  $\mu\text{m}$  de diamètre, elles passent de la même façon. Quant aux empreintes de doigts simulées, c'est comme si elles n'existaient pas. Une très



Réponse impulsionnelle.



Réponse aux signaux rectangulaires.

bonne note donc sur ce plan.

On fera tout de même attention à ne pas trop bousculer l'appareil, il semble sensible à certains chocs...

Le temps d'accès à un morceau du disque est un paramètre intéressant à connaître. Ici, nous avons pu mesurer 6 secondes environ pour aller du premier au dernier morceau (12 plages sur le disque), et à peu près 3 secondes pour passer d'une chanson à la suivante.

Le niveau de sortie des deux voies est d'environ 8,2 dB, nous avons mesuré 8,1 dB sur la voie gauche et 8,3 dB sur la droite, on voit effectivement qu'il y a une légère différence sur la courbe de réponse en fréquence.

L'impédance de sortie des deux voies est de 1 100  $\Omega$ , une valeur relativement élevée mais tout à fait adaptée aux entrées des amplificateurs courants.

Le bruit de fond est situé 95,5 dB au-dessous du niveau de sortie maximal.

L'examen des signaux carrés nous a donné un temps de montée de 26  $\mu$ s.

Il faut utiliser une technique de filtrage numérique pour descendre plus bas, nous sommes ici dans la norme.

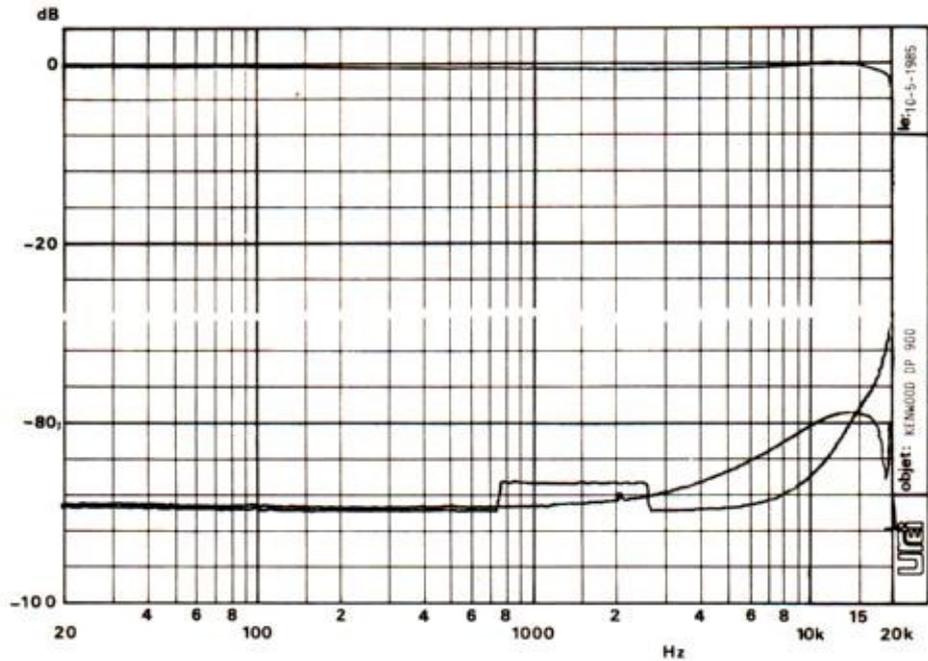
La courbe de réponse en fréquence montre une légère différence de niveau entre les deux voies, on remarquera la forme particulière de l'extrémité supérieure de la courbe de réponse.

La courbe de diaphonie montre une augmentation de cette diaphonie aux fréquences supérieures, on conserve néanmoins une diaphonie supérieure à 70 dB entre 20 Hz et 20 kHz. Cette courbe montre en fait la somme du bruit de fond et du signal de diaphonie, aux fréquences basses et moyennes, nous mesurons surtout du bruit de fond.

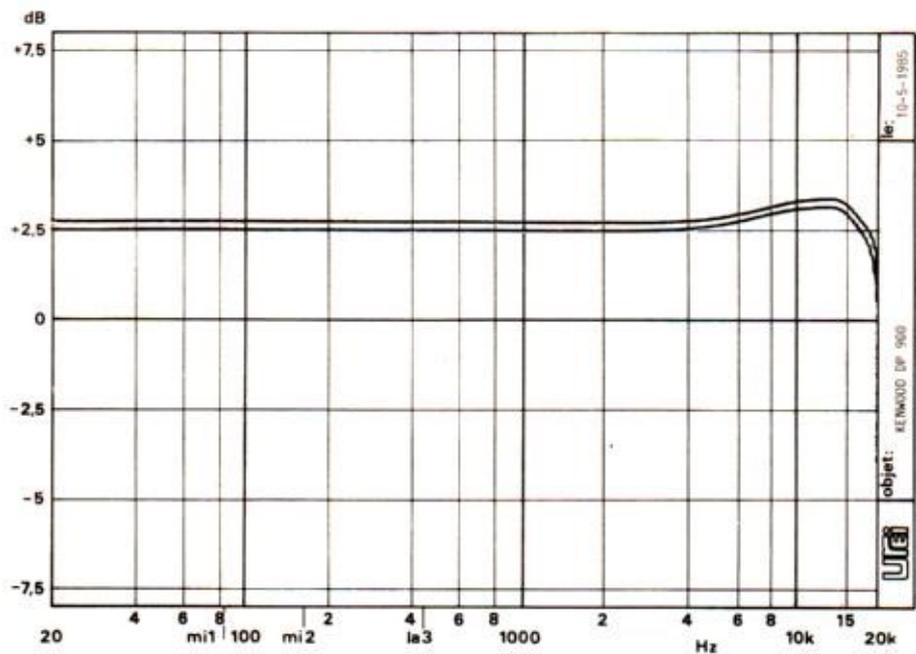
## CONCLUSIONS

Le lecteur de disques compacts DP 900 Kenwood se distingue tout d'abord par sa facilité d'utilisation, qualité encore trop rare aujourd'hui pour ce type d'appareils. Qu'il ait déjà été prévu pour une future génération de disques, qui contiendra des images fixes en plus du contenu musical, est aussi un point très intéressant.

E. LEMERY

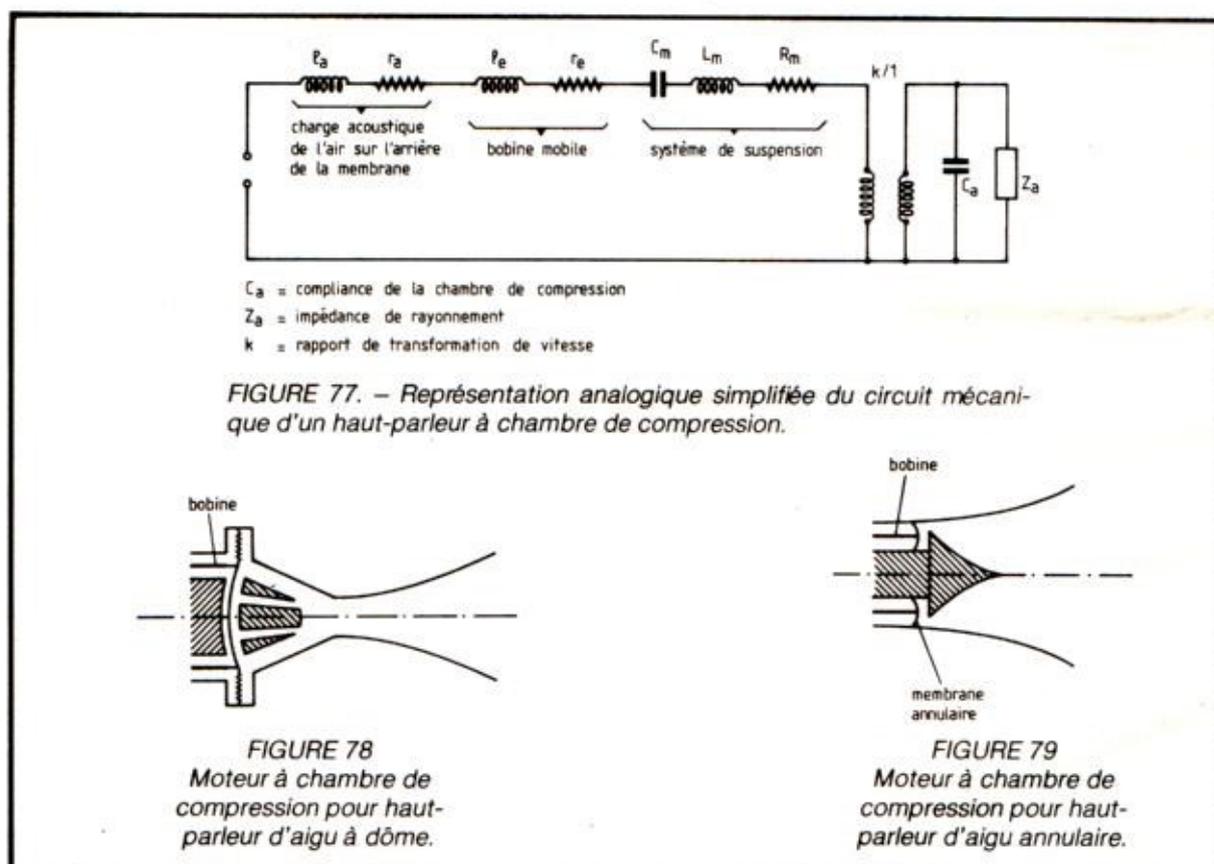


Courbes de diaphonie du DP-900.



Courbes de réponse en fréquence du DP-900.

# LES HAUT-PARLEURS A CHAMBRE DE COMPRESSION A PAVILLON A CONQUE



## VII.1 – Systèmes à chambre de compression

Les haut-parleurs habituellement réservés aux registres médium et aigu sont équipés d'un moteur électrodynamique classique à membrane de petite dimension. Cette faible dimension ne

permettant pas une bonne adaptation à l'air ambiant, on a donc cherché à élever le rendement en améliorant l'adaptation, ce qui revient à insérer un transformateur dans le réseau analogique équivalent (voir fig. 77). En pratique, ceci est obtenu en disposant une cavité qui assure la liaison acoustique entre le diaphragme et l'air ambiant, le diaphragme étant, soit du type classique à dôme (fig. 78), soit du type annu-

laire (fig. 79). La cavité transforme alors les vibrations du diaphragme de forte pression et de petite vitesse en vibrations de petite pression et grande vitesse qui sont celles de l'air libre.

Par une théorie empruntée à Rocard et en tenant compte de la compressibilité de l'air, on aboutit à l'identité [22] :

$$\frac{V}{v} = \frac{S}{s} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \ell \frac{S}{sc}}$$

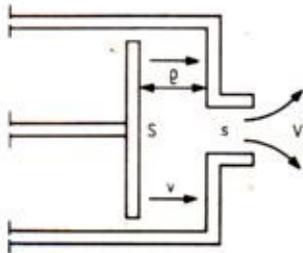


FIGURE 80  
Principe de la transformation de vitesse due à l'existence d'une chambre de compression devant le diaphragme.

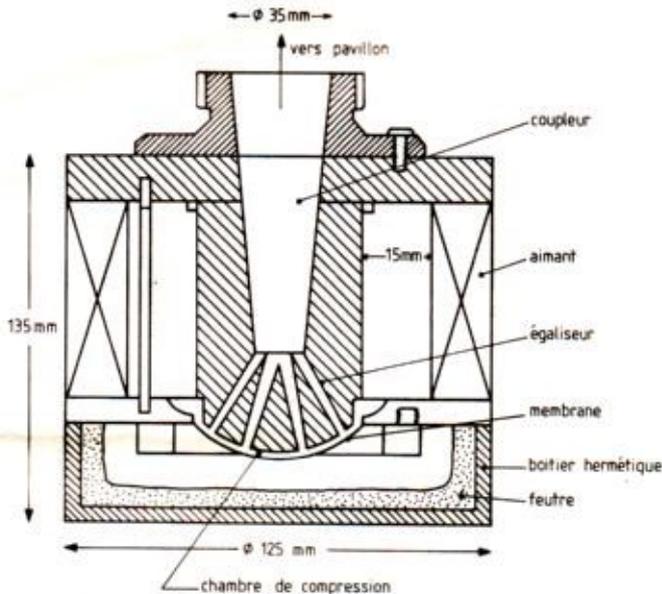


FIGURE 81. - Vue en coupe d'un moteur électrodynamique à chambre de compression (document ONKEN).

S = section de la cavité  
s = section à l'embouchure  
c = célérité du son.

Aux basses fréquences, où l'on peut négliger le terme en  $j\omega$ , il vient simplement :

$$V = \frac{S}{s} v$$

où V est la vitesse de sortie de l'air supposé incompressible (fig. 80).

En notant :

$$\frac{V}{v} = \frac{S}{s} = k$$

Dans l'analogie acoustique choisie, les impédances dans la cavité et à l'extérieur s'écrivent :

$$Z \text{ (dans la cavité)} = \frac{F_1}{v}$$

$F_1$  = force appliquée sur le piston.

$$z \text{ (à l'extérieur)} = \frac{F_2}{V}$$

$F_2$  = force récupérée à l'extérieur.

A pression constante p, on a :

$$F_1 = pS$$

$$F_2 = ps$$

$$\text{soit : } F_2 = \frac{s}{S} F_1$$

d'où, finalement :

$$z = \frac{F_2}{V} = \frac{s}{S} \frac{v}{V} Z$$

soit :

$$z = \frac{Z}{k^2} \text{ avec } k = \frac{S}{s}$$

On dispose donc bien d'un rapport de transformation d'impédance qui améliore l'adaptation ( $k > 1$ ).

Aux fréquences élevées où le terme  $j\omega$  cesse d'être négligeable, la cavité joue le rôle d'un véritable shunt acoustique qui limite le rendement dans l'aigu (voir schéma équivalent de la figure 77). On est conduit à limiter l'épaisseur de la chambre de compression et par là

même limiter l'excursion de l'équipage mobile.

L'ensemble se comporte finalement comme une structure passe-bande (effet 6 dB/octave) dont les coupures sont situées généralement au voisinage de 400 Hz et 15 000 Hz dans la plupart des réalisations commerciales dont la figure 81 montre un exemple typique.

On notera la présence, habituelle dans ce type de haut-parleur, d'un réseau acoustique jouant le rôle d'égaliseur de phase. Cette disposition existait déjà dans les premières réalisations de haut-parleurs pour cinémas, dont le fameux Western Electric « 555 », mais tout récemment on a perfectionné la compensation aux fréquences élevées en dotant la surface en regard de la membrane d'un véritable poli optique, tout en soignant à l'extrême le positionnement des différentes pièces.

Pour répondre à un critère de rendement énergétique élevé, on dote toujours de tels moteurs d'aimants surdimensionnés du type ALNICO (intensité magnétique globale supérieure à 200 000 maxwells). On peut alors atteindre des sensibilités aujourd'hui proches de 120 dB par watt à 1 m (1) à la condition de compléter la chambre de compression d'un pavillon qui améliore à la fois la directivité et l'adaptation d'impédance acoustique aux basses fréquences. C'est pourquoi les réalisations commerciales associent toujours pavillons et chambres de compression avec des combinaisons multiples, choisies en fonction de critères tels que rendement, linéarité, directivité ou largeur de bande.

Pour obtenir des pressions acoustiques élevées, les auteurs s'efforcent de minimiser les pertes qui sont par ordre d'importance :

- 1° pertes par effet Joule liées à la partie réelle de l'impédance présentée par la bobine mobile ;
- 2° pertes par frottement interne dans la suspension et dans la membrane (énergie de déformation) ;
- 3° pertes par courants de Foucault et par hystérésis dans les pièces polaires ;
- 4° pertes par effet de peau dans le conducteur mobile.

Le tableau V ci-après montre l'importance relative de ces pertes dans le cas d'un moteur à chambre de compression adopté comme source sonore pour un sondeur ionosphérique (SODAR).

	1 000 Hz	2 000 Hz	4 000 Hz
Pertes par effet Joule	47 %	64 %	48 %
Pertes dans la suspension et dans la membrane	12 %	19 %	16 %
Pertes par courants de Foucault et hystérésis	5 %	10 %	24 %
Pertes par effet de peau et pertes diélectriques	65 %	98 %	98 %
Total des pertes	65 %	98 %	98 %

mais les membranes sont alors très difficiles à presser (il faut jusqu'à 12 pressages successifs pour mouler une membrane d'épaisseur 20  $\mu$ ) ;  
 – soit en matériau phénolique ou époxyde, faciles à mouler, mais exigeant un contrôle strict de la composition chimique, avant polymérisation. Une technique classique consiste à réaliser solidairement bobine et membrane à partir de feuilles de toile de verre imprégnées d'une résine polymérisée à chaud et sous pression.

A défaut de pouvoir charger symétriquement la membrane (c'est le cas du haut-parleur à ruban), on se contente d'ajuster le volume arrière de façon à accorder le circuit constitué de la capacité  $C_a$  et de l'inductance  $L_a$  à la fréquence de coupure supérieure définie plus haut.

(A suivre.)  
**P. LOYEZ**

(1) Soit environ 20 dB de plus qu'avec un moteur classique à membrane à rayonnement direct.

**Tableau V – Répartition des pertes de compression de puissance nominale**

**électriques dans un moteur à chambre de 100 W.**

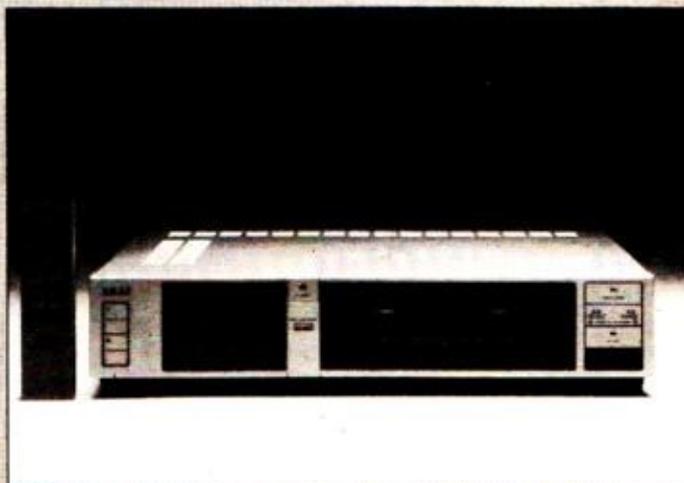
On remarque l'importance des pertes aux fréquences élevées et plus particulièrement les pertes par courant de Foucault et hystérésis, ainsi que les pertes mécaniques dans le système vibrant. L'augmentation du rendement dans l'aigu ne s'obtient qu'au prix d'une optimisation poussée du circuit magnétique et de l'ensemble membrane-suspension.

Des précautions doivent enfin être prises contre la distorsion par non-linéarité due à la charge acoustique dissymétrique exercée sur la membrane et par l'effet de raidissement dû à la grande vitesse d'écoulement de l'air. La tenue à haute température impose le recours à des matériaux indéformables :  
 – soit métalliques (beryllium ou titane),

# **BLOC-NOTES**

## **4 PROGRAMMES SUR 4 SEMAINES**

Le magnétoscope Akai VS303S est un modèle VHS Secam L (le nôtre) à ligne extra-plate et commandes et chargement frontaux. Son fonctionnement est très silencieux, aussi bien en ce qui concerne les commandes que les mouvements de bande. Il intègre évidemment le système de dialogue interactif cher à la marque japonaise. Il permet de pré-mémoriser quatre programmes sur quatre semaines plus un jour, et possède une touche fin de programme utile pour programmer la fin d'un enregistrement commencé en direct. L'horloge et la mémoire sont préservées en cas



de coupure de courant. Le compteur numérique en temps réel indique le temps restant de bande. La recherche avant et arrière s'effectue à cinq fois la vitesse normale. Akai annonce une définition de 220 lignes et un rapport signal sur bruit vidéo de 43 dB. La télécommande infrarouge est fournie et le boîtier Akai/ Canal Plus permettant d'enregistrer cette chaîne via son décodeur comme une chaîne classique est disponible en option.

**Distribution :** Akai France, 46 à 52, rue Arago, 92800 Puteaux.

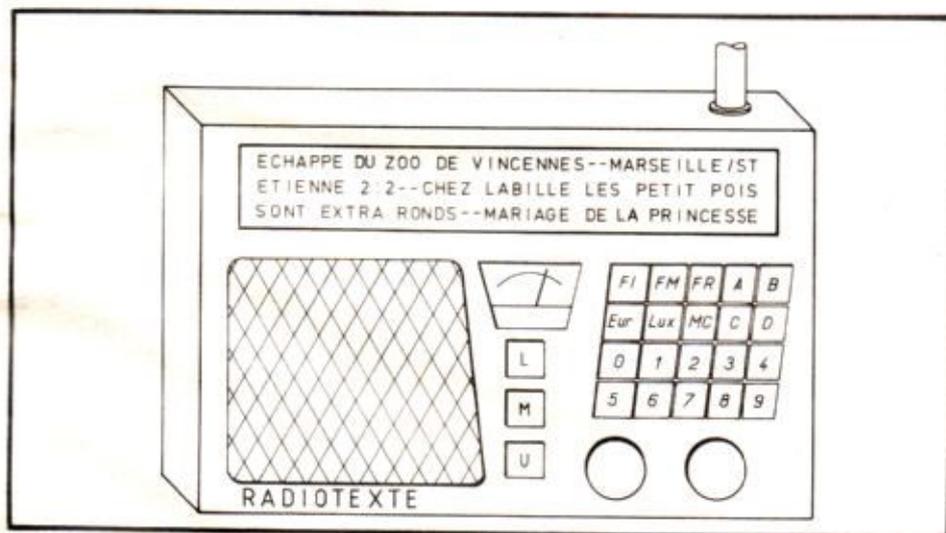
# RADIOTEXTE

## NOUVEAUTES PETITES ET GRANDES SUR GRANDES ET PETITES ONDES

Certes, c'est surtout de la radio à modulation de fréquence qu'on parle en ce moment. Mais c'est justement pour cette raison que la radio traditionnelle se réveille. Car elle a des possibilités, grâce à certaines techniques nouvelles, sur le plan de la qualité aussi bien que sur celui de la quantité des informations transmises.

En effet, il est possible de doubler, pour le moins, la fréquence supérieure de coupure que présente un radiorécepteur de type courant. Et ce serait une concurrence sérieuse pour la MF qui vient de perdre, dans certaines régions, sa qualité légendaire du fait du surpeuplement des fréquences.

Changement encore plus spectaculaire de nos habitudes : le radiotexte, ce récepteur radio avec un affichage de textes à côté du haut-parleur. Chaque émetteur à modulation d'amplitude dispose d'une voie supplémentaire à modulation de phase, sur laquelle il peut acheminer, dans de parfaites conditions de compatibilité, autant d'informations qu'un présentateur en transmet par sa voix. Les immenses possibilités de cette technique – qui est pourtant peu connue – feront aussi l'objet de cet article.



### Récupérer les sons perdus

Un émetteur à modulation d'amplitude travaille avec une bande passante audio de 4,5 kHz. A la réception, les impératifs de sélection, c'est-à-dire de séparation par rapport au canal voisin,

font qu'on ne peut utiliser que partiellement cette bande.

Pour savoir ce que ce « partiellement » veut dire dans le cas le plus favorable, il suffit de consulter la documentation d'un fabricant, c'est-à-dire de quelqu'un qui n'a aucun intérêt à exagérer les dégâts. Et pourtant, la courbe en trait plein,  $U_{BF}$  de la figure 1,

relative au TCA 440 de chez Siemens, montre qu'on atteint les  $-3$  dB déjà à 1,8 kHz, pour se trouver à  $-12$  dB vers 4 kHz. Or il existe, bien entendu, des produits moins soignés sur le marché.

### L'importance du désaccord

Pour pallier cette cavernosité traditionnelle des ondes longues et moyennes, bien des auditeurs désaccordent, plus ou moins consciemment, leur récepteur pour obtenir une tonalité plus convenable. Les deux courbes pointillées de la figure 1 traduisent l'effet d'un tel désaccord. Celle relative à la réponse ( $U_{BF}$ ) montre qu'on obtient bien, lors d'un décalage de 3 kHz, une bande passante de 4,5 kHz à  $\pm 3$  dB près.

Certes, la courbe désignée par k montre que ce résultat a été acquis par un taux de distorsion à peu près 15 fois plus fort. La figure 2, toujours relative au TCA 440 de Siemens, montre que ce taux de distorsion peut atteindre 12 % dans certains cas – et des circuits moins performants existent.

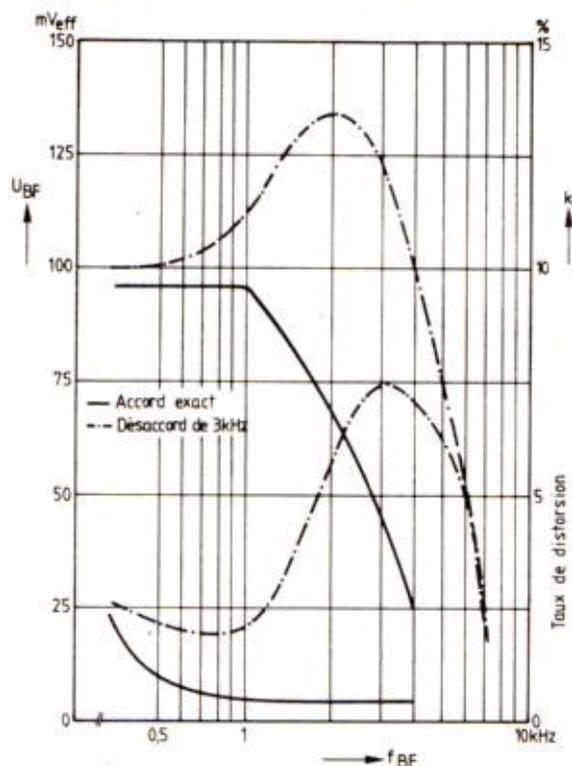


FIGURE 1. - Les récepteurs pour ondes moyennes et longues présentent le plus souvent une bande passante acoustique qui est inférieure à 2 kHz, à - 3 dB.

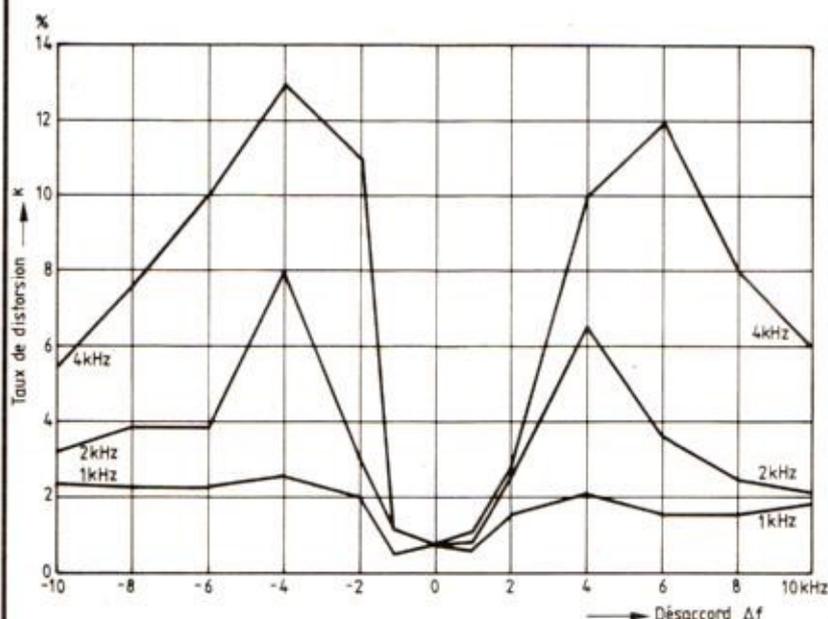


FIGURE 2. - En cas d'accord inexact, un récepteur pour modulation d'amplitude produit une distorsion d'autant plus importante que la fréquence de modulation est plus élevée.

De toute façon, la courbe de réponse HF/FI d'un récepteur, même de qualité, est toujours quelque peu asymétrique. Ainsi, l'indicateur d'accord n'affiche pas précisément l'accord exact. De plus, le désaccord de 3 kHz, dans la figure 1, correspond, sur le cadran d'un récepteur d'ondes moyennes, souvent à moins de 0,25 mm de course. Donc, à moins d'accorder votre récepteur à l'aide d'un pied à coulisse...

**Le piment à la Tchebycheff**

Il en est de la carence des sons aigus comme d'un plat fade : cela se relève. C'est pour cela, d'ailleurs, que certains récepteurs comportent une correction ajustable de tonalité. Vous vous en êtes déjà servi et cela n'a pas été parfait ? En effet, favoriser les sons aigus, c'est accentuer les distorsions, car les « harmoniques » qui sont créés par la distorsion, ce sont des sons aigus dont la présence fausse la sonorité originale.

Cependant, le procédé du relèvement des sons aigus sera valable si on démodule de façon suffisamment linéaire pour que la distorsion reste négligeable. Comme on l'avait vu plus haut, cela est possible, notamment quand on effectue un accord exact.

Or, un accord parfaitement exact est réalisable par la synthèse de fréquence. Cette technique ayant été traitée dans les pages du *Haut-Parleur*, dans de nombreux articles, rédigés par d'excellents auteurs, il ne sera pas nécessaire d'insister sur le fait qu'elle aboutit à un récepteur qui ne s'accorde plus par un cadran, mais par des roues codeuses ou par un clavier à touches. Avec la possibilité de mémoriser, sur ce clavier, au moins une dizaine de stations de façon à pouvoir les obtenir instantanément. Il convient d'ajouter qu'au train où vont les choses, la main-d'œuvre pour poser une ficelle de cadran coûtera bientôt plus cher qu'une synthèse de fréquence intégrée, avec démodulation linéaire.

La courbe en trait plein de la figure 3 ne diffère de la courbe « accord exact » de la figure 1 que par une échelle en décibels. En pointillé, on a tracé, dans cette même figure 3, l'approximation de correction qu'on obtient, sur la réponse en trait plein, par un double correcteur à résonance. La figure 4 montre que le schéma d'un tel correcteur est relativement simple. Il comporte deux

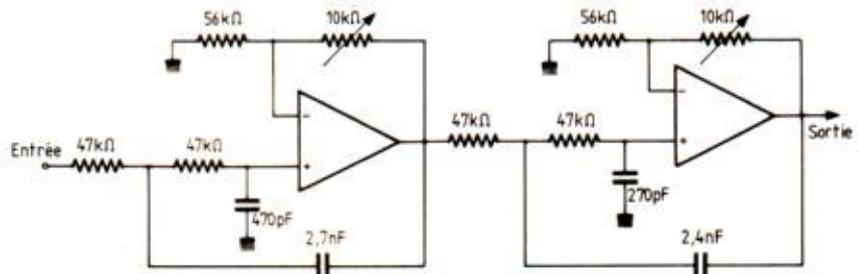
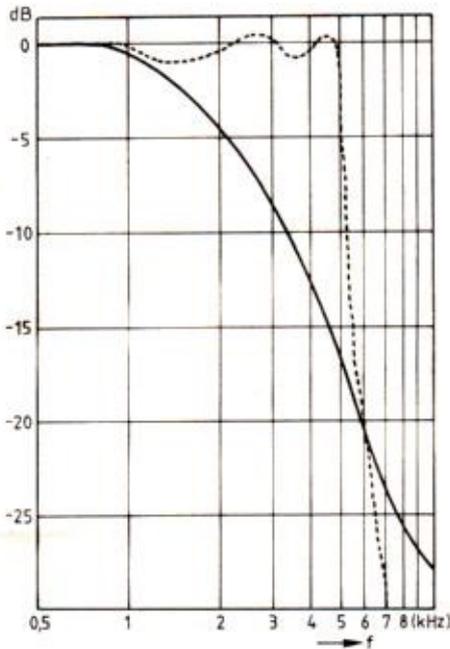


FIGURE 4. - Schéma de principe d'un filtre correcteur aboutissant à la courbe de réponse pointillée de la figure 3.

FIGURE 3. - Les désaccords étant impossibles dans le cas d'un récepteur à synthèse de fréquence, la courbe de réponse peut être corrigée, sans danger de distorsion, par des filtres à résonance.

résistances ajustables de 10 kΩ qui agissent sur les sommets de résonance des deux cellules de filtrage. La courbe de la première cellule est donnée dans la figure 5, celle de la seconde dans la figure 6. C'est en additionnant ces

deux courbes à celle de la réponse primitive qu'on obtient la courbe pointillée de la figure 3.

Elle montre que le circuit de correction de la figure 4 produit une atténuation supplémentaire au-delà de 5 ou de

6 kHz. Ce circuit réduit ainsi très efficacement ces « chuchotements » qu'on observe souvent lors de l'écoute d'un émetteur dont la fréquence est immédiatement voisine de celle d'une station puissante.

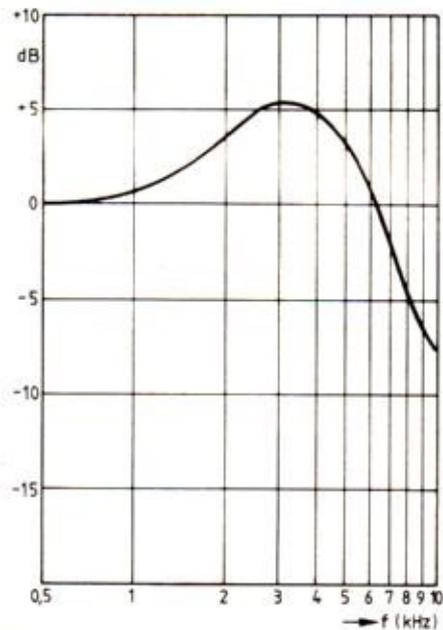


FIGURE 5. - Courbe de réponse de la première cellule du filtre de la figure 4.

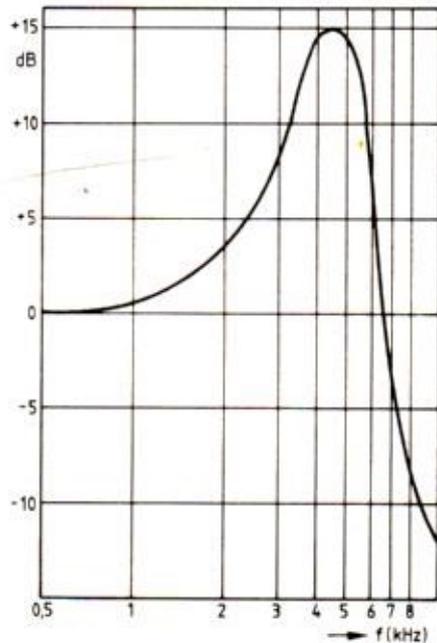


FIGURE 6. - Réponse de la seconde cellule de correction du circuit de la figure 4.

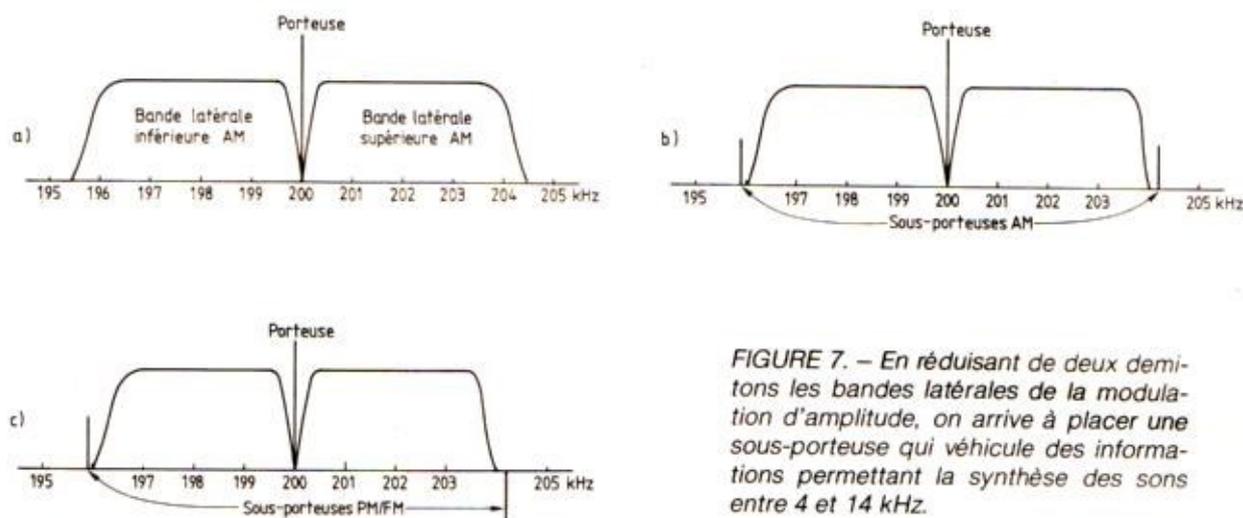


FIGURE 7. — En réduisant de deux demi-tons les bandes latérales de la modulation d'amplitude, on arrive à placer une sous-porteuse qui véhicule des informations permettant la synthèse des sons entre 4 et 14 kHz.

## Synthétiser les sons qui manquent

En termes de musique, la modulation d'amplitude dispose environ de 7 octaves, entre 30 et 4 000 Hz. La modulation de fréquence atteint 10 ou 15 kHz, soit même pas 2 octaves de plus. A condition qu'on utilise, comme cela a été indiqué plus haut, pleinement les 4,5 kHz de la modulation d'amplitude, la différence est faible, mais elle reste perceptible.

Pourtant, au-delà de 4 kHz, l'oreille humaine n'est pas très exigeante. Elle ne distingue plus que quelques paliers d'amplitude, elle tolère, sans s'en rendre compte, des écarts de fréquence pouvant atteindre un demi-ton, et elle s'accommode même de quelques décalages dans le temps, entre un fondamental et ses harmoniques, par exemple.

### La synthèse divise la bande passante par vingt

Ces particularités de la perception auditive ont été étudiées notamment par G.G. Gassmann, en R.F.A. Ses travaux ont montré qu'on peut synthétiser les sons entre 4 et 14 kHz (soit une bande passante de 10 kHz) d'une manière tout à fait correcte avec des commandes digitales du type « telle fréquence à tel niveau pendant tant de temps » et dont l'acheminement ne de-

mande qu'une bande passante de 500 Hz.

Pour arriver à ce résultat, Gassmann utilise certains artifices, notamment des bruits « colorés », c'est-à-dire à spectre étroit, et qui permettent des restitutions très saisissantes de voix humaines autant que d'applaudissements, clochettes, tintement de clés, etc.

Pour trouver les 500 Hz nécessaires à la transmission des ordres de synthèse, il suffit de réduire d'autant la bande « audio » de la modulation d'amplitude. Comme cette bande passerait ainsi de 4 500 à 4 000 Hz, la perte correspond seulement à deux demi-tons de l'échelle tempérée, faciles à restituer par synthèse.

### Sous-porteuses et chuchotements

La figure 7 montre, en haut (a), la disposition classique du spectre d'une émission modulée en amplitude, avec la porteuse et les deux bandes latérales, larges de 4,5 kHz. En dessous (b), on a reproduit le spectre relatif à une modulation dont la partie audio se trouve limitée à 4 000 Hz et où on a ajouté, vers 4 250 Hz, une sous-porteuse destinée à véhiculer les informations digitales pour la synthèse des sons entre 4 000 et 14 000 Hz.

Avec cette disposition, aucun équipement spécial n'est nécessaire à l'émission. L'ensemble « audio + sous-porteuse » est transmis du studio vers l'émetteur. On peut même réaliser des

enregistrements, sur tout support classique, qui comportent ces deux composants, et qu'on pourra donc passer à l'antenne comme n'importe quel disque.

Bien entendu, une sous-porteuse de 4 250 Hz, cela risque de s'entendre, bien que la figure 1 montre qu'il faut s'attendre à un affaiblissement de 15 à 20 dB, avec un récepteur classique, à l'accord exact. Mais la perturbation sera nettement plus grande si on admet un léger désaccord ou, dans tous les cas, avec la correction de réponse qui avait été étudiée à propos de la figure 3, à moins d'une limitation de bande à 4 kHz.

Toutefois, cette perturbation resterait acceptable si on n'émettait la sous-porteuse que pendant les passages de forte modulation. Pour l'oreille, le signal digital autour de 4 250 Hz se trouverait alors éliminé par effet de masque, alors qu'un filtre relativement simple permet une séparation électrique.

L'ennui, c'est qu'un tel système interdit toute pièce radiophonique qui comporterait des passages chuchotés. En effet, un chuchotement, c'est de niveau faible, donc pas moyen de le faire accompagner d'une sous-porteuse qui restitue les sons aigus. Par ailleurs, les sons de fréquence élevée sont l'essence même du chuchotement. La chose est facile à constater quand une

pièce radiophonique passe simultanément sur deux émetteurs, à modulation d'amplitude et de fréquence.

### Grands effets par petits déplacements de phase

La solution qu'on peut envisager, c'est de ne pas ajouter simplement la sous-porteuse à la modulation d'amplitude, mais de la rayonner en modulation de phase. Comme cela peut être assimilé à une modulation de fréquence, ce procédé équivaut à de petits déplacements, très rapides, que l'émetteur effectue, sur une petite fraction de millimètre, sur le cadran du récepteur.

La figure 7c montre que ce type de modulation donne lieu à un spectre dans lequel les deux fréquences latérales (dues à la sous-porteuse) apparaissent en opposition de phase. Moyennant une modification relativement simple de l'émetteur, ce dernier pourra rayonner, en modulation de phase, un

signal digital de synthèse qui lui provient du studio, de la façon envisagée plus haut, c'est-à-dire sous forme d'un mélange contenant à la fois le signal audio (limité à 4 000 Hz) et une porteuse de 4 250 Hz qui véhicule les informations digitales pour la synthèse des fréquences de 4 000 à 14 000 Hz.

A la réception, on démodule séparément les voies audio (modulation d'amplitude) et digitale (modulation de phase). En principe, la première ignore parfaitement la seconde (et réciproquement), du fait de l'opposition de phase entre les fréquences latérales (fig. 7c). En pratique, les inévitables asymétries dans la réponse des filtres du récepteur (voire de l'émetteur) font que cela n'est pas toujours vrai. Cependant, on constate qu'aucune perturbation n'est perceptible, quand on coupe la sous-porteuse pendant les instants où elle ne sert à rien, c'est-à-dire pendant les silences.

Dans ces conditions, on peut même admettre un léger désaccord du récep-

teur. Cela n'empêche qu'une perturbation très forte devient audible quand on s'accorde sur l'une des fréquences latérales, c'est-à-dire entre deux canaux. Certes, cela n'a pas de sens de désaccorder ainsi un récepteur. N'empêche que la discussion, sur ce point, ne sera sans objet que dans le cas d'un récepteur qu'on ne peut désaccorder, c'est-à-dire un récepteur à synthèse de fréquence. Avant que cela n'existe en plus grand nombre, il sera difficile de promouvoir le procédé de la synthèse des fréquences élevées.

Bien entendu, le décodage des signaux de synthèse se fait par microprocesseur, à la réception. Ce circuit peut être commun à celui qui effectue la synthèse de fréquence, ou bien, de façon encore plus rentable, s'occuper également du radiotexte dont il sera question dans notre prochain article.

(A suivre)

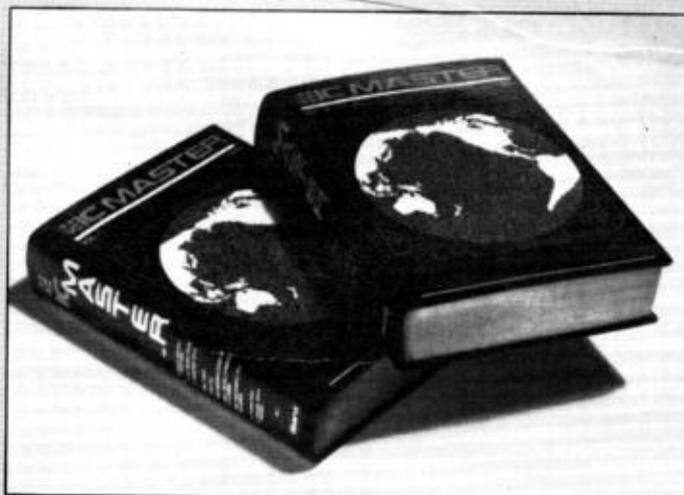
H. SCHREIBER

## BLOC-NOTES

### IC MASTER 85

L'IC Master 85 publié par Hearst Business Communication/ UTP Division est un catalogue des circuits intégrés (50 000 exemplaires de l'édition 1984 sont utilisés aux USA et 15 000 dans le reste du monde).

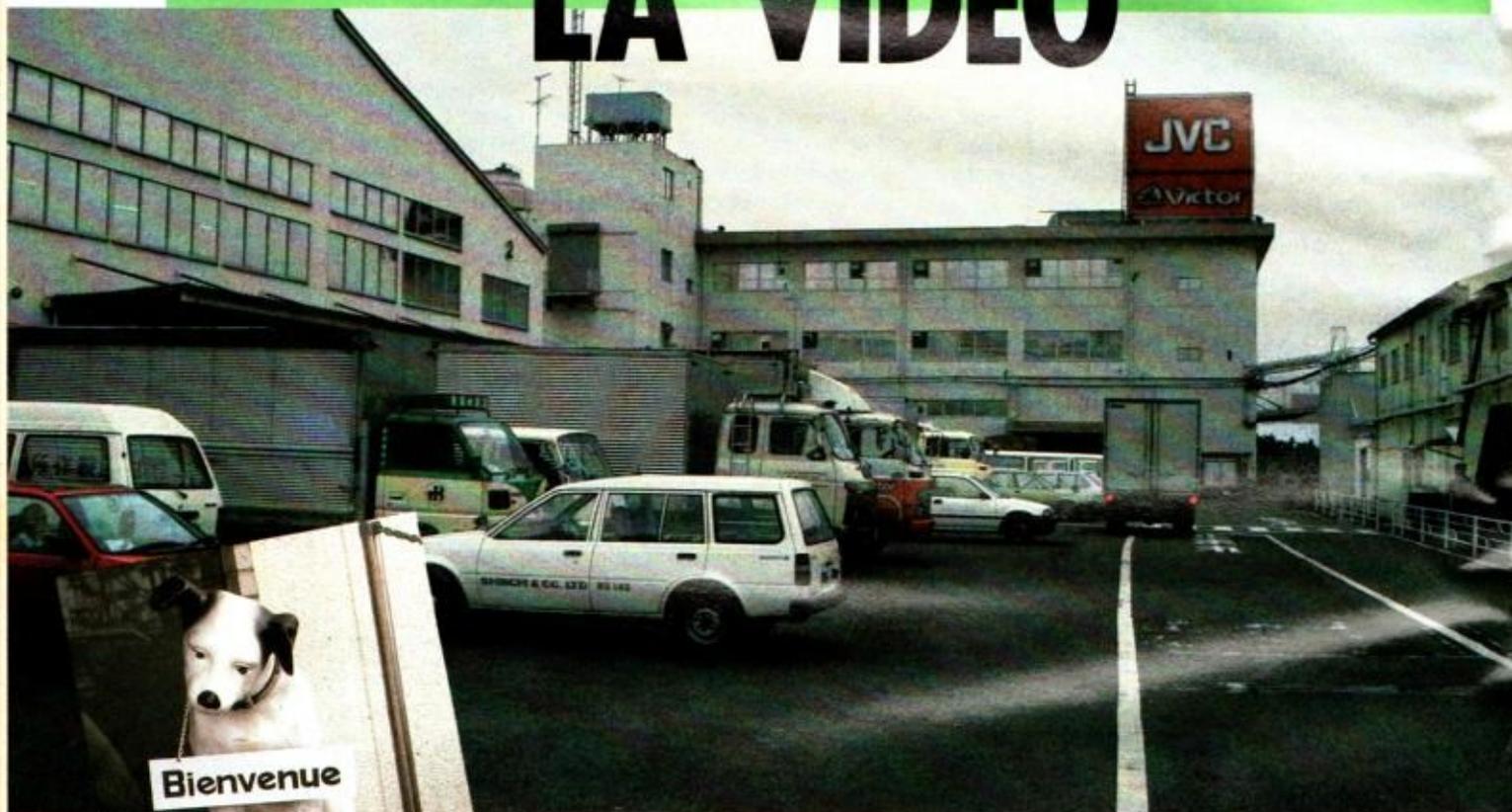
L'édition 1985 comprend dix guides Master de choix : Numérique ; Interface ; Linéaire ; Mémoire ; Microprocesseurs ; Carte pour micro-ordinateur ; Système de développement ; Carte support/ mémoire ; Circuits intégrés militaires ; Circuits intégrés grand public. Ce catalogue est organisé par types, fonctions et paramètres clés et est orienté vers la résolution des problèmes que rencontrent les ingénieurs de conception. Il permet de gagner du temps dans la



recherche d'un C.I. spécifique et de ses secondes sources. Un répertoire des secondes sources permet à l'utilisateur de trouver immédiatement les C.I. susceptibles de remplacer broche à broche les C.I. connus.

Le nouvel IC Master se présente en deux volumes de 3 700 pages. Il est multilingue (anglais, français, allemand, espagnol et japonais). Il renferme plus de 70 000 C.I. répertoriés, dont plus de 12 000 ont changé par rapport à la précédente édition. 250 fabricants de C.I. sont cités dans le répertoire des secondes sources. Les feuilles de spécification des produits clés comprennent 62 fabricants. Les sections choix des produits sont organisées par fonctions et paramètres pour faciliter le choix.

# JVC: PAS SEULEMENT LA VIDEO



Bienvenue

Le chien attentif à la voix (de son maître). Un symbole qui remonte aux premières années de JVC.

JVC (Japan Victor Company), un sigle qui a été grandement vulgarisé par la vidéo et, plus précisément, par le magnétoscope (VHS) et les caméras afférentes grand-public. L'EXPO'85 de Tsukuba, où d'ailleurs JVC n'était pas présent de façon directe, nous a cependant permis de faire plus ample connaissance avec la société : puisque nous étions au Japon, pourquoi ne pas en profiter et essayer de voir de plus près ce qui se situait autour de Tokyo ? C'est ainsi que nous nous sommes intéressés aux firmes d'électronique proches de la capitale nippone, et en particulier à JVC. Vaste programme en vérité : une seule journée pour en savoir plus sur une firme qui, sans être gigantesque comme par exemple Matsushita ou Hi-

tachi, compte quand même près de 15 000 employés (dont 2 000 ingénieurs) au Japon et 6 000 à l'étranger, dans les cinq parties du monde, ce qui se traduit par l'existence de 13 usines et de 7 centres de recherche et de développement pour la seule métropole. Impossible de tout voir en une seule journée, laps de temps (ridicule) que nous nous étions fixé ; il nous a donc fallu faire un choix, en l'occurrence la division audio stéréo de Yamato dans la banlieue est de Tokyo, laquelle comporte également un département R & D, et la division de produits vidéo de Yokohama, le port de la capitale nippone, au sud-est de celle-ci. Nous accompagnait comme guide et cicerone Mazayuki Murakami, manager du département des relations publiques de JVC pour l'étranger, un homme parlant parfaitement notre langue – il a vécu plusieurs années en France avant de retourner au Japon l'an dernier – et d'une ponctualité asiatique à toute épreuve : s'il annonce qu'il passera vous prendre à votre hôtel à 7 h 30, ce qui était notre cas, il sera effectivement là à l'heure fixée, sans le moindre décalage temporel...

## JVC : HISTORIQUE

Avant d'aborder le JVC tel que nous l'avons rencontré en 1985, il nous semble bon de rappeler quelle fut son histoire, une histoire qui la vit connaître maintes vicissitudes avant de connaître les bienfaits de l'explosion de la vidéo.

JVC, qui entre dans sa 58<sup>e</sup> année, fut fondée en 1927 sous le nom de « Victor Talking Machine Co Ltd of Japan » en tant que filiale de « Victor Talking Machine Company of USA » (un des ancêtres de RCA), en vue de la fabrication et de la vente de phonographes et de disques. Un an après sa création, la société presse son premier disque, qui est aussi le premier disque à

l'Extrême-Orient. Elle marque les débuts de JVC comme fabricant spécialisé dans l'audio. En juin 1937, Nihon Sangyo, qui devait devenir Nissan Motor Co Ltd, acquiert la majorité des actions détenues par RCA Victor et prend la direction de l'entreprise. Les actions détenues par Mitsubishi et Sumimoto passent à « Dai-ichi Mutual Life Insurance Co ». Très vite (décembre 1937), Nihon Sangyo laisse la place à Tokyo Denki qui, en 1939, est absorbé par Toshiba. Pendant ce temps, JVC se lance dans la production de récepteurs radio (1935), dans celle des projecteurs de cinéma sonore (1938), et même dans celle du premier téléviseur grand-public japo-

nais (1939). Et entre-temps, juste avant le commencement de la Seconde Guerre mondiale, RCA Victor retire ses derniers capitaux de JVC – les actions restantes passent alors à Tokyo Shibaura Electric Co et à Nihon Denko – qui devient de ce fait une société entièrement à capitaux nippons.

1940 voit la société sortir des projecteurs cinéma de 35 mm. C'est bientôt la guerre pour l'empire du Soleil Levant et les activités de JVC – sur lesquelles un voile pudique a été jeté – nous restent étrangères. Tout ce que nous avons appris, c'est qu'en 1943, JVC s'appelle Nihon Onkyo et qu'en 1945 (avril), à quelques mois de la fin du conflit, l'usine de Yokohama est totalement détruite par les bombardements. Il serait surprenant que JVC n'ait pas participé à l'effort de guerre... Toujours est-il qu'à la fin de 1945, JVC prend son appellation actuelle, qui se limitera à « Victor » pour le territoire national, et qu'elle commence à reconstruire son usine de Yokohama ; celle-ci sortira à partir de 1950 des récepteurs radio, des tourne-disques et des haut-parleurs.

En 1953, « Matsushita Electric Industrial Co Ltd » prend une participation majoritaire dans JVC (50 %) tout en laissant une grande autonomie à la société. Commencent en même temps le pressage des microsilicons 33 et 45 t/mn, les premiers à être fabriqués au Japon, et la reprise de la construction des téléviseurs. C'est aux environs de cette période que JVC se lance

dans la R & D de magnétoscopes, et 1956 verra la mise sur le marché d'orgues électroniques et de magnétophones. Parallèlement, les ingénieurs travaillent sur le système stéréo pour disques 45°/45°, ce qui se concrétise en 1958 par la mise sur le marché nippon des premiers disques, lecteurs et reproducteurs stéréo. La même année, la société développe le premier téléviseur couleur du Japon ; avec le début des émissions TVC (1960), JVC sépare la TV de l'audio et l'installe dans une usine flambant neuf à Iwai.

S'agissant de la vidéo, une première mondiale en 1959 : le magnétoscope à deux têtes, à enregistrement/lecture hélicoïdale qui se place très vite, au niveau des ventes, juste après les ensembles audio et les téléviseurs. Ce magnétoscope sera suivi, l'année suivante, par un magnétoscope aussi du type deux têtes, mais couleur et à usage professionnel.

A partir de maintenant, on peut considérer que les produits audio et vidéo (téléviseurs, magnétoscopes et caméras) sont devenus les deux piliers fondamentaux de l'activité de JVC qui se renouvelle sans cesse pour s'adapter aux besoins et aux goûts divers et changeants des consommateurs avec :

- en 1970, la sortie du système quadriphonique CD-4 pour disques, avec production du « software » au même standard ;
- en 1972, la première platine tourne-disques à asservissement par quartz ;



Le centre R & D de Yamoto. C'est aussi ici qu'est fabriquée la HiFi.

être fabriqué au Japon. Elle importe aussi des phonographes des USA, ouvrant ainsi la voie à une ère nouvelle de distraction et de loisirs par la musique enregistrée. En 1929, deux groupes financiers japonais – Mitsubishi et Sumitomo – investissent dans JVC qui devient ainsi un « joint venture » entre le Japon et les USA ; la même année, « Victor Talking Machine Company of USA » fusionne avec RCA et prend le nom de « RCA Victor ».

En 1930, JVC se lance dans la production nationale de phonographes et de disques et construit pour cela une usine à Yokohama, usine alors présentée comme la plus grande de



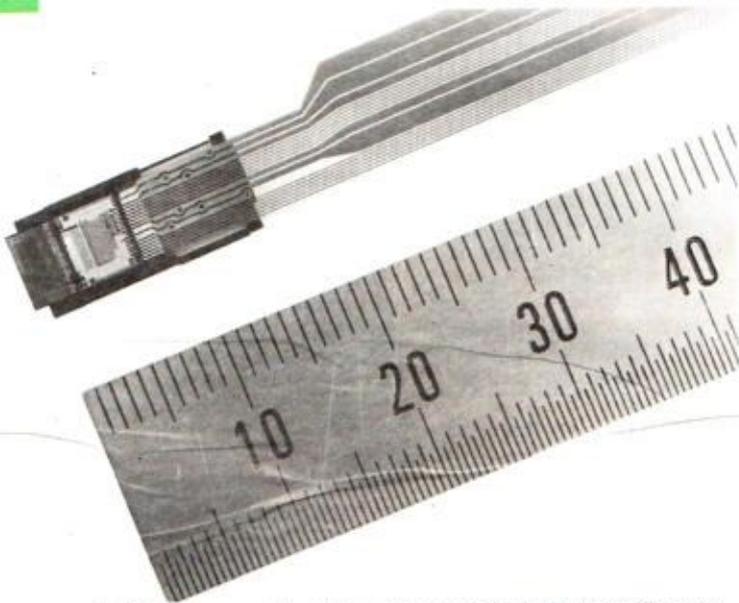
Démonstration du compact-disc avec images fixes par M. Takashi Miyata.

# JVC. PAS SEULEMENT LA VIDEO

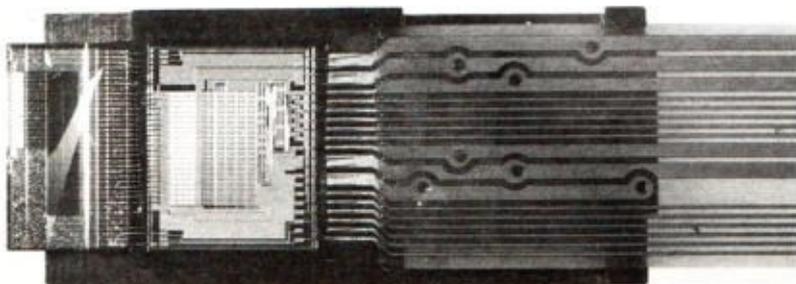
● en 1975, la première tête magnétique à alliage sendust. En vidéo, dès 1971, JVC distribuera des magnétoscopes semi-professionnels 3/4 pouce « U-Matic ». Mais en 1975, l'avènement du VHS (Video Home System) permettra très vite (en quelques années) à la vidéo de devenir l'activité majeure de JVC (6 % des ventes en 1976 et 69 % en 1982 !), même si l'on peut noter en 1979 le développement des premières bandes métal compatibles avec les magnétocassettes, d'un codeur-décodeur PCM et celui d'un moteur à quartz à verrouillage de phase pour enregistrement « master », en 1980 le développement d'un microphone « zoom », et en 1981 celui d'un magnétocassette numérique. Il faut dire qu'entre-temps (1978), JVC s'est intéressé à un système de vidéodisque, le VHD/AHD (Video High-density Disc/Audio High-density Disc) adopté par treize autres sociétés japonaises, Thorn EMI



Le magnétocassette numérique.



Tête de lecture pour magnétocassette numérique avec échelle en millimètres (vue en coupe).



(Grande-Bretagne) et la General Electric (USA). Ce système, concurrencé par le « LaserVision » de Philips-Pioneer, est pour le moment commercialisé dans le seul Japon depuis le 21 avril 1983 s'agissant de sa version VHD.

Quant aux derniers développements des magnétoscopes, ils concernent le VHS-Compact (1982), compatible avec le VHS normal, la caméra de type caméscope Video-Movie et le VHS Hi-Fi (1983), ce dernier proposé quelques mois auparavant par Matsushita.

Enfin, notons que depuis fin 1983, JVC s'est engagée dans la réalisation de micro-ordinateurs (MSX) et que depuis le début des années 1980, les modèles d'orgues et de synthétiseurs de la firme connaissent un regain d'intérêt.

## L'AUDIO

L'audio, nous l'avons rencontrée au centre de Yamoto qui est à la fois l'usine de production Hi-Fi et le centre R & D pour l'audio. Plus de 1 200 personnes travaillent ici. Nous y avons été reçus par M. Toshiya Inoue, responsable du centre, et son adjoint, Takashi Miyata, General Manager. Les développements actuels ont trait à différents domaines :

● Pour le compact-disc, pour le-

quel JVC a opté en septembre 1982, la possibilité de disposer d'images fixes et de textes venant s'inscrire sur l'écran d'un moniteur TVC ou du téléviseur familial est aussi un des sujets de travail de la firme. Nous avons pu assister l'an dernier à des démonstrations de ce type à Hanovre (Polygram)\* et à Paris (Philips)\*, mais il fallait que les différentes firmes concernées se mettent d'accord sur un standard commun pour que le système accède à l'universalité. Il semble que l'on soit sur la bonne voie et que tous les constructeurs s'orientent vers un système unique. C'est tout au moins ce qui nous a été donné à penser ici.

● Le magnétocassette numérique : JVC avait présenté un prototype de magnétocassette numérique (utilisant la mini-cassette classique) à Montreux, en mars 1982, lors de la 71<sup>e</sup> Convention de l'Audio Engineering Society ; ce magnétocassette avait fait alors l'objet d'une communication (I. Owaki, S. Saito et S. Nakamura : « On the Development of the Digital Compact cassette desk. » Preprint 1861-G7). Bien que des magnétophones numériques à bandes à bobines ouvertes aient fait antérieurement leur apparition, le modèle de JVC était le premier à utiliser une mini-cassette (à bande métal). Il s'agissait d'un modèle 8 pistes stéréo (+ 1 piste auxiliaire) pour une demi-largeur de bande, ce qui signifie que la mini-cassette était ré-

*Le microphone super directif MU 6200 E. On remarquera la poignée spéciale permettant la tenue en main et, derrière le microphone, son alimentation.*



versible avec toutefois une particularité : les pistes (largeur d'une piste : 0,16 mm) d'une face étaient imbriquées dans celles de l'autre sur toute la largeur de la bande ; les principales caractéristiques de cet enregistreur-lecteur consistaient en :

- bande passante : 0 Hz à 15 kHz  $\pm$  0,5 dB
- dynamique :  $>$  84 dB
- distorsion :  $<$  0,03 %
- pleurage et scintillement : précision du quartz
- fréquence d'échantillonnage : 33,6 kHz
- quantification : 12 bits non linéaire (compression/expansion)
- densité linéaire : 1,82 kbit/mm
- taux de transmission global : 1,0416 Mbit/s
- vitesse de défilement : 7,14 cm/s

La vitesse de défilement linéaire de 7,14 cm/s permettait d'accéder avec une cassette C-90 à une durée de 30 mn par face. Des essais démonstrations effectués à Montreux au cours de la même Convention de l'AES avaient montré qu'il était également possible de faire tenir sur la bande une image fixe, transférable sur un moniteur vidéo, et renouvelable toutes les 5 secondes, en quelque sorte une préfiguration de ce qui existera pour le compact-disc dans un avenir pas tellement lointain. Mais proposer un prototype n'impli-

que pas forcément un accord total de la part des autres constructeurs et ainsi a-t-on vu, par la suite et très vite, d'autres constructeurs, nippons proposer leur propre standard, chacun étant différent des autres tant en ce qui concerne la vitesse de défilement que le nombre de pistes, leur largeur, les systèmes de codage et de décodage (avec un système de correction d'erreurs particulier à chacun et donc non compatible avec les autres...) : Sony, Sharp, Matsushita - ce dernier proposant même deux systèmes dont un utilisant des micro-cassettes ! - vinrent ajouter leurs prototypes propres, ce qui ne pouvait qu'ajouter à la confusion et retarder l'avènement d'un standard vraiment international et faisant la quasi-unanimité sur le plan mondial.

Cependant, depuis peu, un accord est intervenu entre les principales firmes intéressées, y compris Philips ; la percée du compact-disc auprès du grand-public n'est vraisemblablement pas étrangère à cette volonté d'entente sur des normes communes pour pouvoir, à

côté des disques et des lecteurs afférents, aussi proposer des magnétocassettes numériques.

D'après ce que nous avons pu savoir ici, chez JVC, auprès de M. Takashi Miyata, on reviendrait à des pistes non imbriquées : les deux voies pour un son stéréo occupant la moitié de la largeur de la bande, et d'autre part, le nombre de pistes serait singulièrement augmenté puisque l'on passerait à 20 pistes (+ 1 piste « cue ») pour une face de la cassette. Dans ces conditions, la largeur d'une piste enregistrement descend à 60 microns (le diamètre d'un cheveu) avec une garde de 20 microns de part et d'autre par rapport aux pistes adjacentes, alors que la largeur de piste lue n'est plus que de 50 microns, pour une garde entre têtes adjacentes de 30 microns. Bel exploit ! M. Miyata nous a montré et des têtes et des photographies de ces têtes (où l'on voit d'ailleurs mieux : ce sont celles qui sont reproduites dans cet article), et il faut bien reconnaître que c'est un admirable travail de miniaturisation, JVC a travaillé la question pour ses magnétoscopes portables et sa « vidéo-movie ».

● Les microphones : JVC avait innové dans ce domaine en 1980 en mettant au point un microphone

« zoom » dont le pointu de la directivité était variable, et ce en vue d'une application bien précise : coupler ce « zoom » acoustique au « zoom » optique d'une caméra vidéo pour améliorer la prise de son lors d'une prise de vue. Il vient de développer, en vue de la prise de son lors d'événements sportifs ou de spectacles sur scène retransmis en direct par la radiotélédiffusion, un microphone ayant un diagramme de directivité horizontale encore plus étroit que celui des habituels microphones « canon » qui montrent pourtant de belles possibilités pour cet usage bien précis. Le MU-6200 E (telle est son appellation) utilise pour ce faire 40 éléments (capsules) à directivité cardioïde disposés régulièrement sur un arc de cercle de 1 mètre de long ; chacune des capsules est séparée de sa suivante par un espace de 28 mm ; quant au rayon de courbure de l'arc de cercle, on peut l'évaluer à quelque 3 mètres. En fait, cette dernière valeur est le résultat de nombreuses mesures qui ont montré que c'était avec celle-ci que la superdirectivité obten-



*Le lecteur VHD, à gauche, ses interfaces « jeu vidéo » et « informatique » et un MSX.*

# JVC: PAS SEULEMENT LA VIDEO



Utilisation du VHD en karaoké

nue ne variait pas trop avec la fréquence.

Pourquoi une directivité très étroite seulement dans le sens horizontal ? Là aussi c'est l'expérience qui a tranché : dans la plupart des cas, il s'est avéré que les sources sonores que l'on désire capter dans les cas précités n'ont que peu ou pas du tout de répartition dans le sens vertical et donc qu'il suffisait de disposer d'un microphone « très pointu » en directivité dans le seul sens horizontal pour obtenir satisfaction.

Nous avons pu faire quelques essais de ce microphone dans un des locaux de JVC, mais les résultats auraient sans doute été plus spectaculaires encore si nous avions pu disposer d'une salle moins réverbérante ou, encore mieux, si nous avions pu opérer en espace libre. En effet, les réflexions multiples sur les murs de la pièce et surtout sur les plancher et plafond d'une salle, petite et non amortie, font que toutes les qualités du MU-6200 E ne peuvent être pleinement mises en évidence, dans des conditions qui sont autres que celles pour lesquelles il a été conçu.

● La biphonie : c'est une technique de prise de son et de restitution sonore qui, par son appellation, peut faire penser à la stéréophonie, et pourtant c'est différent. Ici, on a réellement l'impression de relief sonore, de son en trois dimensions (à condition d'occuper un emplacement déterminé), même si la reproduction sonore se fait à partir de deux enceintes acoustiques. Nous n'avons eu au-

cune explication sur le procédé et avons tout juste eu le droit à une démonstration auditive : quand il s'agit d'enregistrements de personnes qui parlent en se déplaçant, nous pouvons les localiser de façon précise dans la salle et les suivre « à l'oreille » plus près, moins proches, comme si elles étaient effectivement là... Nous avons eu, fin 1983, des démonstrations relativement similaires à Radio-France, et il s'agissait alors d'hexaphonie, avec six sources sonores de restitution \*\* : nous avons ressenti, chez JVC, la même impression de précision dans la localisation de la provenance des sons. Rien d'étonnant à ce que JVC suive aussi de très près ces nouvelles techniques puisque la firme possède toujours des studios de prise de son et que le pressage des disques, analogiques ou numériques, constitue encore une de ses activités.

## LA VIDEO

Pour ce qui est de la vidéo, il faut se rendre à Yokohama, tout au moins si nous voulons voir des magnétoscopes en cours de fabrication. Pour la recherche et le développement de ce type d'appareil, par contre, notre attente a été déçue. Nous avons eu droit, bien sûr, à la vue des chaînes de montage, certaines encore largement dépendantes de la main-d'œuvre et d'autres déjà très robotisées. Pas question de prendre de photographies s'agissant de ces dernières : cela vous

Un prototype d'AHD avec liaison avec monitor TV : 8 voies d'une heure de disponible sur une face de disque.



est strictement défendu ; de même qu'il est interdit de fixer sur la pellicule une de ces machines d'implantation automatique des composants, lesquelles garnissent un gigantesque hall et qui ont pour origine Matsushita (« Paninsert ») ou Sanyo...

Si JVC s'intéresse aussi au caméscope 8 mm, nous n'en avons rien vu ici. Au contraire, il nous a été dit par M. Takuzo Shiotani, General Manager du département « export video » qu'abandonner le VHS, qui marche si bien actuellement sur le marché mondial, n'entraîne pas – pour le moment et certainement pour encore un bon laps de temps – dans les vues de JVC, deuxième producteur mondial de ce type d'appareil derrière Panasonic (Matsushita), et bien que ce dernier ait sauté le pas pour mener conjointement l'étude et la fabrication, et des VHS, et des caméscopes au nouveau format 8 mm. La sortie, récente, des magnétoscopes VHS Hi-Fi sur le marché et

fabrications..., ce qui ne veut pas dire que JVC ne suit pas la question, ne serait-ce que parce qu'elle fait partie des cinq firmes signataires de l'accord fait le 20 janvier 1982 pour le lancement d'un nouveau format, aux normes mondiales, à savoir... le caméscope 8 mm. En revanche, le centre de Yamato s'intéresse énormément au lecteur vidéodisque VHD, à lecture capacitive et au suivi de piste par asseruissement. Au Japon, le système est commercialisé non seulement par JVC mais également par d'autres firmes comme Sharp, Nec, Sanyo (13 firmes japonaises et Thorn EMI ont opté pour le système VHD) et, depuis son lancement le 21 avril 1983, plus de 1 500 titres de vidéodisques (« software ») sont venus grossir les catalogues de programmes. Une des orientations actuelles du VHD est l'utilisation en karaoké, avec possibilité de bilinguisme (japonais + anglais par exemple), le chanteur ayant possibilité de suivre sur l'écran du moni-

Un autre développement du VHD est son utilisation pour transmettre des images fixes, la lecture d'une image fixe se faisant par répétition multiple de la lecture de la même spire (128 répétitions soit 8 secondes pour la même image), ce qui conduit, pour une seule face de disque, à une durée de vision dépassant 22 heures !...

Egalement prévue, l'utilisation du VHD (disque) comme mémoire informatique en liaison avec un micro-ordinateur...

Enfin, si l'AHD (« Audio High-density Disc » devenu « Advance High-density Disc ») n'est pas encore commercialisé – les disques AHD, concurrents des compact-disc, sont lus par le même lecteur que le VHD ; toutefois, ce lecteur comporte un certain nombre de circuits supplémentaires destinés au décodage du son qui est alors numérisé sur les pistes – c'est une question de prix de revient des circuits LSI et mémoires additionnelles qui rendraient son prix de vente peu at-

mercialiser l'AHD. Rendez-vous donc est pris pour le courant de 1986... En attendant, il nous a été donné de voir, plutôt que d'entendre, une version de l'AHD fonctionnant comme une banque de données à usage institutionnel : 8 heures par face !...

Nous aurions bien aimé en savoir plus sur tout ceci mais comme il s'agit de produits en cours de développement et dont l'évolution n'est pas toujours achevée, les explications ne sont pas toujours fournies avec un grand luxe de détails. Et puis « le secret industriel » n'est pas un vain mot : ne pas tout dire est bien souvent une nécessité impérieuse.

Quoi qu'il en soit, cette visite chez JVC, même si celle-ci a été limitée à une journée qui nous a paru très courte, nous a montré que l'innovation technologique était un souci permanent et que, plus que jamais, il fallait compter avec le Japon.

Ch. PANNEL



Yokohama : les réglages sur une ligne de fabrication de magnétoscopes.

les bons résultats déjà obtenus par le « Video-movie » confortent JVC dans l'idée que le VHS a encore de belles années devant lui. Alors, à quoi bon se lancer dans d'autres

leur TV les paroles écrites dans une autre langue que celle qui lui parvient par le casque (voie gauche du disque : mélodie seule ; voie droite du disque : mélodie + paroles).

tractif. Mais JVC compte parvenir, d'ici un an et grâce aux améliorations technologiques dans ce domaine, à réduire suffisamment les coûts pour être à même de com-

- \* On pourra se reporter au n° 1710 du *Haut-Parleur* (novembre 1984).
- \*\* Le *Haut-Parleur* n° 1707 de mars 1984.

# NOUVELLES DU JAPON

**La nouvelle offensive du compact-disc entraîne dans son sillage les derniers défenseurs du disque analogique. Le Betamax disparaît tandis que fleurissent les V.H.S. Movies et que le Vidéo 8 mm devient aussi un standard de l'enregistrement audio-numérique longue durée.**

Le premier fabricant mondial de cellules phonocaptrices, vous connaissez ? Bon sang, mais c'est bien sûr, AudioTechnica ! Cette firme japonaise se met à l'heure du compact-disc en produisant des éléments lecteurs destinés aux platines C.D. Seules les lentilles optiques nécessaires sont sous-traitées. AudioTechnica pense en effet que les fabricants de platines C.D. se tourneront peu à peu vers des entreprises spécialisées pour se fournir en lecteurs. Un allié supplémentaire pour le compact-disc, qui semble être dans une nouvelle phase d'offensive.

Effectivement, Hitachi a décidé de doubler sa production de lecteurs de compact-discs pour satisfaire la demande des marchés japonais et mondiaux (Hitachi fabrique ces appareils pour près de dix clients, dont Thomson et RCA). Yamaha annonce 300 000 unités du même produit pour l'année 1985, soit 23 % des 1 300 000 lecteurs de compact-discs prévus pour cette année (Yamaha sous-traite également pour une dizaine de marques et possède près de 50 % du marché de certains circuits intégrés destinés au compact-disc).

Aiwa ne reste pas non plus en arrière, qui vient de décrocher la sous-traitance des platines C.D. pour le Danois Bang & Olufsen. Mais c'est Pioneer qui paraît le plus agressif en multipliant sa production par dix et en espérant prendre la seconde place parmi les constructeurs japonais de compact-disc (après Sony). Pioneer vient de commercialiser au Japon trois nouveaux lecteurs, dont l'appareil le moins cher du marché actuellement.

Les principales innovations de ces nouveautés résident dans un système d'asservissement linéaire améliorant le

suivi de piste et dans le « disc stabiliser », un disque de 80 mm en résine qui vient se placer automatiquement sur le compact-disc pour éliminer les vibrations indésirables et linéariser la rotation. Pioneer est également très actif sur le marché du compact-disc destiné à l'automobile, où il occupe la place de leader devant Sony.

Alpine vient de les rejoindre en commercialisant son modèle 5900 qui inclut un amplificateur de puissance dans le boîtier aux dimensions DIN. L'arrivée de Yamaha et Mitsubishi sur ce marché est imminente...

## La fin du Beta

Le mois d'octobre de cette année verra la fin du Betamax. A cette date Sony produira uniquement des Superbetamax (Hiband Beta) aux performances nettement supérieures. Ces magnétoscopes de salon, qui peuvent également lire les cassettes enregistrées sur les « anciens » Betamax, devraient arriver incessamment en Europe. Cette arrivée coïncidera avec celle du Vidéo 8 mm et du VHS Movie de Matsushita, qui, rappelons-le, est un caméscope utilisant une cassette VHS standard.

Matsushita vient d'ailleurs d'être suivi au Japon par Hitachi qui a introduit sur le marché des caméscopes son VHS Movie VM-200.

Le VM-200 est un modèle autofocus qui pèse 2,4 kg (sans batterie) et est équipé d'un tube Saticon 1/2 pouce, qui peut filmer avec un éclairage de 10 lux, d'un zoom 6x f:1,2, et d'une balance automatique des blancs. Sa

bande passante allant jusqu'à 4,3 MHz, le VM-200 peut être utilisé comme caméscope professionnel. Hitachi sous-traitera les VHS Movies pour Mitsubishi, Pentax et RCA, tandis que Matsushita a de nombreux clients pour son appareil, tels General Electric, Magnavox, Philco, etc., aux USA, Philips et Grundig en Europe et, tout récemment, Elmo au Japon, après bien d'autres.

## Un standard audio-numérique pour le Vidéo 8 mm

Les membres de la conférence d'étude sur « le standard d'enregistrement multipiste audio-numérique sur Vidéo 8 mm » se sont mis d'accord. Les participants ne comptent que des grands noms : Akai, Eastman Kodak, Canon, Casio, Clarion, Hitachi, JVC, Kyocera, Philips, Pioneer, Sanyo, Sharp, Sony, Teac, Toshiba et Trio Kenwood (\*). Parmi les spécifications qui ont mis tout le monde d'accord : six pistes stéréo, signal de même type que celui adopté pour l'enregistrement audio-numérique à deux canaux sur Vidéo 8 mm et transport de bande en modes normal et reverse. Grâce à ce standard, les enregistreurs Vidéo 8 mm se transformeront en systèmes audio/vidéo qui permettront des enregistrements audio-numériques de longue durée, et ce, pour un coût additionnel assez faible. Voilà donc un secteur où le futur se porte bien.

**Pierre LABEY**

(\*) Comme on peut le constater, il ne manque que Matsushita.

# TBF 3

## UN GENERATEUR DE FONCTIONS NUMERIQUES

(suite voir n° 1716)

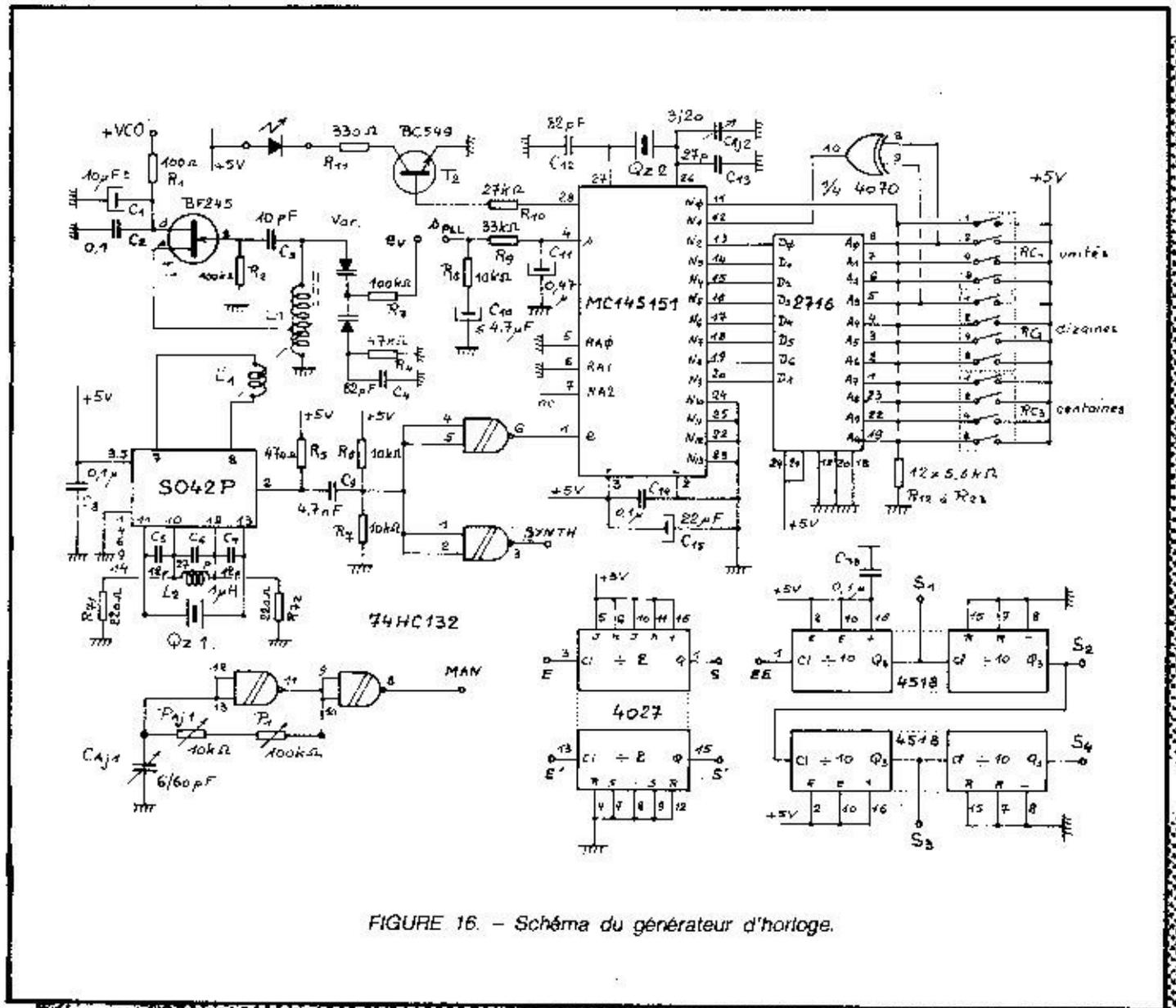


FIGURE 16. - Schéma du générateur d'horloge.

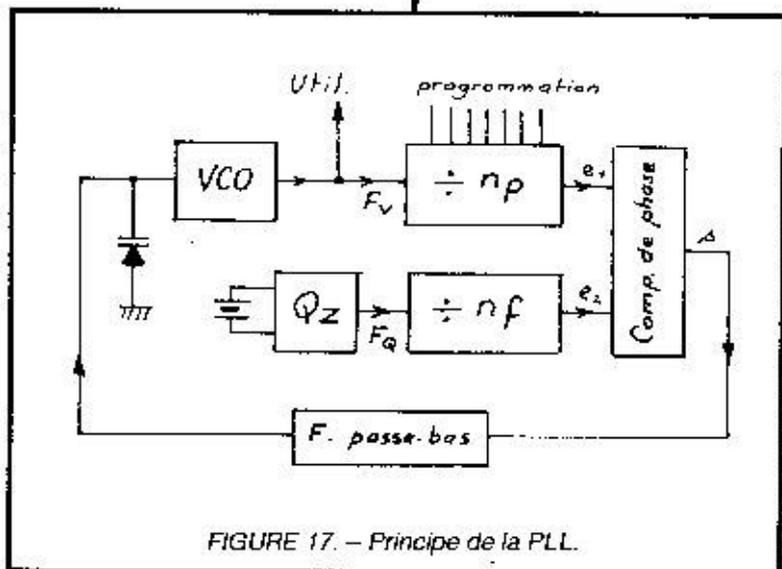


FIGURE 17. - Principe de la PLL.

## 5. Le générateur d'horloge

Voir le schéma complet en figure 16.

Nous voulons que le TBF3 fournisse un signal de sortie de fréquence maximale 20 kHz, en mode « x 2 ». Nous voulons également que les diverses gammes soient calées de 10 en 10 fois. Cinq gammes sont prévues.

Ceci nous donne donc la répartition suivante :

Mode x 1	
1 000 Hz	10 000 Hz
100 Hz	1 000 Hz
10 Hz	100 Hz
1 Hz	10 Hz
0,1 Hz	1 Hz
Mode x 2	
2 000 Hz	20 000 Hz
200 Hz	2 000 Hz
20 Hz	200 Hz
2 Hz	20 Hz
0,2 Hz	2 Hz

C'est évidemment la gamme 2 000 Hz/20 000 Hz qui est fondamentale, les autres s'en déduisant simplement par division par 2 ou/et par 10.

Pour couvrir cette gamme, sachant que l'horloge va 252 fois plus vite que le signal de sortie, cette horloge doit donc osciller

de  $252 \times 2\,000 = 504\,000$  Hz  
à  $252 \times 20\,000 = 5\,040\,000$  Hz  
soit de 504 kHz à 5,04 MHz !

Rappelons, s'il est nécessaire que nous voulons synthétiser la fréquence de l'horloge, en l'asservissant, via une classique boucle à verrouillage de phase, à l'oscillation d'un quartz de référence.

La figure 17 rappelle schématiquement le principe de cette PLL : l'oscillation contrôlée  $F_v$  est divisée par  $n_p$ , déterminé par un diviseur programmable fournissant donc  $\rightarrow F_v/n_p$ .

L'oscillation du quartz de fréquence  $F_0$  est divisée par  $n_f$ , facteur de division fixe, du second diviseur.

On obtient ainsi  $\rightarrow F_0/n_f$ .

Si  $F_v/n_p > F_0/n_f$ , alors le comparateur délivre une tension débarrassée des fréquences élevées par un filtre passe-bas et qui réduit la fréquence du VCO, en augmentant la capacité de la diode Varicap.

Si  $F_v/n_p < F_0/n_f$ , il l'augmente !

Le système permet donc d'obtenir l'égalité :

$$F_v/n_p = F_0/n_f$$

On peut tirer de cette égalité :

$$F_v = F_0/n_f \times n_p$$

Le rapport  $F_0/n_f$  est appelé **pas de synthèse**.

$$F_v = \text{pas} \times n_p$$

Le coefficient  $n_p$  peut varier d'unité en unité.

La fréquence  $F_v$  peut varier de pas en pas.

Dans notre système, le pas est égal à 5 040 Hz. Le coefficient  $n_p$  peut varier de 100 à 1 023. La fréquence  $F_v$  de sortie d'horloge peut donc varier :  
de  $100 \times 5\,040 = 504$  kHz  
à  $1\,023 \times 5\,040 = 5,155\,92$  MHz.

L'oscillateur commandé est un VCO (Voltage Controlled Oscillator). En réalité, il n'est pas possible d'avoir directement un oscillateur VCO ayant une telle couverture, de rapport légèrement supérieur à 10. Qu'il soit à bobinages ou à résistances/condensateurs, une telle excursion est impossible, dans la mesure où il faut, de plus, monter à quelque 5 MHz !

Par ailleurs, il ne faut pas oublier que nous ne disposons que d'une tension de commande de glissement de fréquence de 5 V maximum, ce qui est bien peu pour agir sur la Varicap.

Toutes ces considérations nous ont amené à choisir, pour faire l'oscillateur d'horloge, un montage à changement de fréquence. Le VCO lui-même est un oscillateur L.C à transistor FET, couvrant de 50 à 55 MHz, ce qui correspond à un rapport de  $55/50 = 1,1$  au lieu des  $5/0,5 = 10$ . C'est beaucoup plus facile à obtenir évidemment. Cet oscillateur attaque un changeur de fréquence de type SO42 P, recevant également d'un oscillateur interne à ce circuit l'oscillation 50 MHz d'un quartz associé. La sortie du mélangeur va nous délivrer le battement différence, allant en théorie de  $50 - 50 = 0$  MHz à  $55 - 50 = 5$  MHz.

Pour être plus précis, le VCO oscillera en réalité :

$$\text{de } 50 + 0,504 = 50,504 \text{ MHz}$$

$$\text{à } 50 + 5,04 = 55,04 \text{ MHz}$$

afin de fournir les fréquences d'horloges nécessaires. Le signal de sortie du mixer est plutôt sinusoïdal, son amplitude variable dans l'excursion prévue. Un trigger de Schmidt pris dans un 74HC132 remet le signal en forme et délivre sur les sorties (picots 3 et 6), d'une part le signal d'attaque du compteur-décompteur, et d'autre part le signal d'attaque de la PLL.

Il est d'ailleurs temps de parler de celle-ci. Nous l'avons réalisée avec un MC145151. Ce merveilleux circuit de Motorola intègre tous les éléments nécessaires de la PLL : diviseurs programmable et fixe, oscillateur de référence, comparateur de phase. De plus, il s'agit d'un circuit C.MOS, type haute vitesse, à faible consommation et grim pant à quelque 40 mHz.

Le coefficient  $n_f$  a été choisi à 1 024, par les entrées RA0, RA1 et RA2 (respectivement à 0, 0 et 1). Le pas étant de 5 040 Hz, le quartz de référence doit avoir une fréquence de  $1\,024 \times 5\,040 = 5\,160\,960$  Hz ou 5,16 096 MHz.

Le facteur variable de division est à appliquer aux entrées du diviseur programmable :  $N_0$  à  $N_{13}$ . Ce facteur binaire peut aller de 3 à 16 383. Pour ce qui nous concerne, nous n'utiliserons que de 100 à 1 023, comme dit plus haut.

Comme  $1\ 023 = 111111111$  en binaire, nous commanderons les entrées  $N_0$  à  $N_9$ . Les autres entrées  $N_{10}$  à  $N_{13}$  étant à la masse.

Un problème sérieux : le nombre  $n_p$  en question doit être en binaire pur. Pourtant, nous voulons l'introduire par roues codeuses délivrant du binaire code décimal (ou BCD). Qu'est-ce encore que ce charabia ? Simple, vous allez le comprendre sur un exemple !

Supposons que nous voulions introduire un nombre  $n_p$  égal à 297 dans le MC145151, ceci afin d'obtenir une fréquence de :

$$297 \times 5\ 040 = 1\ 496\ 880\ \text{Hz}$$

En binaire pur, 297 s'écrit 0100110001. Ces différents niveaux sont donc à appliquer aux entrées  $N_0$  à  $N_9$ .

Pour cela, positionnons les roues codeuses sur « 2 », « 9 » et « 7 » :

- celle des centaines sort le nombre 2 en binaire, soit 0010 ;
- celle des dizaines sort le nombre 9, soit 1001 ;
- celle des unités sort le nombre 7, soit 0111.

L'ensemble des trois roues délivre donc le nombre 0010 1001 0111, ce qui après compression des espaces donne 001010010111, nombre qui n'a rien à voir avec le 010011001 du  $n_p$  escompté. Le nombre fourni par les roues codeuses est dit « codé BCD » parce que chaque chiffre décimal est codé en binaire, indépendamment des autres. Cette méthode est d'ailleurs d'usage général dans les techniques d'affichage.

En tout cas, pour nous, le nombre 297 issu des roues codeuses est inexploitable directement ! La seule solution simple consiste à faire une conversion par **mémoire intercalée**.

Les sorties des roues codeuses sont appliquées sur les entrées d'adressage d'une mémoire EPROM de type 2716. Elles « pointent » ainsi une case mémoire dans laquelle on trouve le nombre  $n_p$  cherché, lequel apparaît alors sur les sorties données de la mémoire. Toutefois, notre nombre  $n_p$  doit comprendre 10 chiffres 0 ou 1... et la 2716 ne possède que 8 sorties ! Heureuse-

ment, une double astuce va nous sortir de cette impasse.

Tout d'abord, on peut remarquer, sur plusieurs exemples, que le bit des unités en binaire pur est toujours égal à celui du nombre en BCD. Si  $n_p$  est pair, c'est 0. Si  $n_p$  est impair, c'est 1 ! Ce bit du MC145151, soit  $N_0$ , est donc directement adressé par la sortie de poids faible de la roue codeuse des unités.

D'autre part, mais cela est beaucoup plus subtil, le bit de poids 2, soit  $N_1$ , du MC145151 est égal à celui de la roue codeuse des unités si la dizaine est paire et à son complémentaire si la dizaine est impaire.

Pour obtenir ce bit  $N_1$ , il suffit donc de faire un **OU exclusif** du bit 2 de la roue codeuse unité, avec le bit 1 de la roue codeuse des dizaines.

Nous vous laissons réfléchir sur cet exaltant sujet. Seuls des exemples pourront vous faire bien comprendre ce point délicat de fonctionnement.

Quoi qu'il en soit, nous sommes sauvés.  $N_0$  et  $N_1$  sont directement obtenus des roues codeuses des unités et des dizaines.  $N_2$  à  $N_9$  viennent de la 2716. Bien entendu, on ne peut faire plus que de mettre des 1 partout, de  $N_0$  à  $N_9$ , soit appliquer 11111111. Ce nombre étant égal à 1 023. C'est pourquoi la programmation s'arrête sur cette valeur un peu bizarre, *a priori*.

Mais pourquoi se limiter à la valeur 100, à l'autre extrémité de la gamme ? Il s'agit, dans ce cas, de sécurité de fonctionnement. Il faut en effet garder un écart suffisant entre le VCO et l'oscillateur à quartz, pour éviter un phénomène « d'entraînement », le VCO se verrouillant sur la fréquence du quartz

s'il en est trop proche. Il faut aussi éviter de passer de l'autre côté des 50 MHz, minimum théorique du VCO. En effet, dans un tel cas, la Varicap agirait à l'envers et la PLL ne s'en remettrait pas. Avec les  $100 \times 5\ 040\ \text{Hz}$ , soit 504 kHz d'écart, nous ne risquons pas ces déboires.

Mais, au fait... comment marquer « 1 023 », avec seulement trois roues codeuses ? Tout simplement en profitant du fait que les positions 000 à 099 sont inutilisées ! Nous allons donc revenir de 000 à 023, pour aller de 1 000 à 1 023. Ainsi, lorsque nous afficherons 000, cela voudra dire 1 000, lorsque nous afficherons 012, cela voudra dire 1 012.

Nous avons d'ailleurs ajouté un petit raffinement pour éviter toute confusion dans la lecture : quand la roue des centaines marque « 0 », ses quatre bits sont à 0 (voir fig. 18), le transistor  $T_4$  est bloqué et une LED « 1 » s'allume. Cette LED, choisie plate, figure ainsi le « 1 » des milliers qui nous manquait. Par contre, de 100 à 999, l'un au moins des quatre bits de cette roue est à 1 et le transistor  $T_4$ , conducteur, court-circuite la LED qui ne s'allume pas.

Notons aussi la présence d'une autre diode LED (verte) alimentée par  $T_2$ , lui-même activé par les impulsions de verrouillage de boucle et qui, de ce fait, indique l'accrochage correct de cette boucle.

Les signaux d'horloge varient donc : de  $100 \times 5,04\ \text{kHz} = 504\ \text{kHz}$  à  $1\ 023 \times 5,04\ \text{kHz} = 5,15\ 592\ \text{MHz}$  au pas de 5,04 kHz ou 5 040 Hz

Le compteur/décompteur divise ces fréquences par 252, nous l'avons vu,

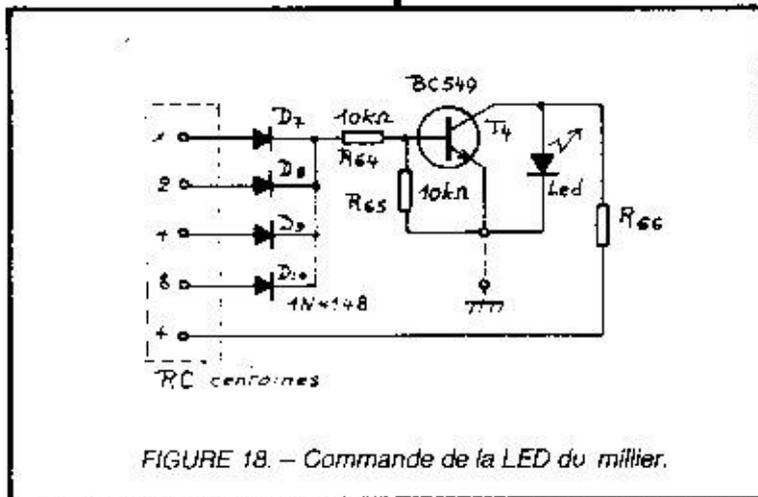


FIGURE 18. - Commande de la LED du millier.

pour donner celle du signal de sortie. Nous allons donc obtenir :

de 504 000 : 252 = 2 000 Hz  
à 5 155 920 : 252 = 20 460 Hz  
au pas de 5 040 : 252 = 20 Hz.

Vous pourrez ainsi passer de 2 000 à 2 020, 2 040, 2 060... Hz.

En gamme 1 000/10 230 Hz, le pas est de 10 Hz.

En gamme 100/1 023 Hz, le pas est de 1 Hz, etc.

Le signal 504 Hz/5,15 592 MHz traverse éventuellement deux diviseurs par 2 (type 4 027) puis quatre décades (type 4518) en cascade, de manière à avoir toutes les gammes prévues.

La synthèse de fréquence permet une précision et une stabilité parfaites. Toutefois, elle a l'inconvénient de la progression par pas ! C'est parfois gênant. Par exemple, pour la mesure du taux de distorsion de notre générateur, avec un filtre en double T (voir plus loin). Un tel filtre est extrêmement sélectif s'il est bien fait. La fréquence de coupure dépend de quatre résistances et de quatre condensateurs. Il est difficile de la décaler et c'est le générateur qu'il faut amener à la fréquence exacte. Mais cet accord idéal peut fort bien se trouver juste entre deux pas !

Pour tourner ce défaut, nous avons donc prévu un générateur à variation manuelle et... progressive. Cet oscillateur ultra-simple est constitué par un trigger de Schmidt du 74HC132. Ces nouveaux circuits C.MOS sont formidables et l'oscillateur en question peut monter sans difficulté à quelques dizaines de mégahertz. Ici, plus modestement, nous lui ferons couvrir de moins de 500 kHz à un peu plus de 5 MHz. Il ne faut pas essayer de monter plus haut, car le reste du TBF3 ne suivrait plus.

Bien sûr, la stabilité de cet oscillateur n'est pas très bonne et la graduation en fréquence n'est pas linéaire ! Mais on s'en fiche, puisque le but de la manœuvre est d'obtenir une variation progressive, ce qui est bien le cas. Pour le reste, il suffit de repasser en mode synthétisé, et la PLL vous donnera le reste.

L'adjonction d'une entrée de modulation est un jeu d'enfant. Il suffit de déconnecter la sortie de la PLL de l'entrée Varicap en attaquant cette dernière par une tension en rampe de fréquence et d'amplitude convenables.

## 6. Fonctions annexes

### a) TTL

Revenons à la figure 12 de la logique de comptage. Nous savons que Q de JK<sub>11</sub> commande l'état de T<sub>3</sub>, d'inversion de sens (voir la figure 11 pour souvenir). Cette sortie fournit donc un signal TTL à la fréquence du signal de sortie.

Nous amènerons le signal Q<sub>11</sub> sur la borne « TTL » pour exploitation externe.

### b) Tone-Burst

La fonction Tone-Burst est synonyme de générateur de salves. Le signal de JK<sub>11</sub> est injecté sur un diviseur binaire, type 74LS93. On recueille en sortie Q<sub>0</sub> un créneau à fréquence moitié

et sur Q<sub>3</sub>, un créneau 16 fois moins rapide. L'un ou l'autre de ces créneaux peut être envoyé sur l'entrée Enable du 74LS151. Ce circuit est un buffer non inverseur, à sorties 3 états. Revoir la figure 10. Si cette entrée de commande est à 0, le buffer est « transparent ». Chaque sortie est alors l'image de l'entrée. Si cette entrée est à 1, les sorties du buffer passent en **haute impédance**, ce qui signifie qu'elles se déconnectent des lignes desservies, lesquelles passent à 0, par les résistances de 4 700 Ω. Les mémoires sont adressées à 000000. La donnée qui se trouve dans la case mémoire concernée (0) est précisément 00000000, correspondant à une tension de sortie du DAC nulle.

Si l'entrée Enable est commandée par Q<sub>0</sub> ou Q<sub>3</sub> ci-dessus, le DAC donne une période de signal, puis une période

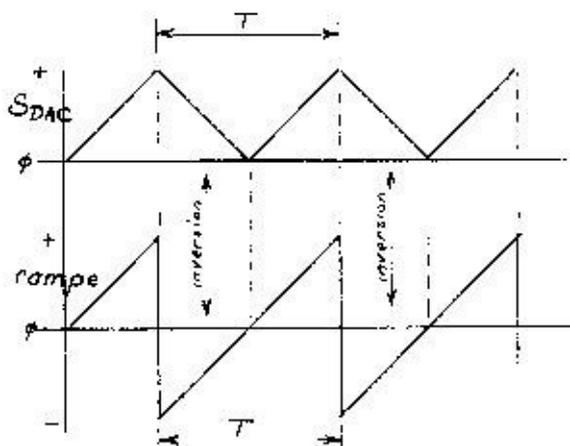


FIGURE 19. - Génération d'une rampe.

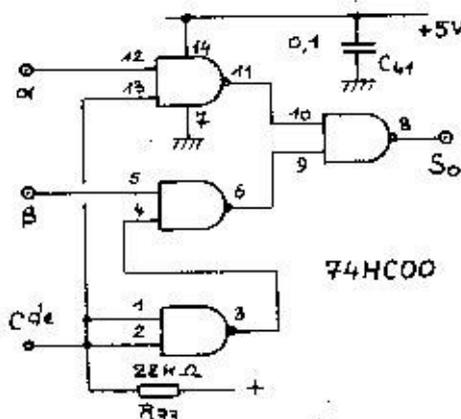


FIGURE 20. - Option 1

à 0, (1/1) ou 8 périodes de signal et 8 périodes à 0 (8/8).

**c) Autres formes**

Si le transistor  $T_3$  est constamment bloqué (base à 0), les inversions de sens ne se produisent plus et le signal triangulaire est exactement celui de la figure 13 (régime  $T_+$ ):

- il évolue de 0 à  $U_{max}$ ;
- sa fréquence est double de la fréquence nominale;
- son amplitude est moitié;
- il est tout positif.

Si ce transistor est constamment bloqué, c'est le contraire: le triangle à fréquence double et amplitude moitié est tout négatif (régime  $T_-$ ).

Si de plus, nous sommes en régime sinusoïdal, nous obtenons un signal type « redressé double alternance », tout positif (régime  $S_+$ ) ou tout négatif (régime  $S_-$ ), comme en figure 7.

**N.B.:** Dans ce mode, il serait possible de programmer les 74S387, dans une page non utilisée, de manière à avoir une sinusoïde complète au lieu de ces sinusoïdes redressées. Cette sinusoïde aurait alors, comme les triangles en régimes  $T_+$  et  $T_-$ , une fréquence maximale de 40 kHz, mais une résolution moitié, comme l'amplitude. La distorsion serait double (de l'ordre de 0,5 %, ce qui reste encore satisfaisant). Cette possibilité sera offerte au paragraphe « Programmation ».

Si l'inversion par  $T_3$  est commandée par  $\bar{Q}_1$  au lieu de  $Q_1$ , que se passe-t-il ? (voir fig. 13 et 19).

Le triangle commence normalement puis, arrivé au sommet positif,  $\bar{Q}_1$  provoque l'inversion brutale et la sortie passe au tout négatif, pour revenir ensuite à 0. On repasse à la montée normale sur le palier 0 de  $\bar{Q}_1$ , puis de nouveau, une inversion. Résultat: une rampe linéaire montante (régime  $rT_+$ ) de fréquence double (voir fig. 19).

Si  $T_3$  est commandé par  $Q_1$ , la rampe linéaire est descendante ( $rT_-$ ).

Si nous sommes en régime sinusoïdal, les rampes ne sont plus linéaires, mais sinusoïdales (régimes  $rS_+$  et  $rS_-$ ).

A noter que de telles rampes sinusoïdales sont bien difficiles à fabriquer autrement.

**NB.:** Un petit circuit optionnel, construit avec un 74HC00 permet, en modes « rampes », d'ajouter un diviseur par 2 supplémentaire, dans la chaîne

du signal d'horloge. Dans ces conditions, les rampes ne sont plus délivrées à la fréquence double, mais à la fréquence nominale affichée (voir fig. 20).

**d) Commutations**

Les figure 21 à 24 donnent les schémas des commutations du TBF3.

**Figure 21:** La commutation des formes est assurée par un commutateur rotatif à 3 galettes 1 circuit/12 positions. La première section  $K_{F1}$  contrôle l'entrée T du transistor d'inversion  $T_3$ . La seconde section  $K_{F2}$  commande les signaux de fonctionnement ST (passage sinus-triangle), R

(passage en rectangulaire), tandis que la troisième section est réservée à la fonction Tone-Burst. Les composants  $R_{63}$ ,  $D_{11}$  et  $D_{12}$  sont câblés sur ce commutateur. On remarquera que la sixième position de KF, notée TS, permet d'obtenir triangles et sinusoïdes alternés: soit un triangle suivi d'une sinusoïde (Tone-Burst 1/1); soit huit triangles suivis de huit sinusoïdes (Tone-Burst 8/8). Cette fonction est un peu folklorique, avouons-le, mais démontre la versatilité du TBF3. Les diodes  $D_{11}$  et  $D_{12}$  correspondent à la commande du circuit optionnel de la figure 20. Elles peuvent donc être sup-

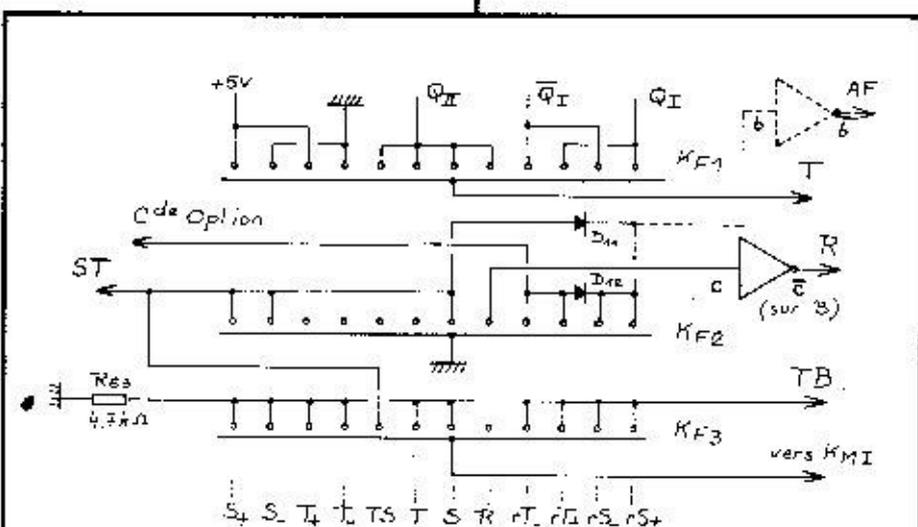


FIGURE 21. - Commutation des formes (par  $K_F$ ).

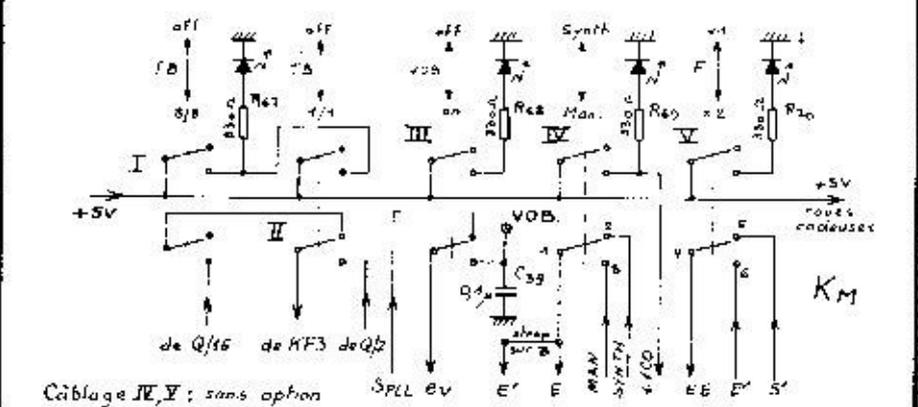


FIGURE 22. - Commutation des modes (par  $K_M$ ).

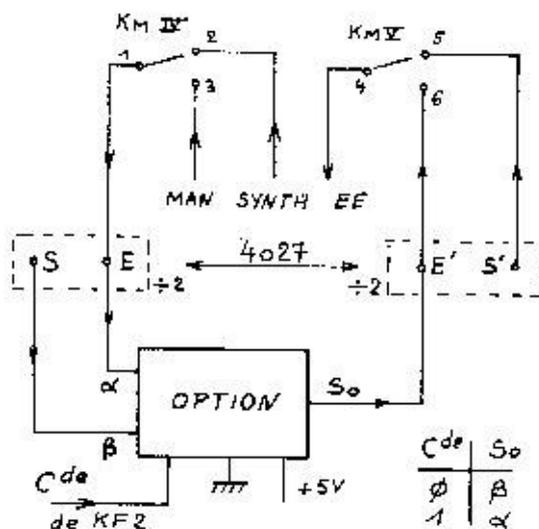


FIGURE 23  
Variante de la figure 22, avec option.

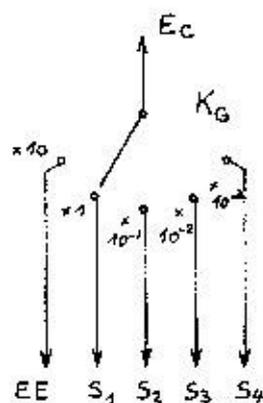


FIGURE 24  
Commutation des gammes (par  $K_0$ ).

primées si ce circuit n'est pas utilisé. En pointillé, un circuit aussi optionnel et correspondant à un changement de page des mémoires 74S387. Il permet ainsi d'activer une « autre forme ». Cette autre forme remplace les sinusôides redressées des positions rS<sub>-</sub> et rS<sub>+</sub>.

**Figure 22 :** Un commutateur à 5 touches assure la commutation des modes. Nous avons de gauche à droite : TB 1/1, TB 8/8, VOB on/off, Synth/Man et Fréq. x 1 ou x 2. Dès que l'une des cinq touches est enfoncée, mettant le TBF3 dans un mode particulier, une diode LED s'allume, le signalant à l'utilisateur, ceci afin d'éviter toute erreur d'interprétation. On notera que la fonction Tone-Burst est applicable pour toutes les formes sauf la rectangulaire. Cela donne des signaux parfois un peu curieux, comme le montrent les photos illustrant cet article.

**Figure 23 :** Cette figure correspond à une variante de la figure 22. On y montre le branchement optionnel du circuit de division supplémentaire par deux. Avec ce circuit, les rampes ont la fréquence nominale affichée et non la fréquence double. Nous l'avons déjà signalé.

**Figure 24 :** Il s'agit simplement du câblage du commutateur des gammes. Un seul circuit à 5 positions résoud aisément le problème.

## 7. L'ampli final

Le schéma est donné en figure 25. Nous avons simplement repris un montage à LM318 éprouvé dans nos générateurs de fonctions précédents. On ne sort pas des watts, mais un générateur BF n'est pas destiné à faire de la sonorisation. L'impédance de sortie n'est pas de 50  $\Omega$ , mais c'est de peu

d'importance en BF ! La tension de sortie du DAC, disponible sur le potentiomètre  $P_0$  étant de 6  $V_{CC}$  environ, il faut un gain ajustable entre 1,5 et 2 pour amener la tension crête-à-crête aux 10 V prévus. L'emploi est compensé aux fréquences élevées par l'ajustable  $C_{A13}$ . Une tension continue variable est appliquée sur l'entrée  $e_+$  et provoque un décalage du signal, soit vers le positif, soit vers le négatif (Off-

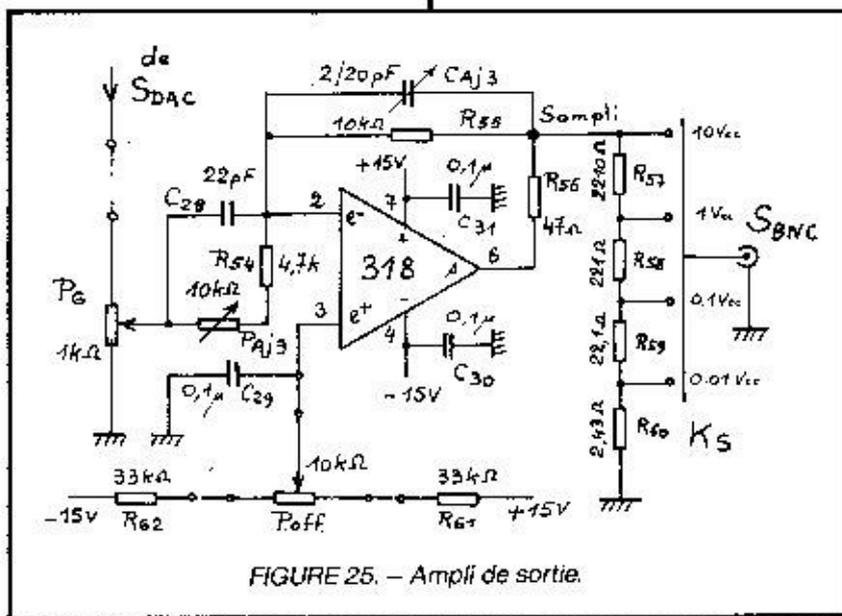


FIGURE 25. - Ampli de sortie.

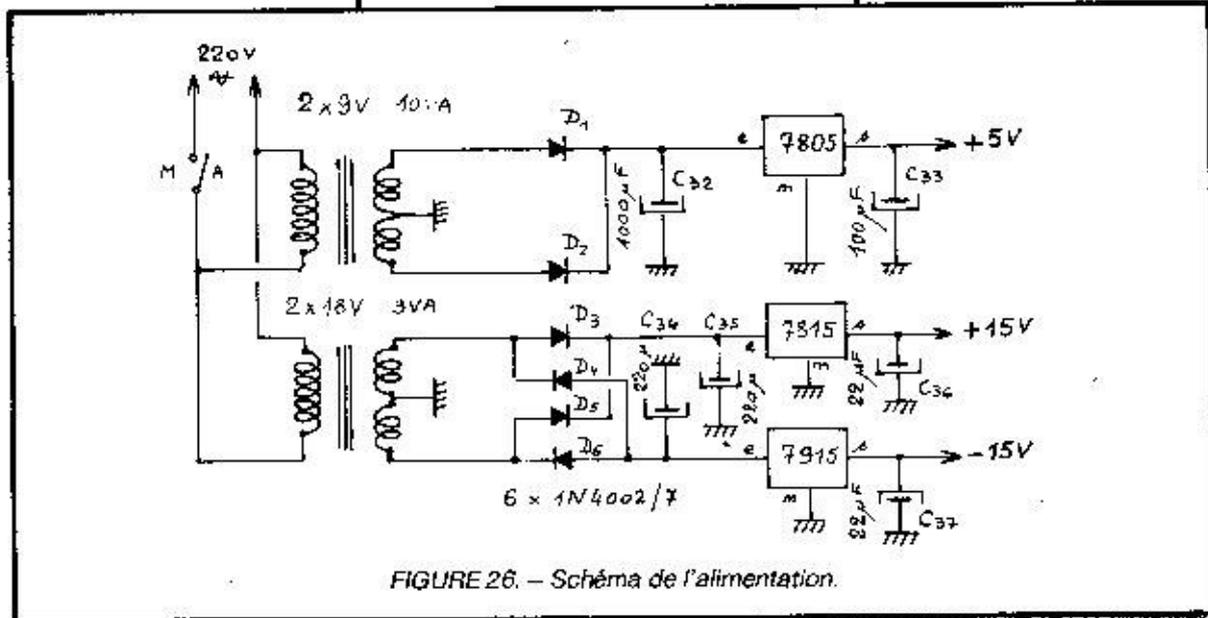


FIGURE 26. - Schéma de l'alimentation.

set). Le signal est finalement distribué par un atténuateur au pas de 10, délivrant donc  $10 V_{cc}$ ,  $1 V_{cc}$ ,  $100 mV_{cc}$  ou  $10 mV_{cc}$ . Pour cela, le réglage de gain  $P_{0}$  doit être au maximum (position calibré). Par ailleurs, pour chaque niveau de  $K_s$ , on peut ajuster la tension de sortie de 0 au maximum (mode décalibré).

## 8. Alimentation

Voir le schéma donné en figure 26.

Il nous faut les tensions suivantes : + 5 V, + 15 V et - 15 V. Les schémas retenus ne méritent aucun développement, tant ils sont classiques. Des régulateurs intégrés stabilisent parfaitement les trois tensions. La section + 5 V débite 0,35 A environ. Les sections +/- 15 V, une cinquantaine de milliam-pères.

## Programmation des mémoires

Nous n'entrerons pas dans la technique même de programmation puisque, de toute façon, tant pour les PROM que pour les EPROM, il faut disposer d'un programmeur spécialisé et que l'étude de tels appareils dépasse du cadre de cet article. Par contre, nous allons donner le principe de calcul des données à écrire dans les mémoires.

### a) PROM 74S387

- La mémoire n° 1 contient les quatre MSB.
- La mémoire n° 2 contient les quatre LSB.
- Les 64 premières cases, soit de \$00 à \$3F contiennent les données sinus.
- Les 64 suivantes, de \$40 à \$7F, contiennent les données triangle.

### Données sinus

La formule de calcul des données est la suivante :

$$d = 255 \times \sin(90^\circ \times n/63)$$

n étant le numéro de l'échelon (de 0 à 63). Les angles sont en degrés.

Un exemple :

Calcul de l'échelon 39.

$$d = 255 \times \sin(90 \times 39/63)$$

$$d = 255 \times \sin(55^\circ 71')$$

$$d = 255 \times 0,8262$$

$$d = 210,69$$

$$d \approx 211$$

Le nombre 211 doit donc être placé dans la case mémoire 39 :

Décimal	Binaire	Hexadécimal
211	1101 0011	D3
39	0010 0111	27

En conclusion :

La case \$27 de la mémoire n° 1 doit contenir 1101 (MSB), soit \$D.

La case \$27 de la mémoire n° 2 doit contenir 0011 (LSB), soit \$3.

... Il reste à faire de même pour les 63 échelons restants !!

### Données triangle

Calcul identique au précédent en utilisant la formule :

$$d = 255 \times n/63$$

EPROMS 2716

C'est un peu plus délicat. Nous exposerons la méthode sur un exemple choisi entre les valeurs 100 et 1023 affichables par les roues codeuses.

Exemple : 157.

Les sorties des roues codeuses donnent donc :

Centaines	Dizaines	Unités	
1	5	7	en décimal
0001	0101	0111	en BCD

L'adresse mémoire est fournie par les 11 bits de gauche de ce résultat :

0001 0101 011

complétés à 12 par un 0 au MSB :

00001 0101 011

soit, en écrivant normalement par groupe de 4 bits :

0000 1010 1011

donc en hexa : 0 A B  
soit : \$0AB.

Dans la case mémoire située à cette adresse doivent se trouver les 8 MSB de la valeur en binaire pur de 157 :

$$157 = \frac{0010}{2} \frac{011101}{7}$$

soit, en hexa :  
dont : \$27.

Conclusion : la case mémoire \$0AB doit contenir la donnée \$27.

**N.B. :**

Pour ce qui nous concerne, les calculs précédents ont été traités entièrement à l'ordinateur, y compris la conversion en HEXA nécessaire à l'entrée des données dans le circuit des programmeurs.

La formule des données TRIANGLE, indiquée ci-dessus, oblige à des arrondis. C'est un peu gênant en pratique, car le triangle ainsi généré présente de très petits accidents de forme, à intervalles réguliers. Nous avons donc préféré choisir une autre méthode consistant à progresser régulièrement à partir de 0 et en grimant de 4 unités à chaque échelon : 00, 04, 08, 12, 16 et ainsi de suite. La formule de calcul est d'ailleurs évidente. Il s'agit de :

$$d = 4 \times n$$

Toutefois, pour les échelons du dernier échelon, obtenu avec  $n = 63$ , se trouve au niveau :  $d = 4 \times 63 = 252$ , au lieu des 255 de la formule sinus et triangle précédente. Le triangle a une amplitude très légèrement inférieure à celle de la sinusoïde. En fait, c'est à peine visible et nous avons préféré cette solution.

Pour remplacer la « sinusoïde redressée » (par une véritable sinusoïde à demi-amplitude et fréquence double (sans option), la formule de calcul est nettement plus complexe :

$$d = 255/2 \times$$

$\sin(180 \times \pi / 252 \times e / 15)$   
avec les angles en degrés.

Bien entendu, les fractions restantes des mémoires PROM peuvent contenir une forme de votre choix dont nous laissons, et pour cause, le plaisir du calcul de ses échelons.

Pour les EPROM, le calcul montrera l'existence de secteurs vides dans la région programmée. Cela est dû au caractère BCD des adresses. Dans ces cas, on ne programmera rien, c'est-à-dire que la donnée \$FF d'origine sera conservée et bien sûr écrite dans le listing de programmation.

Enfin, pour éviter d'obtenir des données préprogrammées selon un processus indiqué plus loin, dans la liste des composants, tout un chacun ne disposant pas d'un programmeur.

Par ailleurs, l'auteur pourra fournir un listing de programmation.

(A suivre)  
**P. THOBOIS**

**VARIANTES DU TBF 3**

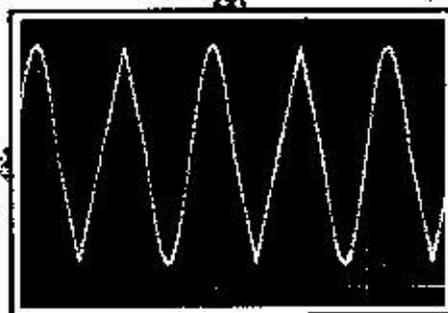
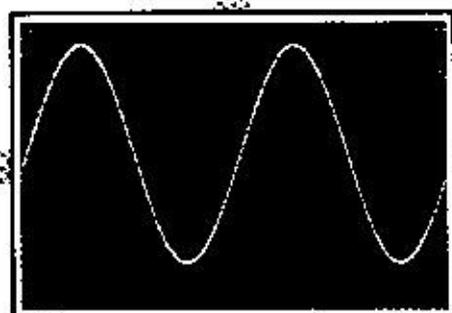
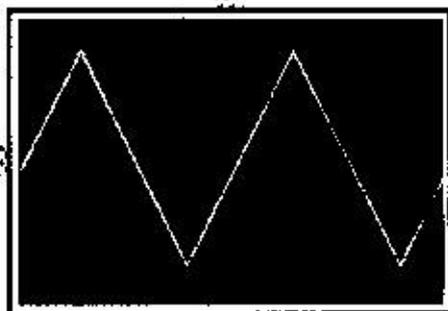


PHOTO 2. - Une belle sinusoïde à 3 kHz.

PHOTO 3. - Le TBF3 permet le mélange des formes sinus et triangle !

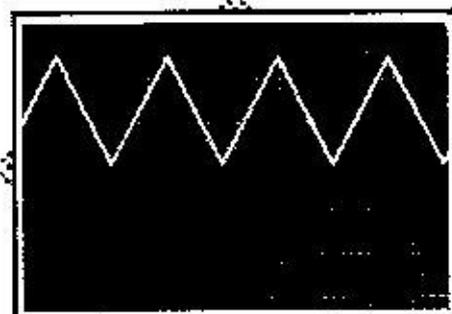


PHOTO 4. - Triangle positif (T+) à fréquence double : ici 10 kHz.

PHOTO 5. - Même signal, mais en régime T.

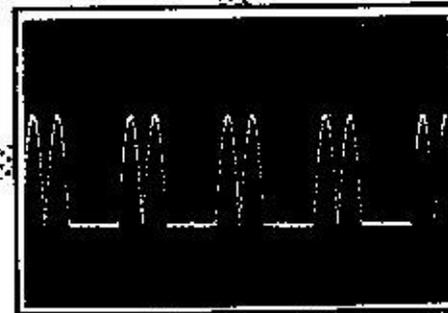
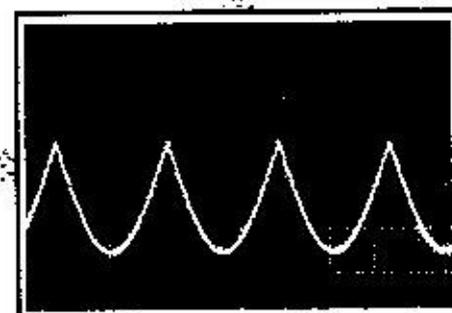


PHOTO 6. - Sinusoïde redressée en régime S.

PHOTO 7. - Sinusoïde redressée positive (S+) avec Tone Burst 1/1.

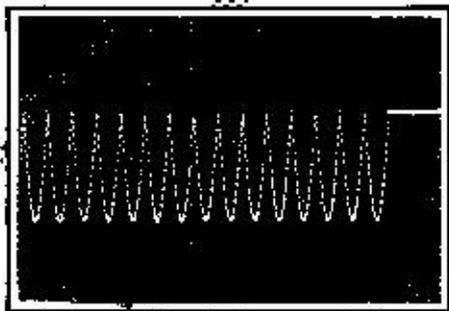


PHOTO 8. - Sinusoïde redressée négative (S-) avec Tone-Burst 8/8.



PHOTO 9. - Triangle positif (T-) avec Tone-Burst 8/8.

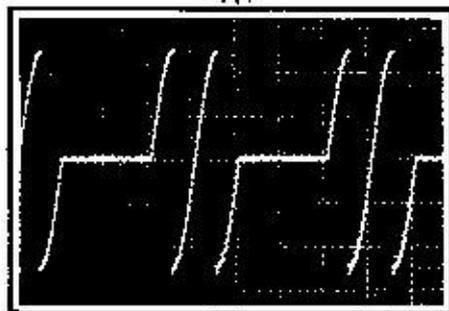


PHOTO 10. - Rampe sinusoïdale montante (rS-) avec Tone-Burst 1/1.

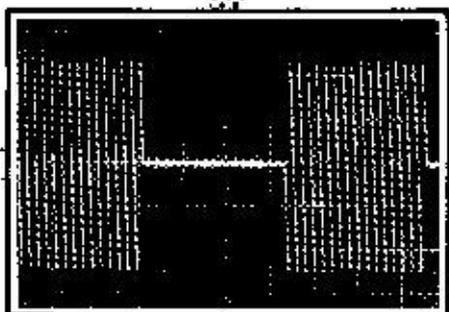


PHOTO 11. - Rampe linéaire descendante (rT-) avec Tone-Burst 8/8.

Les nombreuses photos des signaux fournis par le TBF3 montrent les grandes possibilités potentielles de ce type d'appareil. Bien entendu, lors de la réalisation du proto, il a fallu choisir et se limiter, ne serait-ce que parce que le commutateur de formes ne comporte que 12 positions. Cependant il est tout à fait possible de broder sur le thème et de générer bien d'autres formes de signaux originaux, simplement en jouant adroitement sur les diverses commandes ST, R, TB, AF.

Si vous désirez vous amuser, la matière ne manque pas. Nous en resterons là cependant pour le TBF3 de base.

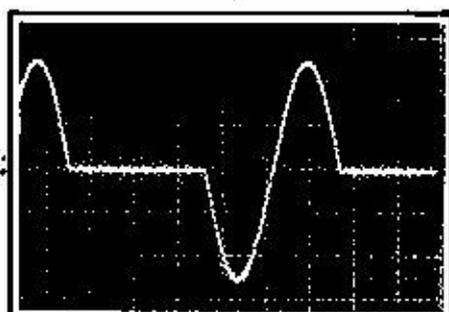


PHOTO 12. - Sinusoïde simple avec Tone-Burst 1/1.

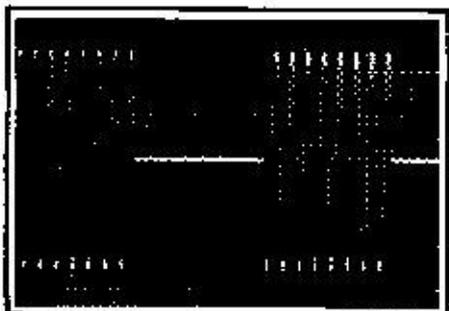


PHOTO 13. - Sinusoïde simple avec Tone-Burst 8/8.

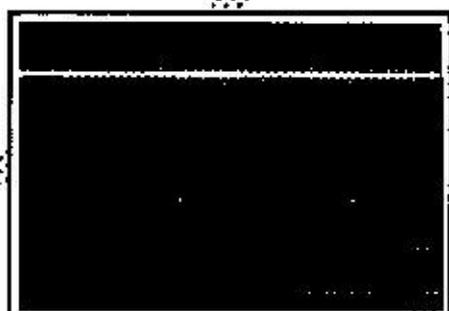


PHOTO 14. - Tors de verrouillage de la PLL sur le picot 23 du MC145 151.

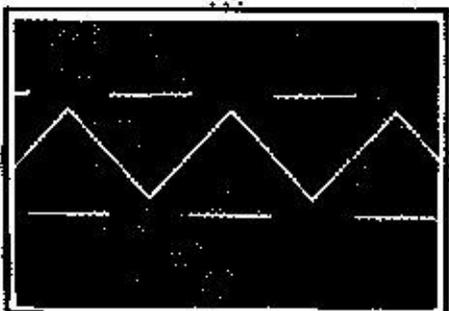


PHOTO 15. - Triangle normal avec le signal  $Q_1$  de commande d'inversion de  $T_3$ .

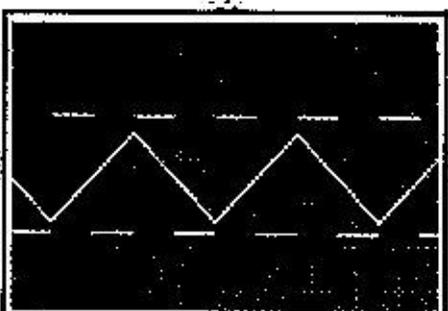


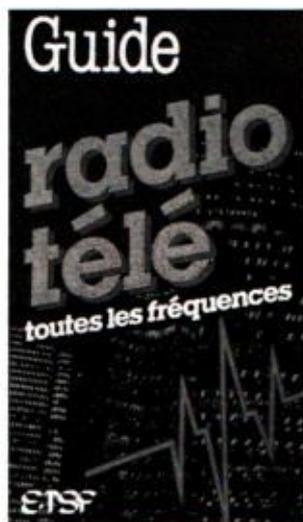
PHOTO 16. - Triangle normal avec le signal  $Q_1$  de commande de comptage et décomptage.



PHOTO 17. - Triangle normal avec Tone-Burst 1/1 et signal  $Q_0$  commandant TB du 74LS541, provenant de  $Q_0$  du 74LS93.

## GUIDE RADIO TELE

par Bernard Fighiera  
et Patrick Gueulle



Il s'agit de la 6<sup>e</sup> édition entièrement remaniée de ce guide destiné à tous les auditeurs, des

branchés des radios libres aux passionnés d'écoute des stations ondes courtes. Il est également très utile aux téléspectateurs, les habitués des chaînes nationales comme les curieux qui cherchent à capter les télévisions étrangères. De nombreux tableaux indiquent très clairement les fréquences et présentent une large sélection des émetteurs tant publics que privés.

Vous y trouverez : la répartition des fréquences, les moyens de réception radio-TV, la radio et la télévision française, les radios libres, les satellites, à l'écoute du monde, les fréquences radiomaritimes.

En vente par correspondance à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Editeur : E.T.S.F.

## FAITES DE L'ARGENT AVEC VOTRE MICRO

par P. Gueulle



Dans cet ouvrage, Patrick Gueulle vous indique de nombreux moyens de rentabiliser votre passion pour l'informati-

que. Chaque suggestion d'activité découle d'une étude précise de la question ou d'une expérience de l'auteur.

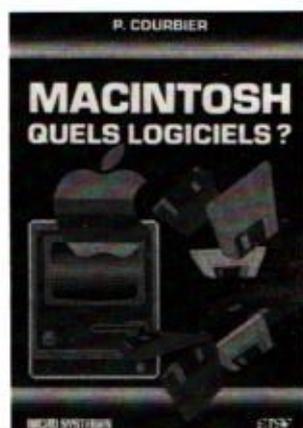
Principaux chapitres : A la recherche d'une clientèle ; Petite étude de marketing ; Commercialisez vos meilleurs programmes ; S.O.S. problèmes ; Faites travailler vos imprimantes, magnétophones, utilitaires ; Devenez micro-dépanneur ; Traitement de texte, tris, classements ; La sélection des concours ; Faites-vous éditer ; Combinez plusieurs activités.

En vente par correspondance à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Editeur : E.T.S.F. (collection Micro-Systèmes n° 25).

## MACINTOSH, QUELS LOGICIELS ?

par P. Courbier



Comme promis, la convivialité de Macintosh et l'intérêt manifesté par les utilisateurs ont eu pour effet de le voir évoluer tant sur le plan du matériel que du logiciel. Après « Connaissez-

vous Macintosh ? », Pierre Courbier vous invite à découvrir l'étendue du domaine d'expression des concepteurs de programmes, des applications bureautiques élaborées aux jeux, en passant par les logiciels de communication ou de gestion de bases de données.

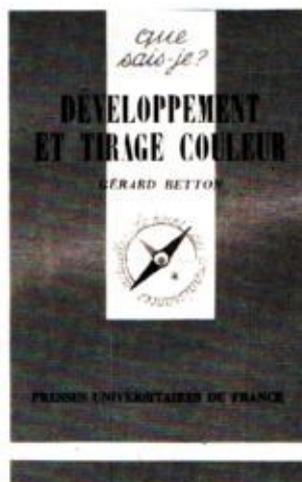
Principaux chapitres : Le Mega-Micro, Macintosh 512 Ko, le lecteur externe, le disque dur ; TéléMactique, Télémac, Mac Tell ; Un traitement de texte « pro », Macword ; Un réservoir à idées, Think Tank ; Traitons les bases de données ; Les banques d'images, Da Vinci, Mac the Knife, ClickArt ; La troisième dimension, MacSpace ; Une ludothèque en expansion.

En vente par correspondance à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Editeur : E.T.S.F. (collection Micro-Systèmes n° 24).

## DEVELOPPEMENT ET TIRAGE COULEUR

par Gérard Betton



Les procédés de traitement des surfaces sensibles couleur, négatives ou positives, ont été simplifiés à l'extrême et, aujourd'hui, le développement et le tirage couleur ne présentent pas plus de difficulté qu'en noir et blanc. Ainsi, comme pour le noir et blanc, il suffit de deux bains —

un révélateur et un blanchiment/fixage — et moins de dix minutes pour le traitement de films ou papiers négatifs couleur. Il est très facile d'obtenir des agrandissements en couleurs d'une excellente qualité, surtout à partir de diapositives, procédé positif-positif, pour lequel la détermination du filtrage correct pour éliminer les dominantes ne pose aucun problème. Désormais, tout amateur soigneux est capable d'obtenir des images souvent plus belles, quant à la finesse et au rendu des couleurs, que celles fournies par les grands laboratoires industriels effectuant des tirages en série. De plus, les effets spéciaux, interventions diverses à l'agrandissement ou au cours du traitement, ne sont en général possibles que si l'amateur effectue lui-même ses tirages.

Un livre documenté, écrit dans un langage clair. C'est un guide pratique, une synthèse des progrès les plus récents, pour tous les photographes amateurs qui désirent réaliser eux-mêmes leurs travaux couleur.

Editeur : « Que Sais-je ? » (P.U.F.).

# LES TUBES A COINS CARRÉS FS 10 DE VIDEOCOLOR

*De nouveaux tubes font leur apparition dans les derniers téléviseurs Thomson. Outre leur forme plus rectangulaire à « coins carrés », ils offrent une image de contraste plus élevée (30 %) et plus fine, ce qui est essentiel pour l'affichage de caractères et de graphismes générés par les ordinateurs domestiques, les jeux électroniques et les nouveaux services (Antiope). Ces tubes, utilisant de nouvelles technologies de fabrication, sont produits en grande série dans l'usine italienne de Vidéocolor, une filiale de Thomson, à Anagni.*

*D'importants investissements font de cette usine la première d'Europe avec une production qui atteindra trois millions de tubes couleurs en 1986.*

Pour le téléspectateur, l'utilisation par les fabricants des nouveaux tubes FS 10 de Vidéocolor va se traduire par une image plus grande. Ainsi, le modèle fabriqué actuellement présente-t-il une diagonale de 71 cm, soit 10 % de plus que le modèle 67 cm traditionnel. D'ici le

mois de septembre, l'usine produira un tube de 63 cm de diagonale, destiné à remplacer le 56 cm actuel. Par rapport à ce dernier, l'accroissement de surface est de 18 %, ce qui le rapproche du 67 cm actuel. A la fin de l'année, sortira des chaînes un tube de 55 cm de



# LES TUBES A COINS CARRES FS 10

diagonale d'une surface 8 % supérieure à celle du modèle 51 cm. L'amélioration du contraste de l'image est également très visible (30 % de mieux) ainsi que celle de la finesse de l'image, plus favorable à l'affichage de caractères. A terme, ces nouveaux tubes devraient donc remplacer les modèles actuels, sauf peut-être dans les modèles économiques de petites dimensions.

## STRUCTURE DU TUBE FS 10

Pour reproduire les couleurs, la télévision utilise la superposition de trois images monochromes rouge, verte et bleue. Cette superposition est assurée dans le tube à masque perforé (shadow mask) dont le principe est illustré figure 1.

Il s'agit, en fait, de la juxtaposition dans une même ampoule de trois tubes monochromes. Trois canons

à électrons émettent respectivement des faisceaux électroniques correspondant aux images rouge, verte et bleue. L'écran est constitué de bandes parallèles groupées par séries de trois émettant les couleurs rouge, verte et bleue lorsque les électrons issus des canons les frappent.

Pour que les électrons produits par le canon « rouge » ne frappent que les bandes « rouges », un masque perforé est inséré sur le trajet des électrons. Ce masque, judicieusement placé, permet également aux électrons émis par le canon « bleu » de ne frapper que les bandes « bleues » et ceux issus du canon « vert » ne frappent que les bandes « vertes ».

Si l'œil est suffisamment éloigné de l'écran, la superposition des trois images paraît n'en former qu'une, alors en couleurs.

Le tube FS 10 fonctionne selon ce principe, avec cependant de nombreuses améliorations.

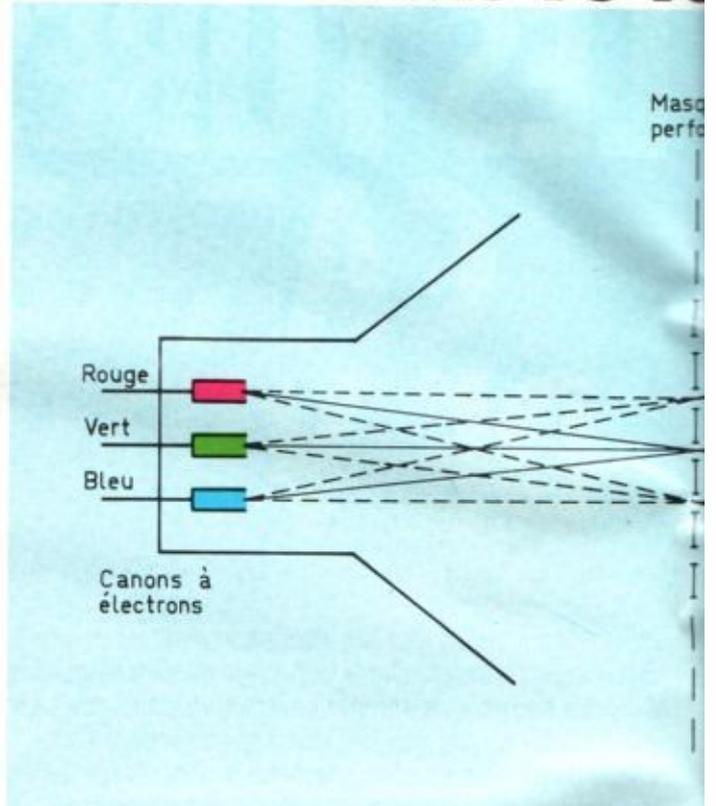


Fig. 1. - Principe du tube à masque perforé.

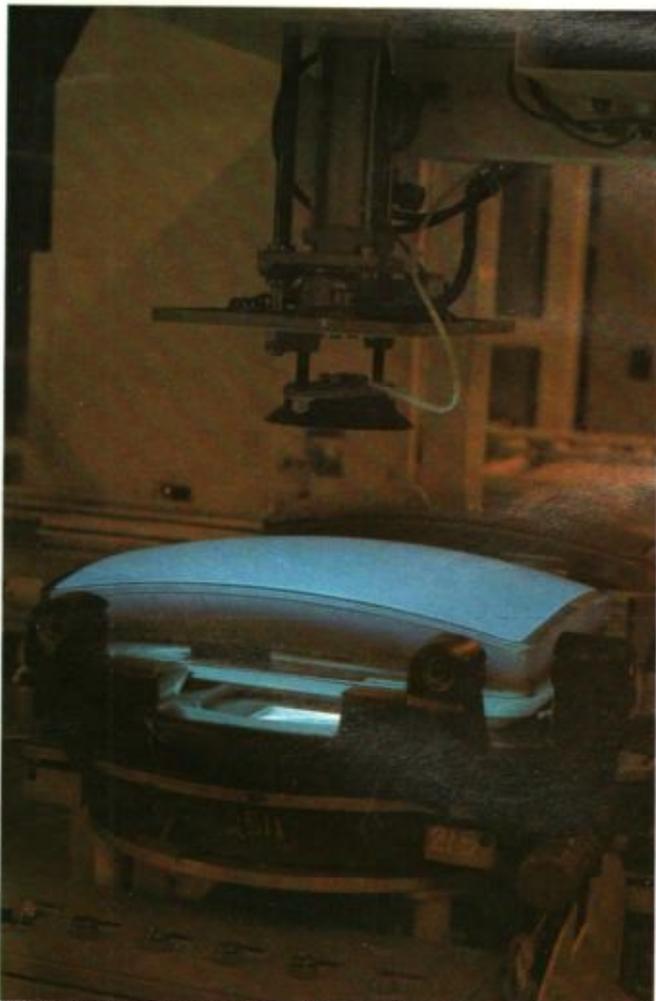
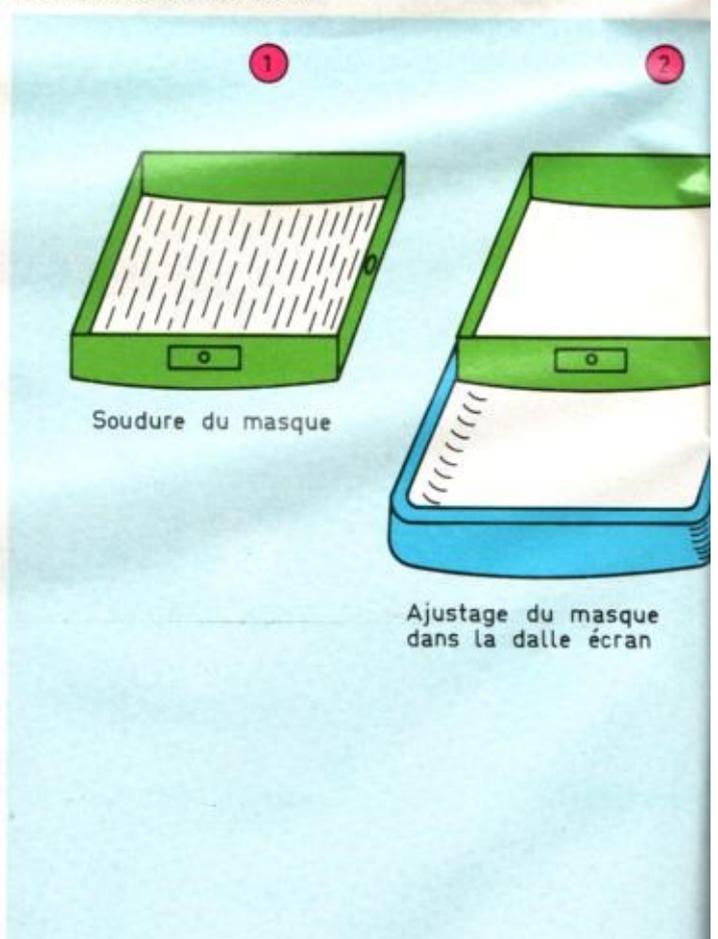
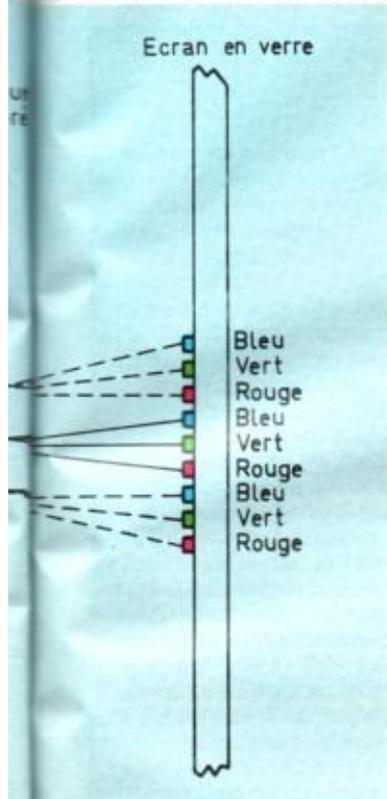


Photo 1. - Insolation d'une couche photosensible pour la réalisation des luminophores de l'écran.



# DE VIDEOCOLOR



La première, destinée à améliorer le contraste de l'image, consiste à séparer les bandes de produits sensibles aux électrons – les luminophores – par un revêtement noir (Black Matrix). Cette meilleure séparation des points lumineux de l'écran accroît le contraste de près de 30 %, améliore le rendu des couleurs, même lorsque la lumière ambiante est intense, et donne un aspect plus sombre à l'écran lorsque le récepteur n'est pas en service.

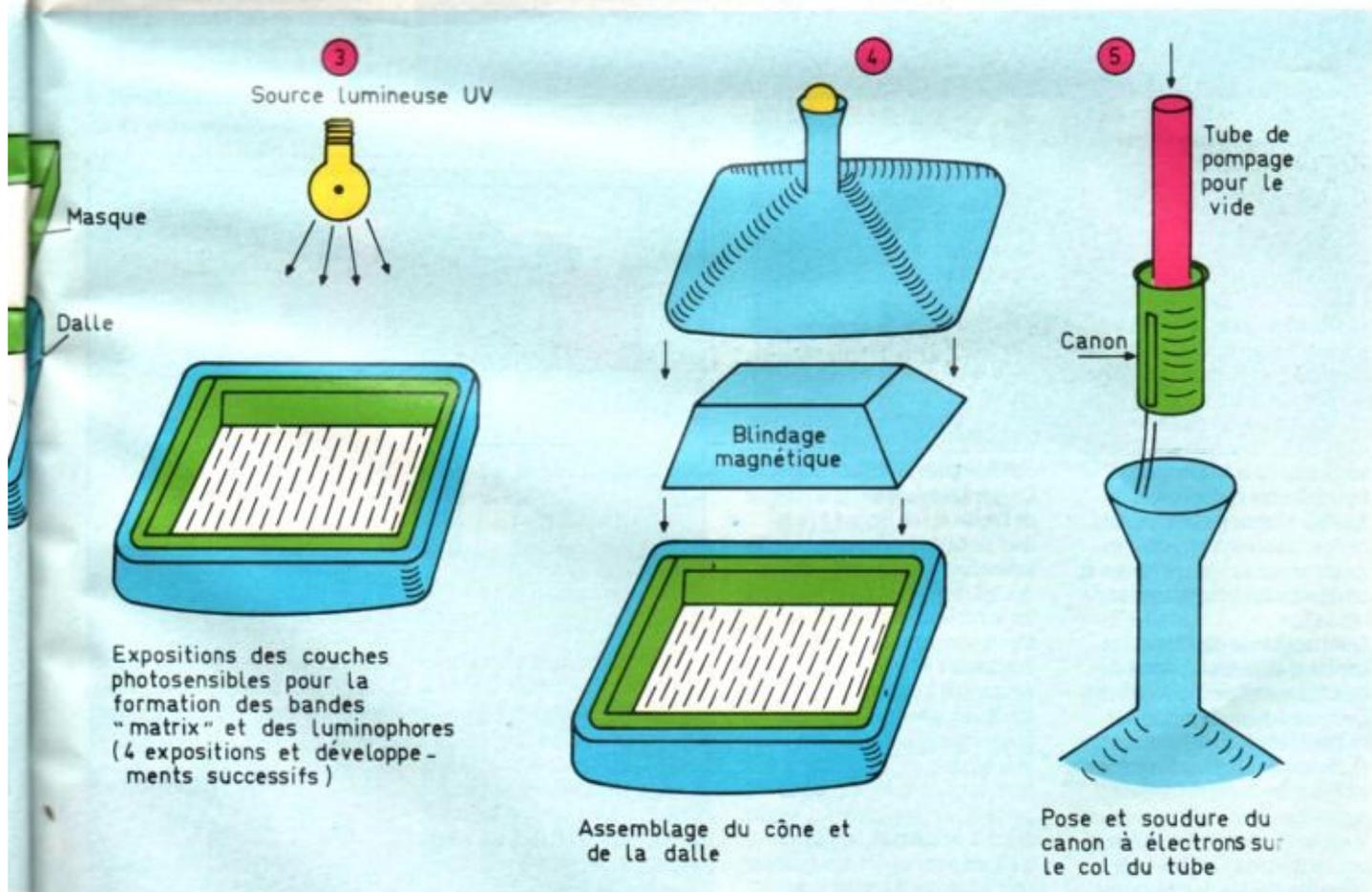
La seconde amélioration porte sur les canons à électrons. Ceux-ci, regroupés dans un ensemble unique, sont dotés d'une optique électronique plus performante qui conduit à un spot plus petit, donc à une plus grande finesse de l'image.

Enfin, un nouveau déviateur a été mis au point pour tirer le maximum de profit des nouvelles caractéristiques du tube FS 10 : meilleure géométrie de l'image et meilleure convergence des trois faisceaux.



Photo 2. – Machine de réglage des déviateurs.

Fig. 2. – Principales étapes de la fabrication d'un tube.



# LES TUBES A COINS CARRES FS 10

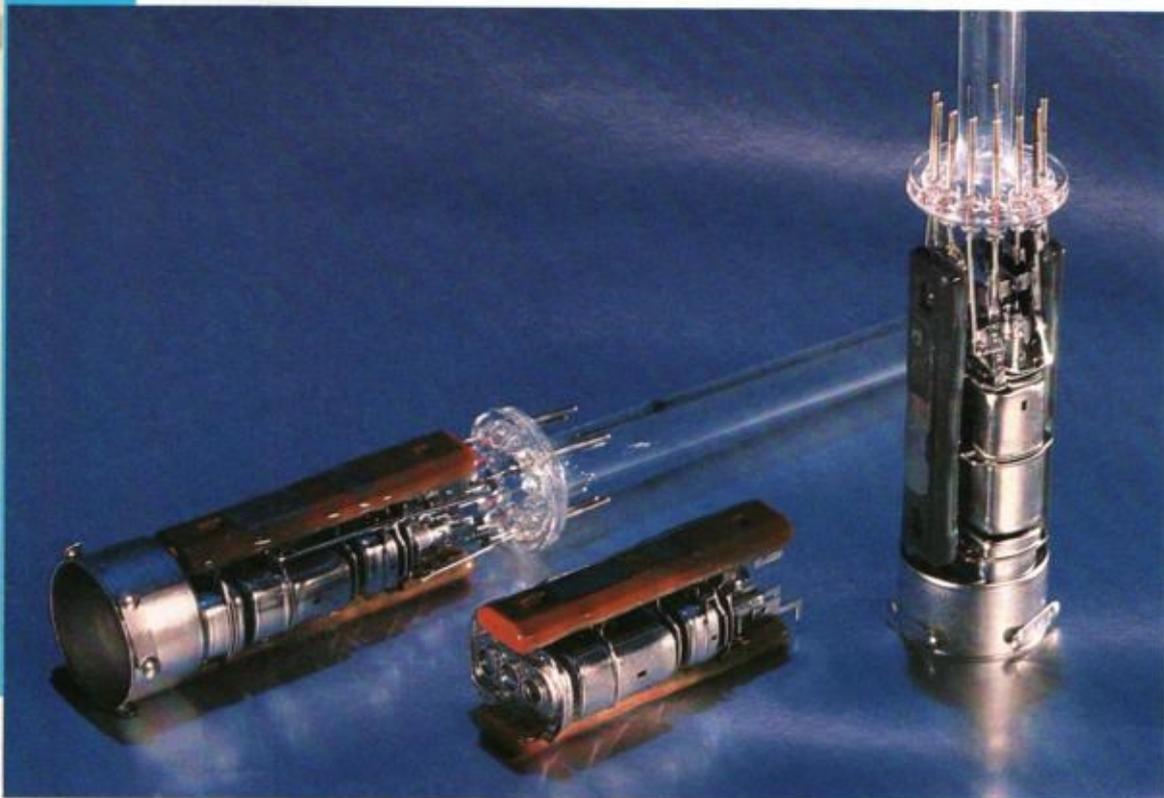


Photo 3. - Le canon à électrons du nouveau tube FS 10.

## UNE FABRICATION DE HAUTE PRECISION

Le processus de fabrication du tube, très complexe, fait largement appel à des machines automatiques et à des robots de manutention, en raison de la grande précision requise dans l'exécution des différentes phases de la fabrication.

Les meilleures performances du tube FS 10 n'ont pu être acquises que par l'introduction de phases supplémentaires (couche Matrix) et un resserrement des tolérances de fabrication.

Cette fabrication débute par l'assemblage du masque perforé sur un cadre métallique rigide fixé ultérieurement derrière l'écran.

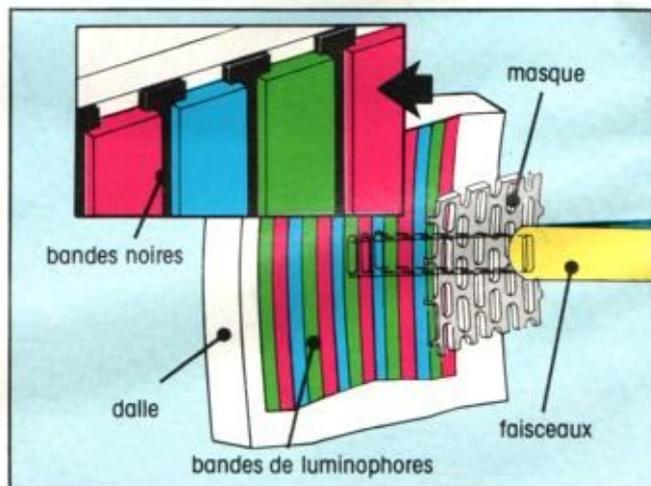
La très faible épaisseur du masque (0,15 mm), sa fragilité et la précision requise pour son positionnement à l'intérieur du tube, imposent le recours à une machine automatique de soudage. Une fois cette opération réalisée, le masque est

décapé et passé au four pour élimination des résidus du traitement et dégazage, puis ajusté derrière l'écran, qu'il va équiper.

A partir de ce moment, écran et masque sont appariés et suivront ensemble la chaîne de fabrication jusqu'à la fermeture du tube.

La réalisation des luminophores est la phase la plus précise et la plus critique du processus. La première couche déposée est celle des bandes noires du « Black Matrix ». On retire provisoirement le masque de l'écran et l'on répand à l'intérieur de ce dernier une couche photosensible. Après séchage, le masque est remis en place et la couche est exposée au travers du masque à trois sources lumineuses situées exactement à l'emplacement futur des canons à électrons. La couche est développée et éliminée aux points frappés par la lumière. Les trois couches de luminophores sont réalisées successivement selon un procédé similaire. L'usine d'Anagni dispose de lignes de fabrication d'écrans entièrement automatisées pour améliorer la précision de posi-

Fig. 3. - Détail de l'écran Black Matrix.



tionnement du masque lors de ses extractions répétées.

Une fois les luminophores déposés, l'écran passe au four pour cuisson et dégazage de ces derniers. Après contrôle, l'écran est dirigé vers la ligne d'assemblage avec son masque (ou décapé et repris sur la ligne de production en cas de défaut). Pour terminer la fabrication du

tube, il reste à lui adjoindre toute la partie arrière, c'est-à-dire le cône du tube et le canon à électrons.

Le cône, après avoir été nettoyé et métallisé, est scellé sur l'écran à l'aide d'une pâte de verre cuite au four, le blindage magnétique en mumétal, destiné à protéger le faisceau électronique du champ magnétique terrestre, a été préalablement fixé à l'intérieur.

La pose du canon à électrons requiert, elle aussi, une grande précision. Son placement doit, en effet, être le même que celui des sources lumineuses qui ont servi à la préparation de l'écran : faute de quoi les faisceaux électroniques ne frapperaient pas les bandes de couleur correspondantes et le tube devrait être rejeté. La mise en place du canon fait appel à une machine de positionnement automatique, dont la précision est de quelques minutes d'arc.

Le tube est alors dégazé par chauffage et vidé de son air. Comme pour tous les tubes électroniques, les cathodes des canons doivent être chauffées un certain temps avant d'émettre des électrons de façon régulière. Les tests électri-

ques du tube peuvent alors débiter ; le tube est ensuite muni de son déviateur pour ses derniers réglages.

## LES REGLAGES DU DEVIATEUR

Le tube FS 10 est, comme ses prédécesseurs, un modèle à canons

# DE VIDEOCOLOR

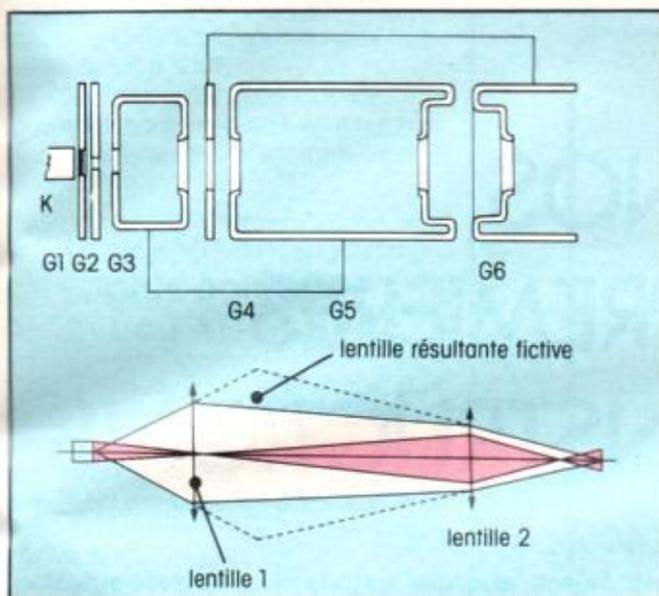


Fig. 4. - La lentille électronique G1 réalise une mise en forme du faisceau électronique pour compenser les déformations engendrées par le déviateur ; G3, G4, G5 assurent la préfabrication ; G5 et G6 fournissent les trois faisceaux définitifs.

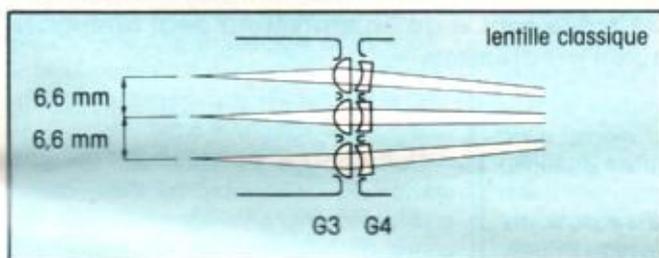


Fig. 5. - Lentille électronique classique.

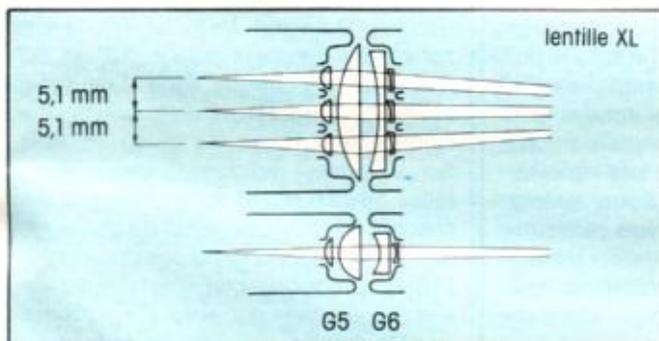
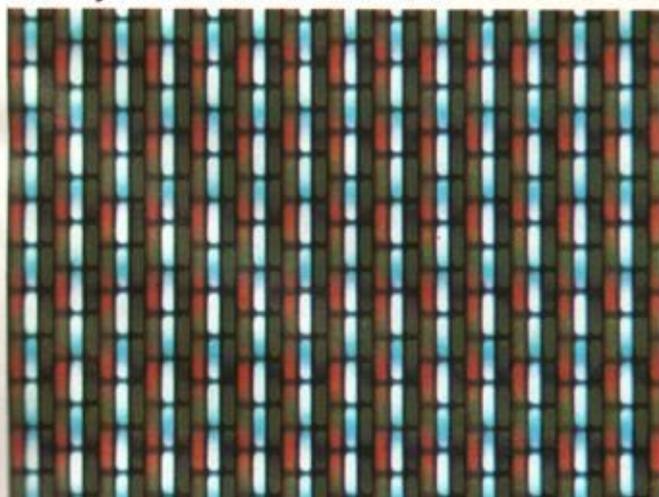


Fig. 6. - Lentille électronique du canon à électrons du nouveau tube.

Photo 4. - Agrandissement de la structure d'écran Black Matrix.



coplanaires, il ne nécessite pas de réglages extérieurs de convergence, la convergence statique et la pureté sont assurées par des aimants multipolaires placés sur le col du tube, et la convergence dynamique, réalisée par le déviateur. Ce dernier est donc ajusté en usine sur chaque tube à l'aide d'un équipement spécifique. Cette machine fournit, à partir de commandes très simples exécutées par l'opérateur en fonction de l'image affichée sur le tube, tous les déplacements mécaniques du déviateur nécessaires pour obtenir une image couleurs correcte. Elle assure aussi la fixa-

tion de ce dernier lorsque les réglages sont terminés. Quant aux réglages des aimants multipolaires, la machine commence par calculer les champs magnétiques nécessaires en fonction des commandes de l'opérateur. Une bague métallique, placée sur le col à la sortie des canons à électrons, est alors aimantée automatiquement de façon à obtenir les champs magnétiques déterminés précédemment. Après immobilisation de tous ces éléments par collage, le tube est alors prêt pour l'expédition chez le fabricant de téléviseurs.

**Paul RIBERA**



Photo 6. - Un récepteur équipé du tube 71 cm à coins carrés.

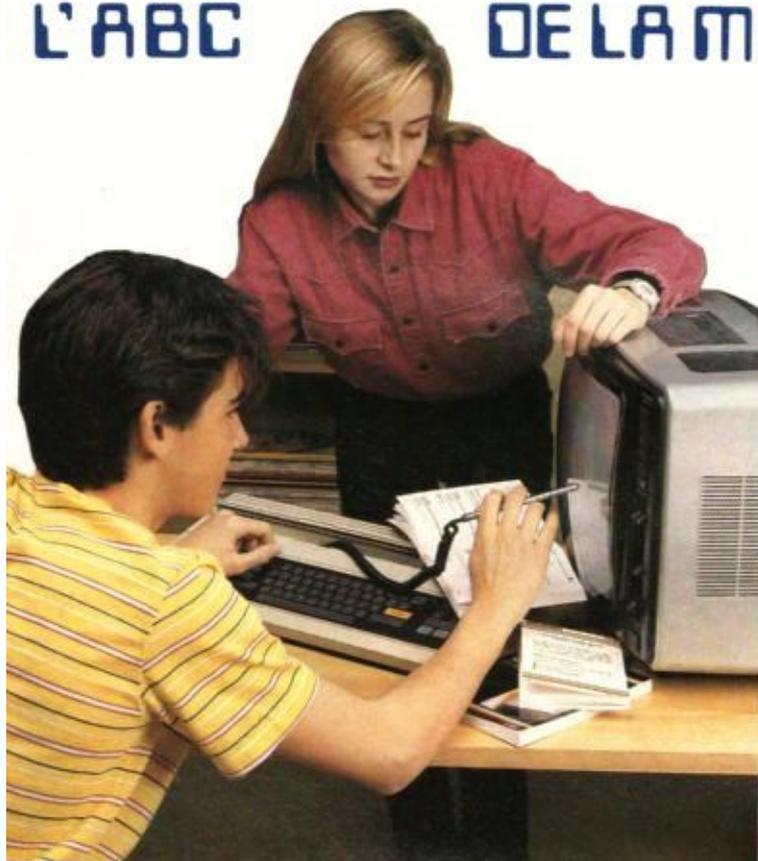
## L'origine des principaux constituants du tube

La verrerie, c'est-à-dire l'écran et le cône (partie arrière) sont produits principalement par Corning en France et Schott en RFA. Quelques tubes de petites dimensions utilisent des verreries d'origine japonaise.

Les masques sont sous-traités à des firmes qui sont spécialisées en photogravure d'après une conception propre au fabricant du tube.

L'usine Vidéocolor de Lyon produit la totalité des canons à électrons et, accessoirement, quelque 800 000 tubes par an.

Les déviateurs sont fabriqués dans une usine du groupe à Genlis. Les luminophores utilisent des composants aux « terres rares » de Rhône-Poulenc.



# NOS PREMIERES INSTRUCTIONS

Nous allons aborder aujourd'hui la présentation des premières instructions « actives » du Basic avec, tout d'abord, les instructions d'entrées/sorties, qui sont parmi les plus employées puisque c'est grâce à elles qu'un utilisateur peut dialoguer avec un programme.

## L'instruction PRINT

Cette instruction permet d'afficher des informations sur l'écran du micro-ordinateur ou sur l'écran du terminal qui lui est connecté. Le nom qui lui est donné est logique puisque « print » signifie, en anglais, imprimer et que les premiers ordinateurs ne disposaient comme organes de sortie que de télé-imprimeurs (improprement appelés télé-types), qui étaient assimilables à de grosses machines à écrire électriques.

PRINT fait afficher toutes les informations qui la suivent sur l'écran, informations dont la disposition et le type influent sur le format de l'affichage. Nous allons voir tout cela très en détail car vous vous rendrez compte assez vite que la partie « intelligente » d'un programme est souvent très courte, tandis que les zones réservées aux entrées/sorties occupent une place importante.

PRINT peut être suivie de constantes numériques, de noms de variables, de chaînes de caractères exprimées directement ou de noms de chaînes de caractères. En d'autres termes, PRINT peut être suivie par tout ce qu'un interpréteur Basic sait manipuler.

Ainsi PRINT 2 fait-il afficher 2 tandis que PRINT TITI fait afficher la valeur affectée au préalable à la variable de nom TITI. De la même façon, PRINT « HAUT-PARLEUR » fait afficher le nom de votre journal favori, alors que PRINT A\$ fait afficher la chaîne de caractères affectée au nom de chaîne A\$.

PRINT peut être suivie par plusieurs informations à afficher, qui doivent être séparées les unes des autres par une virgule ou un point virgule. Les informations contenues derrière un même PRINT peuvent être de type quelconque et l'on peut ainsi trouver « mélangées » des chaînes de caractères, des constantes numériques, des noms de variables, etc.

L'affichage sur l'écran commence à la position courante du curseur, qui peut avoir été définie par d'autres instructions que nous verrons un peu plus tard, et se comporte de façon différente selon que le séparateur d'informations est une virgule ou un point virgule. En effet :

- Toute information suivie par un point virgule est affichée suivie d'un espace, le curseur se positionnant ensuite après cet espace ;
- toute information suivie d'une virgule est affichée suivie par un certain nombre d'espaces permettant au curseur de se placer en début de zone suivante.

Cette notion de zone est facile à comprendre. L'interpréteur Basic divise artificiellement une ligne d'écran en zones de N caractères et chaque virgule successive derrière un PRINT fait passer le curseur à la zone suivante. Sur les Thomson MO5 et TO 7, ces zones commencent au 0<sup>e</sup>, 13<sup>e</sup> et 26<sup>e</sup> caractère de chaque ligne. Les lignes ayant 40 caractères, cela signifie que l'interpréteur Basic les divise en trois. Sur d'autres machines, des valeurs telles que 10 ou 16 sont assez souvent rencontrées comme tailles de zones.

Pour compléter cette présentation de PRINT, précisons que si le dernier élément à afficher est suivi d'un séparateur, le curseur respecte les indications vues ci-avant, alors que s'il n'existe aucun séparateur, un retour chariot saut ligne est automatiquement généré. Le programme suivant :

```
10 PRINT « BONJOUR » ;
20 PRINT « MONSIEUR »
fait ainsi afficher BONJOUR MONSIEUR puisque la première ligne de PRINT se terminait par un point virgule, tandis que :
10 PRINT « BONJOUR »
20 PRINT « MONSIEUR »
fait afficher BONJOUR sur une ligne et MONSIEUR sur la suivante puisque, la première ligne de PRINT ne se terminant pas par un séparateur, un retour
```

chariot saut ligne est généré après l'affichage de BONJOUR.

Ceci a une autre conséquence : une ligne contenant un PRINT seul fait tout simplement sauter une ligne sur l'écran.

## Une présentation plus soignée avec TAB et SPC

Si la virgule et le point virgule permettent déjà de faire un minimum de présentation des informations à afficher sur un écran, il faut bien reconnaître que leurs possibilités sont assez limitées. Pour pallier cela ont été créées TAB et SPC.

TAB s'utilise de la façon suivante : TAB (I) où I est soit un nombre, soit le nom d'une variable numérique. Cette instruction a alors pour effet de placer le curseur sur la I<sup>e</sup> position de la ligne. Si I est négatif, le curseur est placé en position 0, tandis que si I est supérieur au nombre maximum de caractères, soit il est réduit modulo ce nombre, soit le positionnement se poursuit sur la ligne suivante, cela dépend de l'interpréteur. Sur les Thomson MO5 et TO 7, le nombre maximum de caractères de la ligne est 40 et I est réduit modulo ce nombre.

L'instruction SPC, contrairement à TAB, ignore les positions absolues sur une ligne mais travaille en relatif. Elle s'utilise comme TAB au point de vue écriture, c'est-à-dire sous la forme SPC (I), I étant aussi un nombre ou le nom d'une variable numérique. SPC fait générer I espaces à partir de la position courante du curseur. Ici aussi, si la position obtenue dépasse la fin de ligne, plusieurs comportements peuvent être envisagés et dépendent de votre interpréteur.

Ces deux instructions s'utilisent au sein d'une ligne de PRINT comme des informations à afficher. Elles sont placées aux endroits de la ligne de PRINT où elles doivent agir et sont séparées des autres éléments à afficher par des points virgules ou des virgules. Avec TAB, SPC et les deux séparateurs, et ; il est donc possible de présenter proprement des informations sur un écran. Quelques exemples simples vous sont donnés en figure 1, sur laquelle nous avons matérialisé les positions des ca-

```

10 PRINT « HAUT » ; « PARLEUR »
HAUT PARLEUR

10 PRINT « HAUT », « PARLEUR »
HAUT PARLEUR

10 PRINT TAB (2) ; « BONJOUR »
BONJOUR

10 PRINT « HAUT » ; SPC(4), « PARLEUR »
HAUT PARLEUR

10 PRINT « HAUT » ; TAB(6) ; « PARLEUR »
HAUT PARLEUR

```

FIGURE 1  
Quelques exemples de PRINT et leurs effets.

ractères afin que vous n'ayez aucun doute quant au comportement des divers PRINT.

Il ne faudrait pas croire que ce que nous venons d'exposer se limite à des effets de présentation de texte, en effet c'est bien souvent le seul moyen dont on dispose en Basic pour afficher clairement des résultats ; en voici un exemple que l'on peut sans crainte qualifier d'universel. Dans un programme, un calcul est effectué et le résultat se trouve être affecté à la variable de nom RESUL. Nous voulons afficher, en fin de programme, un message signalant que le résultat de calcul est la valeur de RESUL. Rien n'est plus simple grâce à ce que nous venons d'apprendre : il suffit d'écrire :

```

NNN PRINT « Le résultat est » ;
RESUL (NNN est le numéro de ligne de
programme où se trouve cette instruc-
tion), ce qui aura pour effet de faire
afficher le message suivi de la valeur de
la variable RESUL. Il est même possible
de faire mieux et d'imbriquer autant de
variables que nécessaire dans un texte.
Supposons que nous ayons calculé le
carré et le cube d'un nombre N ; le
carré s'appelle KRE et le cube QBE.
Nous pourrions écrire : XXX PRINT N ; «
au carré vaut » ; KRE ; « et » ; N ; « au
cube vaut » ; QBE.

```

Nous avons ici un exemple d'imbrications multiples de valeurs numériques calculées ailleurs dans un programme au sein d'un texte. Cette façon de faire est universellement utilisée pour présenter proprement des résultats.

Avant d'en terminer avec ces problèmes de présentation, précisons que, comme nous l'avons dit dans nos précédents articles, les espaces sont ignorés par le Basic sauf s'ils font partie intégrante d'une chaîne de caractères. Une ligne de PRINT ne fait pas exception à cette règle et : PRINT « Le résultat est » ; B produit exactement le même résultat que PRINT « Le résultat est » ; B, par contre : PRINT « BONJOUR MONSIEUR » et PRINT « BONJOUR MONSIEUR » ne sont pas identiques car les espaces du deuxième exemple sont pris en compte comme faisant partie d'une chaîne de caractères.

## Les instructions d'entrées d'informations

Nous venons de voir comment faire afficher des messages et des données numériques ou n'importe quelle combinaison des deux ; il est donc normal de nous intéresser maintenant aux divers moyens offerts par le Basic pour que nous puissions fournir des informations à un programme. Pour ce faire, l'instruction de base est INPUT. Certains Basic, tels ceux des TO 7 et MO5, disposent de variantes de cette instruction, variantes dont nous parlerons ci-après.

INPUT s'utilise sous la forme :  
NNN INPUT nom de variable, nom de

```

10 INPUT A, B, C
20 PRINT A; B; C
? 4, 5, 6
4 5 6

10 INPUT « UN NOMBRE SVP », A
20 PRINT A
UN NOMBRE SVP 4
4

10 LINE INPUT A$
20 PRINT A$
ABCDEFGHIJKLM 1234567890 -? <> XYZ
ABCDEFGHIJKLM 1234567890 -? <> XYZ

10 INPUT A$, B, C$, D
20 PRINT B, D; A$; C$
? OUI, 2, NON, 3
2          3 OUI NON
    
```

**FIGURE 2**

*Rien de tel que des PRINT après des INPUT pour voir ce qui se passe réellement.*

variable, etc..., ou encore :

NNN INPUT chaîne de caractères, nom de variable, nom de variable, etc.

Dans le premier cas, l'exécution d'INPUT va provoquer l'affichage sur l'écran d'un point d'interrogation à la position courante du curseur et le programme va attendre autant de variables qu'il y a de noms après le INPUT. Les variables devront être frappées les unes à la suite des autres, séparées par des virgules, et elles devront correspondre aux types attendus. Ainsi, INPUT A auquel vous répondez par une chaîne de caractères provoquera un message d'erreur car A n'est pas un nom de variable chaîne de caractères. Si vous frappez trop de données en réponse à un INPUT, les données surnuméraires sont ignorées ; en revanche, si vous n'en frappez pas assez, le programme reste en attente des valeurs manquantes même si vous frappez un retour chariot après ce que vous considérez comme la dernière donnée.

Le deuxième exemple d'INPUT présenté ci-avant fonctionne, pour les entrées de données, comme celui que nous venons de voir, le point d'interrogation est, par contre, remplacé par l'affichage de la chaîne de caractères.

Celle-ci doit être précisée directement après le INPUT sous la forme habituelle (guillemets au début et à la fin). En effet, l'utilisation d'un nom de variable chaîne de caractères est impossible car il prête à confusion, voici pourquoi :

NNN INPUT A\$,B signifie qu'il faut frapper deux variables qui seront respectivement une chaîne de caractères et un nombre.

L'utilisation d'un nom de variable chaîne de caractères dans la deuxième forme d'INPUT conduirait à la même ligne de programme et ne pourrait donc avoir une signification différente de celle que nous venons de voir.

Pour préciser un peu tout cela, la figure 2 donne quelques exemples de programmes comportant seulement des INPUT et des PRINT car c'est le meilleur moyen de se rendre compte de ce qui se passe, les PRINT affichant les valeurs affectées aux variables par les INPUT. Remarquez à ce propos que rien ne vous empêche de frapper un nombre à la suite; par exemple, d'un INPUT A\$ ; ce nombre sera considéré comme une chaîne de caractères, ce qui est parfaitement autorisé ; l'inverse (chaîne de caractères alors qu'un nombre est attendu) est en revanche im-

possible et, selon les interpréteurs, provoque l'affichage d'un message d'erreur et l'arrêt du programme, ou fait afficher à nouveau le point d'interrogation permettant de frapper des données correctes ; c'est le cas sur les MO5 et TO 7.

Une variante d'INPUT qui existe sur de très nombreux interpréteurs est LINE INPUT qui permet d'affecter à une variable chaîne de caractères et à une seule, toute la suite de caractères frappée en réponse au LINE INPUT jusqu'au retour chariot de fin ; ce dernier ne faisant pas partie de la chaîne ainsi créée. Par exemple :

NNN LINE INPUT A\$ fera arrêter le programme sans faire afficher de point d'interrogation, et tout ce que vous frapperez jusqu'au retour chariot constituera la chaîne ayant pour nom A\$.

Sur les MO5 et TO 7 existe aussi un autre INPUT particulier qui est noté INPUT\$(I) et qui s'utilise de façon suivante :

NNN X\$ = INPUT\$(I)

L'exécution de cette ligne provoque l'arrêt du programme et l'attente de I caractères (I étant un nombre ou un nom de variable numérique) qui sont affectés à la variable chaîne de caractères X\$. Les caractères frappés en réponse à cette instruction ne sont pas affichés à l'écran, de plus, le fait de ne pas frapper assez de caractères laisse le programme en attente indéfiniment.

## **Des programmes conversationnels**

Nous connaissons de nombreuses personnes qui lisent avec dédain ce que nous venons d'écrire à propos de PRINT et INPUT car « ce sont des instructions tout juste bonnes à afficher du baratin ». Une telle affirmation est ridicule et conduit, lorsqu'on l'applique à outrance, à écrire des programmes qui nécessitent un mode d'emploi volumineux, alors qu'un usage judicieux des possibilités de PRINT et INPUT permet, dans de nombreux cas, de guider l'utilisateur d'un programme au moyen même de l'écran de son ordinateur. Ce dernier comportement semble tout de même plus logique, non ?

```

10 INPUT A, B, C
20 PRINT A + B + C, A * B * C
? 2, 3, 4
9          24

```

**FIGURE 3**  
Un programme bien  
mystérieux pour qui  
doit l'utiliser.

Bien que notre vocabulaire Basic soit très limité, voici en figure 3 un exemple de programme non conversationnel et sa contrepartie avec quelques lignes de texte en figure 4. Tous les utilisateurs préfèrent employer ce dernier plutôt que le précédent, n'est ce pas ? Alors, s'il vous plaît, pensez toujours lorsque vous écrivez un programme qu'il va ensuite être utilisé par quelqu'un qui n'aura pas forcément envie de feuilleter des pages et des pages de notices pour savoir ce qu'il doit frapper en réponse à une question. Utilisez à fond les possibilités de PRINT et INPUT.

A ce propos, il nous faut vous révéler deux petites astuces auxquelles on ne pense pas toujours. La première est un moyen de supprimer le point d'interrogation qui suit normalement un INPUT, mais sans faire afficher de texte de remplacement ; il suffit pour cela d'écrire un INPUT avec une chaîne de caractères vide (elle sera affichée à la place du point d'interrogation mais, comme elle est vide, vous ne verrez rien). Cela s'écrit tout simplement : INPUT «», nom de variable, nom de variable, etc.

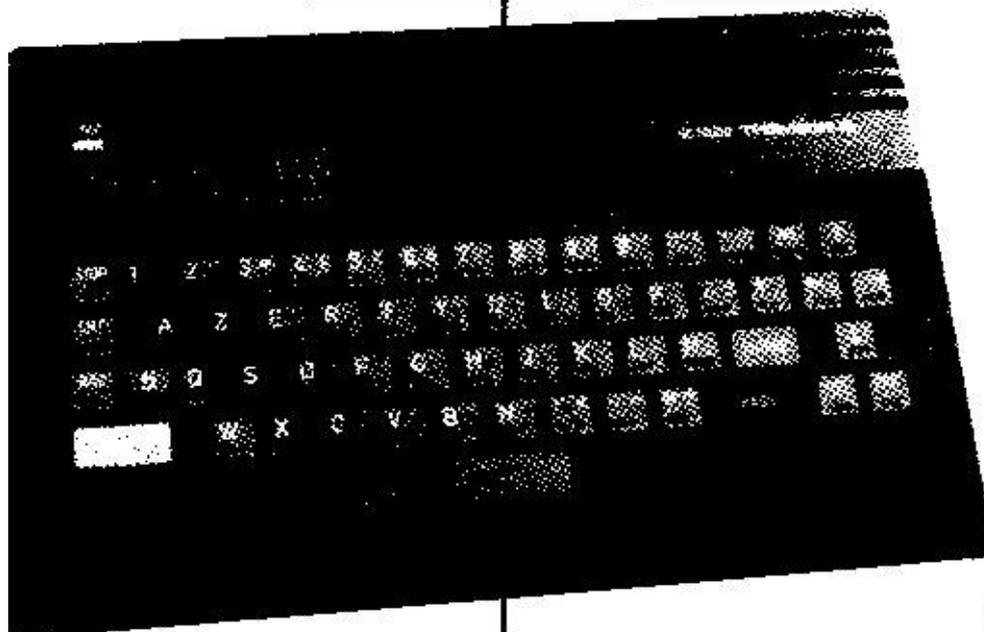
L'autre astuce permet de résoudre un problème de présentation qui se

```

10 INPUT « FRAPPEZ 3 NOMBRES », A, B, C
20 PRINT « LEUR SOMME VAUT : » ; A + B + C
30 PRINT « LEUR PRODUIT VAUT : » ; A * B * C
FRAPPEZ 3 NOMBRES 2, 3, 4
LEUR SOMME VAUT : 9
LEUR PRODUIT VAUT : 24

```

**FIGURE 4.** — Le même avec un peu de texte peut être mis entre toutes les mains sans explication.



pose assez souvent. En effet, la chaîne de caractères qui suit le INPUT est assez limitée et peut ne pas suffire à vos besoins ; rien ne vous interdit alors de faire :

NNN PRINT « le texte de votre choix » ;  
MMM INPUT «», nom de variable, nom de variable, etc.

La première ligne de PRINT se terminant par un point virgule, le curseur restera à la suite de votre texte et les données frappées en réponse à votre INPUT apparaîtront à la suite de celui-ci. Attention ! Certains interpréteurs génèrent un retour chariot saut ligne avant chaque INPUT ; ce mode d'écriture ne produit donc pas l'effet escompté avec ces derniers.

## Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui, car le sujet que nous comptons aborder ensuite est assez volumineux et demandera l'intégralité d'un article que nous vous proposerons donc le mois prochain. Si vous êtes un peu déçu par tant de lignes consacrées à des instructions aussi peu « nobles » que PRINT et INPUT, prenez n'importe quel listing de programme Basic et regardez combien de fois ces instructions y sont utilisées...

**C. TAVERNIER**

## Les thèmes du mois

- Instruction PRINT
- Instruction TAB
- Instruction SPC
- Séparateurs , et ;
- Instruction INPUT
- Instruction LINE INPUT
- Instruction INPUT\$
- Notions de programmes conversationnels

# LES CIRCUITS FONDAMENTAUX DE L'ELECTRONIQUE: LES OSCILLATEURS

## OSCILLATEURS TYPE L.C.

Alors que, pour l'oscillateur à déphasage (« Phase shift ») et l'oscillateur en pont de Wien\*, le quadripôle de réaction était constitué de composants résistifs et capacitifs, les oscillateurs de type LC ne font appel qu'à des éléments réactifs — capacités et inductances —, lesquels peuvent être assor-

tis d'une inductance mutuelle. La configuration du circuit de réaction est précisée par son appellation, comme le montre la figure 1 qui représente divers quadripôles avec leur dénomination habi-

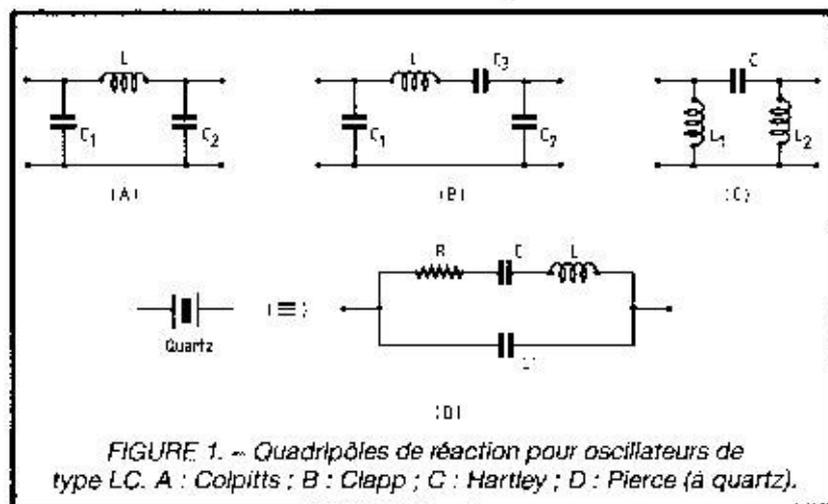


FIGURE 1. — Quadripôles de réaction pour oscillateurs de type LC. A : Colpitts ; B : Clapp ; C : Hartley ; D : Pierce (à quartz).

tuelle. Dans le cas de l'oscillateur à quartz — ou oscillateur Pierce —, on a toutefois affaire à un simple dipôle (figure 1D); par ailleurs, si le schéma fait état d'une résistance R, ce qui semble a priori en contradiction avec ce qui a été dit sur les oscillateurs de type LC, il faut bien comprendre que R

figure dans ce schéma équivalent au même titre que celles des résistances de fuite d'un condensateur ou d'une inductance. Nous nous intéresserons d'abord aux oscillateurs Colpitts et Hartley.

### L'oscillateur Colpitts : principe

Une de ses représentations possibles est donnée figure 2. Le circuit utilisé est celui de la figure 1A qui constitue un circuit antirésonant; une fraction du courant circulant dans ce circuit est renvoyée vers la base du transistor au

travers de la capacité  $\Gamma$  (d'impédance négligeable) pour y provoquer une réaction positive.

En considérant la résistance d'émetteur  $R_e$  comme parfaitement découplée (C d'impédance négligeable, tout comme  $\Gamma$ ) et, pour la self de choc, une impédance infinie, nous aboutissons au schéma simplifié de la figure 3 où  $C_1$ ,  $C_2$  et L sont représentées par les impédances  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$  respectivement.

### L'oscillateur Hartley : principe

Le principe est celui de la figure 4. Nous avons ici encore un circuit antirésonant, et une fraction du courant cir-

\* Numéros 1715 d'avril et 1716 de mai 1985.

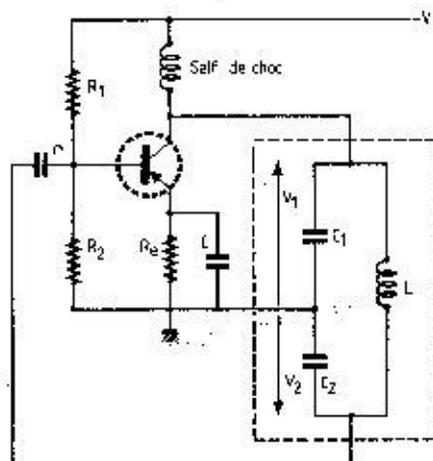


FIGURE 2. - Oscillateur Colpitts.

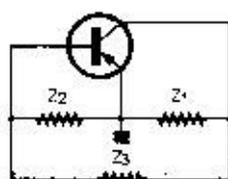


FIGURE 3  
Oscillateur Colpitts :  
schéma simplifié.

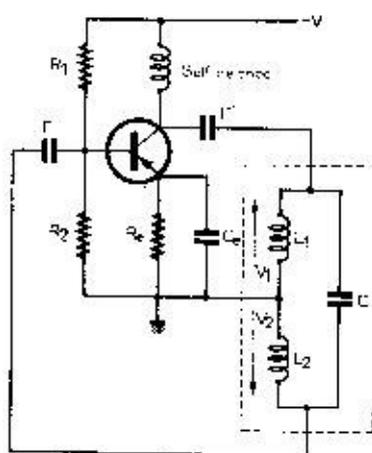


FIGURE 4. - Oscillateur Hartley.

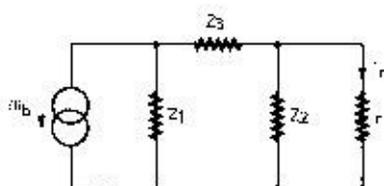


FIGURE 5  
Schéma équivalent correspondant à la figure 3.

culant dans ce circuit est renvoyée vers la base du transistor à travers une capacité d'impédance négligeable ( $\Gamma$ ) pour y provoquer une réaction positive.

Ici encore, on considérera la résistance d'émetteur comme parfaitement découplée, pour la self de choc une impédance infinie ; ajoutons pour  $\Gamma$  une impédance nulle. On remarquera la similitude entre les figures 2 et 4 et, si nous désignons  $L_1$ ,  $L_2$  et  $C$  par  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$ , une identité parfaite avec le schéma simplifié de la figure 3.

Nous pouvons donc traiter l'oscillateur Colpitts et l'oscillateur Hartley à partir du même schéma équivalent.

### Le schéma équivalent

Il prend l'aspect de la figure 5 en faisant les simplifications :

$$h_{12} = 0 ; h_{22} = 1/\rho = 0$$

et en posant :

$$h_{21} = \beta ; h_{11} = r$$

( $R_1$  et  $R_2$  étant supposés beaucoup plus grands que  $r$ ).

Nous appliquons le théorème de Thévenin à ce schéma équivalent pour transformer le générateur de courant ( $\beta i_b$ ,  $Z_1$ ) en générateur de tension ( $-\beta i_b Z_1$ ,  $Z_1$ ), ce qui conduit au schéma de la figure 6.

Une nouvelle transformation à gauche du pointillé de la figure 6 conduit à un autre générateur de tension (fig. 7) de f.e.m.  $e$  :

$$e = -\beta i_b Z_1 \cdot Z_2 / (Z_1 + Z_3 + Z_2) \quad (1)$$

et de résistance interne :

$$Z = Z_2 (Z_1 + Z_3) / (Z_1 + Z_3 + Z_2) \quad (2)$$

Dans ces conditions, le courant  $i_r$  qui circule dans  $r$  a pour valeur :

$$i_r = \frac{e}{Z + r}$$

soit, compte tenu de (1) et (2) :

$$i_r = \frac{-\beta i_b \cdot \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_3 + Z_2}}{\frac{Z_2 (Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_3 + Z_2} + r}$$

$$i_r = \frac{-\beta i_b \cdot Z_1 Z_2}{Z_2 (Z_1 + Z_3) + r (Z_1 + Z_3 + Z_2)} \quad (3)$$

Si  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$  sont des réactances pures, nous pouvons poser :

$$Z_1 = jX_1 ; Z_2 = jX_2 ; Z_3 = jX_3$$

et (3) devient :

$$\frac{i_r}{i_b} = \frac{\beta X_1 X_2}{-X_2 (X_1 + X_3) + j (X_1 + X_2 + X_3) r} \quad (4)$$

Pour que le système puisse osciller (critère de Barkhausen), il faut et il suffit :

1. que le terme imaginaire de (4) soit nul, soit :

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (5)$$

2. que  $(r/|b|) \gg 1$ , ce qui entraîne pour (4), en prenant (5) en compte :

$$\frac{\beta X_1 X_2}{-X_2(X_1 + X_3)} = \frac{\beta X_1}{-(X_1 + X_3)}$$

$$= \beta \cdot \frac{X_1}{X_2} \gg 1 \quad (6)$$

(6) ne peut se concevoir que si  $X_1$  et  $X_2$  sont de même signe.

● Si  $X_1$  et  $X_2$  sont toutes deux positives, ce sont donc des inductances et, puisque d'après (5) :

$$X_3 = -(X_1 + X_2)$$

$X_3$  est négative : c'est une capacité, et nous avons affaire au montage Hartley.

● Si  $X_1$  et  $X_2$  sont toutes deux négatives, ce sont alors des capacités et, d'après (5),  $X_3$  est alors positive : c'est une inductance, et le montage est du type Colpitts.

La fréquence d'oscillation est obtenue à partir de (5) :

● Pour le montage Hartley,

$$L_1\omega + L_2\omega - \frac{1}{C\omega} = 0$$

soit :

$$\omega^2 = \frac{1}{C(L_1 + L_2)} \text{ et } f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C(L_1 + L_2)}}$$

● Pour le montage Colpitts :

$$L\omega = \frac{1}{C_1\omega} + \frac{1}{C_2\omega}$$

soit :

$$\omega^2 = \frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2} \text{ et } f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}}$$

## L'oscillateur Clapp

C'est une variante de l'oscillateur Colpitts, l'inductance  $L$  faisant place à une inductance  $L$  en série avec une capacité  $C$ . La réactance  $X_3$  de ce circuit doit rester positive :

$$X_3 = L\omega - \frac{1}{C\omega}$$

même si l'on adopte pour  $C$  une valeur bien plus petite que  $C_1$  et  $C_2$ , ce qui est

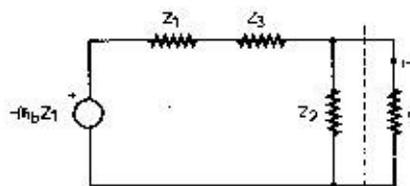


FIGURE 6

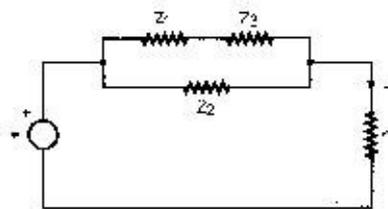


FIGURE 7

l'usage. Dans ces conditions, d'après (5) :

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{C_1\omega} + \frac{1}{C_2\omega}$$

$$L\omega = \frac{1}{C_1\omega} + \frac{1}{C_2\omega} + \frac{1}{C\omega} \approx \frac{1}{C\omega}$$

ce qui signifie que, puisque  $C \ll C_1$  et  $C \ll C_2$ , c'est essentiellement  $C$  qui contrôle la fréquence de l'oscillation, et les valeurs de  $C_1$  et  $C_2$  - qui fixent le taux de réaction - peuvent s'écarter de plusieurs dizaines de % de leur valeur nominale avec un effet négligeable sur  $f$ .

fréquences, il est tout à fait concevable de les utiliser avec des FET. Nous en verrons un exemple dans le prochain numéro, à propos de l'oscillateur à quartz.

C. PANNEL

## Remarques

● S'agissant de l'oscillateur Hartley, les inductances  $L_1$  et  $L_2$  peuvent être constituées par un enroulement unique à prise avec couplage mutuel entre les deux fractions du bobinage.

● Ces types d'oscillateur étant en général utilisés dans le domaine des radio-

## Bibliographie

- J. Millman : « Microelectronics », 1979, MacGraw Hill éditeur.
- J. Fagot : « Emploi des tubes électroniques et des transistors », 1964, Masson éditeur.
- A. Pelat : « Pratique de l'amplificateur opérationnel », 1983, Masson éditeur.

# LE TELEPHONE SANS FIL...



## ... PORTENSEIGNE PSC 10

**A l'heure où l'on assiste à un développement prodigieux des radiocommunications, il devient anachronique d'être cloué à son fauteuil pendant la durée d'une communication téléphonique. Pour supprimer ce fil à la patte, il existe depuis déjà quelques années des téléphones sans fil venus d'Extrême-Orient, mais**

**ces appareils sont, pour la plupart, interdits d'utilisation en France car ils ne remplissent pas les conditions nécessaires à leur homologation dans notre pays.**

**Le PSC 10 de Portenseigne est fabriqué en France en conformité avec les normes en vigueur et a donc été homologué.**

Un combiné téléphonique traditionnel comporte un micro et un écouteur. Il doit donc être simultanément émetteur et récepteur.

Cette double fonction impose le choix de deux fréquences :

- l'une pour l'émission par la base, base reliée au réseau téléphonique, et la réception dans le combiné ;

- l'autre pour l'émission par le combiné et la réception par la base.

Les postes sans fil venus d'Extrême-Orient utilisaient, d'une part, une fréquence de transmission à la limite des ondes moyennes et des ondes courtes (1 600 à 1 800 kHz) avec, comme antenne d'émission, les fils du secteur. La

réception se faisait sur cadre ferrite. D'autre part, la deuxième fréquence se situait aux environs de 50 MHz. Certains de ces appareils utilisaient une fréquence voisine de 34 MHz à la place de la fréquence basse.

Bien sûr, ces fréquences ne correspondent plus à celles actuellement normalisées et qui sont, pour la liaison base/combiné, de 26,3750 MHz, 26,4000 MHz, 26,4125 MHz, 26,4375 MHz et 26,4750 MHz, tandis que pour la liaison combiné/base, nous avons ces mêmes fréquences augmentées de 15 MHz. Cet écart de 15 MHz suffit pour éviter toute interférence entre l'émission et la réception, on doit

en effet travailler ici avec un émetteur et un récepteur fonctionnant l'un à côté de l'autre, l'un sur cadre, l'autre sur antenne. Cette limitation du nombre des canaux peut entraîner des perturbations dans le cas de proximité d'appareils fonctionnant sur la même fréquence, des aménagements des tables de fréquences seraient en cours d'étude, pour augmenter le nombre des canaux.

### Le PSC 10

Ce poste sans cordon n'est pas à proprement parler un téléphone sans fil,

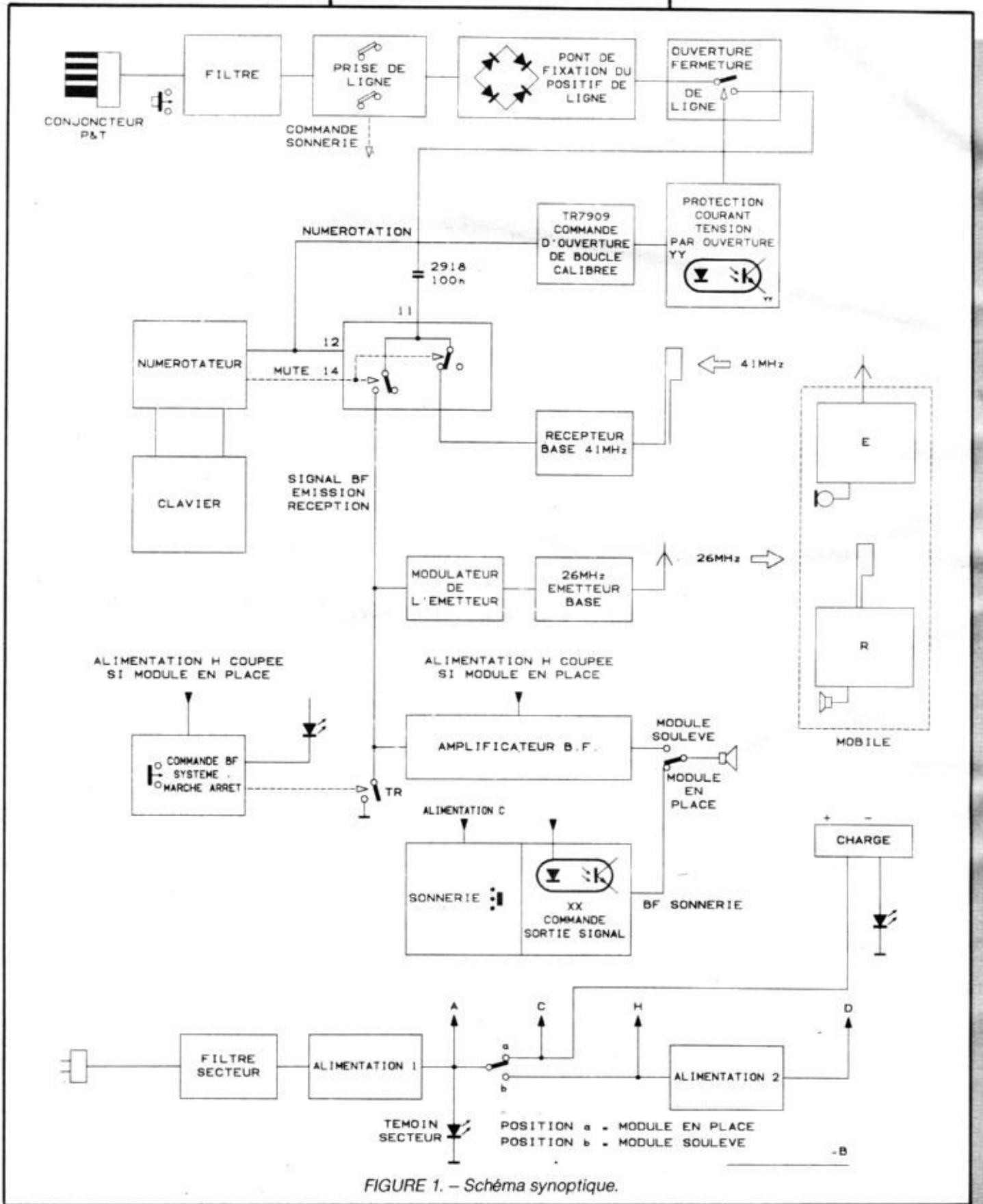


FIGURE 1. - Schéma synoptique.

car il se compose d'une base et d'un combiné mais le clavier reste sur la base. Ne pensez donc pas emmener votre combiné avec vous dans la salle de bains pour recevoir vos communications téléphoniques, le combiné serait décroché et personne ne pourrait vous atteindre.

Autre détail d'importance, l'ensemble est alimenté sur le secteur et ne tire pratiquement rien du réseau téléphonique, il doit donc obligatoirement être branché en parallèle sur un autre poste.

L'absence de cordon vous permettra de vous promener dans un rayon d'une dizaine de mètres autour de la base lorsque vous aurez décroché le combiné. Cet ensemble dispose d'un clavier de composition à touches à sensation tactile, avec touche de recomposition du dernier numéro et touche de pause pour la composition d'un numéro distant. Dans ce cas, la recomposition demande deux interventions : une première pression sur la touche de recomposition déclenche l'indicatif 16, la composition du numéro s'arrête, on doit alors appuyer une seconde fois lorsque la tonalité a été obtenue. Le PSC 10 ne sait pas reconnaître tout seul cette tonalité.

Un haut-parleur interne sert à amplifier la conversation téléphonique, il se met en service par une touche à mémoire électronique et s'arrête de même, un potentiomètre règle le niveau.

Le combiné est équipé d'accumulateurs qui se rechargent lorsque le combiné est sur la base, ils permettent de tenir une conversation ininterrompue de 2 heures... Sur ce combiné, une touche « secret » court-circuite le micro, un voyant signale que la batterie est déchargée et une courte antenne télescopique se déploie pour augmenter la portée de la liaison.

La sonnerie électronique se règle en deux niveaux et deux types de sonnerie.

## Technique

La figure 1 donne le schéma synoptique du PSC 10. Nous n'entrerons pas dans tous les détails de sa conception. Après la prise, un filtre élimine les pointes de tension susceptibles de se présenter, il protège l'électronique, en cas de foudre par exemple (surtension brève et puissante).

Le commutateur de prise de ligne commute le circuit de sonnerie : une sonnerie à génération par oscillateurs commandée par photocoupleur. Le pont redresseur permet de travailler avec une tension de ligne positive ou négative. L'interrupteur d'ouverture et de fermeture de ligne sert à la composition des numéros, on utilise un circuit intégré de numérotation doté de sa mémoire interne, et commandé par un clavier en matrice 3 x 4. Le double inverseur relié au récepteur de base est un circuit intégré conçu pour un usage téléphonique.

Ce circuit intégré reçoit le signal du récepteur et envoie, vers un modulateur, le signal audio à transmettre au combiné. Un amplificateur audio de puissance (TBA 820 M de SGS) alimentera à la demande, par une bascule bistable, un petit haut-parleur local.

Le combiné contient un circuit d'alimentation et de charge de l'accumulateur et un ensemble émetteur-récepteur.

Émetteur et récepteur de la base et du combiné sont réalisés suivant un principe identique, les différences proviennent pratiquement des valeurs des composants utilisés qui dépendent, comme on peut s'en douter, de la fréquence de travail.

Malgré leur petite puissance, les émetteurs sont équipés de 4 transistors. Le modulateur est un oscillateur dont le quartz est monté en série avec une diode à capacité variable permettant sa modulation. On utilise un quartz travaillant en mode fondamental, cette taille étant favorable à la modulation en fréquence. Par contre, on est obligé d'opérer une multiplication de fréquence. Un filtrage soigné évite la production de fréquences parasites. Le récepteur est à double changement de fréquence, ce qui évite les interférences que l'on aurait pu craindre, notamment, avec des émissions dans la bande du 27 MHz.

Ce double changement de fréquence n'empêche pas le sérieux du filtrage, on utilise ici des circuits accordés au couplage critique, avec amplificateur en base commune pour l'entrée puis un second amplificateur en émetteur commun et un mélangeur à transistor, l'oscillateur est également à transistor. Deux filtres céramique, un sur 5,5 MHz et un sur 455 kHz. L'amplification FI et la démodulation sont assurés par un

MC 3357 P, un classique de la réception en modulation de fréquence.

Portenseigne fabrique en France ses téléphones et utilise la technique d'implantation de composants en surface. Le stratifié est phénolique, pas besoin de verre époxy pour ce type d'implantation. Cette technique d'implantation est réservée à la section réception et émission, qui ne comporte pas de gros composants.

La réception, qu'il s'agisse du combiné ou de la base, a lieu sur cadre à air, cadre imprimé sur un circuit souple. L'émetteur du combiné a son antenne intégrée au cordon secteur à trois fils, deux pour l'alimentation et un servant d'antenne.

## Essais

Nous avons branché ce téléphone sur la ligne, après une charge initiale des accumulateurs de plusieurs heures, tout a fonctionné sans problème. La tenue en main n'est pas celle d'un combiné traditionnel de type S 63, comme on peut s'en douter. Le haut-parleur permet d'attendre son correspondant sans avoir à tenir le combiné. L'emploi de ce type de téléphone se traduit tout de même par la présence de bruits radioélectriques, un léger souffle. Cet appareil est homologué, vous pourrez donc l'utiliser sans risque de contrôle inopiné de la part de l'administration. Par contre, si votre voisin dispose du même appareil ou s'il est équipé d'un récepteur du genre scanner, personne ne pourra l'empêcher de suivre vos conversations, sinon la faible portée de ce type d'appareil.

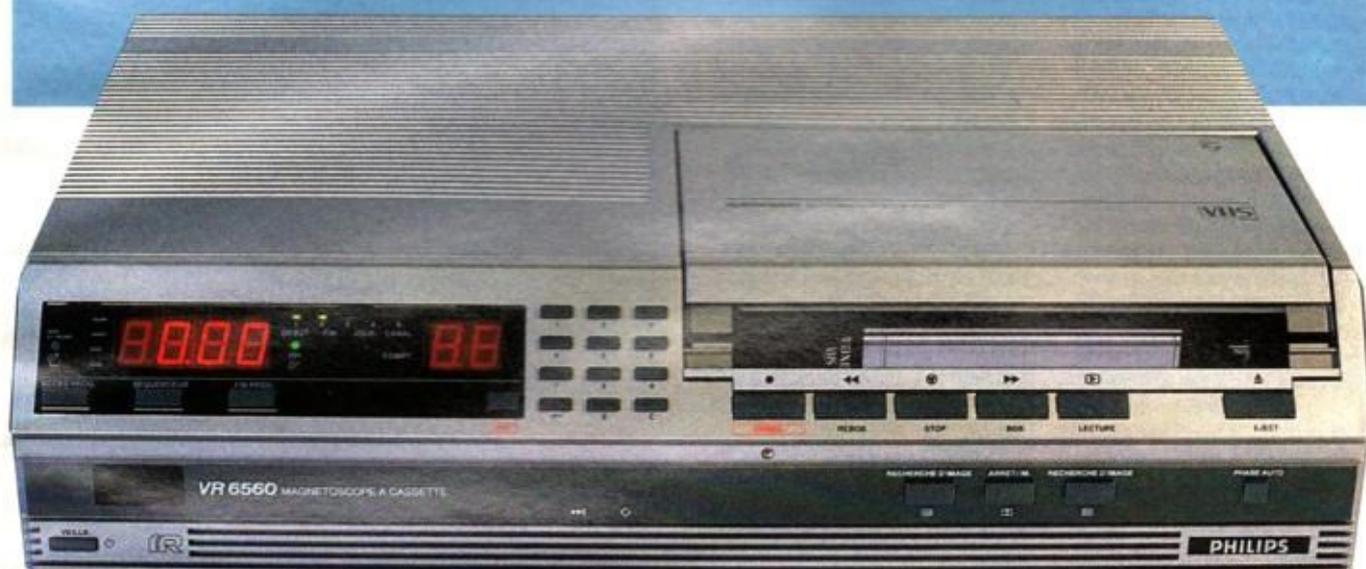
Il est difficile d'assurer le secret des conversations sans introduire d'embrouilleur/débrouteur, nous n'en sommes pas encore là.

## Conclusions

Un appareil moderne dans sa conception et dans sa réalisation, il est homologué PTT et, de plus, fabriqué en France. Il vous permettra, tout en conversant, de vous déplacer et par exemple, d'aller chercher un document dans la pièce voisine pour renseigner votre interlocuteur. Le haut-parleur intégré dans le socle autorisera, si besoin, une écoute collective de votre correspondant.

E.L.

# LE MAGNÉTOSCOPE VHS PHILIPS VR 6560



*Comme presque tous les constructeurs, Philips sort maintenant son propre magnéto-scope VHS après avoir d'abord commercialisé, sous sa marque, un modèle fabriqué par Grundig. Cette fois, on retrouve le « design » Philips, avec son panneau incliné, une ligne qui nous ramène à l'époque du V 2000, excellent magnéto-scope qui, malgré tout, poursuit sa carrière.*

Premier contact avec le magnéto-scope : une surprise, son poids (8 kg), Philips utilise une alimentation à découpage. Il s'agit donc là d'un produit facile à transporter, une qualité appréciable.

Le coffret est en matière plastique peinte de couleur métallisée, des ouvertures un peu partout assurent une bonne ventilation. A la mise sous tension, des afficheurs LED s'allument. Quelques voyants complètent l'affichage. Les touches de commande, pas trop nombreuses, s'alignent sous le tiroir à cassette. Philips a choisi une formule intermédiaire entre l'introduction frontale et le tiroir et conserve un mécanisme de chargement par ascenseur, équipé d'un moteur électrique. Pas de manipulation possible en cas de panne secteur. Une seconde rangée de 4 touches complète la première et simplifie la

manipulation. Enfin, un clavier numérique complète le tout et permet les accès directs que nous pouvons imaginer.

## UTILISATION

Bien sûr, Philips a joint à son magnéto-scope un mode d'emploi en français. Il est protégé par une couverture à trois volets et demi, à vocation internationale car abondamment illustrée.

Philips commence par vous dire que le VHS est le standard le plus populaire du monde et signale que « normalement, votre vendeur aura installé le magnéto-scope », il n'y a donc pas à régler l'heure ou l'accord. La réputation des revendeurs officiels Philips n'est plus à faire. L'heure se règle à partir du clavier numérique : à l'intérieur de l'appareil, un accumulateur cadmium-ni-

ckel permet le fonctionnement de l'horloge lorsque le magnéto-scope est débranché. Cependant, dans une telle situation, le mélangeur RF n'est pas alimenté, on ne pourra donc pas regarder la télévision dans de bonnes conditions si l'arrivée d'antenne est branchée sur le magnéto-scope.

Le téléviseur se règle à partir de la mire interne, elle se met automatiquement en service lorsqu'on met le magnéto-scope en lecture et qu'il n'y a pas de cassette dans le tiroir. Une méthode que nous avons déjà rencontrée dans les autres magnéto-scopes de ce constructeur.

L'antenne se branche comme sur les autres appareils et le modulateur s'accorde sur un canal voisin du 37...

Une prise péritélévision SCART équipe l'arrière de l'appareil, cette prise est raccordée à un circuit de commutation qui sert à enregistrer des émissions embrouillées.

N'ayant pas succombé au charme publicitaire de Canal +, nous ne vous en dirons pas + sur ce point. Ce circuit de commutation met en service les circuits placés entre le tuner et l'entrée vidéo lorsqu'on demande les programmes 30 à 35 du magnéto-scope.

On sait que pour Canal +, le son

est transposé et que certaines lignes de l'image sont décalées. Donc, au lieu de se contenter de faire sortir les signaux audio vidéo, travail normal d'une prise SCART, on leur permet de sortir puis de rentrer, une technique d'insertion classique. Comme le décodeur Canal + se branche sur cette prise, elle ne sera plus disponible pour la sortie du signal vidéo, on sera donc amené à installer un adaptateur spécial si on désire profiter de la prise péritélévision du téléviseur. Donc, en principe, vous ne devrez pas avoir de problème pour l'enregistrement d'un programme embrouillé. Par contre, si vous voulez regarder un programme embrouillé en direct, vous devrez débrancher votre décodeur pour le relier au téléviseur, ou passer par le modulateur du magnéto-scope. Ce n'est pas très pratique, à moins de disposer d'un commutateur à prises SCART, commutateur prévu pour cette fonction.

Votre revendeur se fera un plaisir de vous conseiller à ce sujet. Ce magnéto-scope vous permet de bénéficier d'une horloge et d'un calendrier, il tient compte des années bissextiles et vous évitera de programmer une émission un 29 février dans une année normale. Le ré-

# LE MAGNÉTOSCOPE VHS PHILIPS VR 6560

glage s'effectue par l'intermédiaire du clavier numérique, avec, par conséquent, un accès direct.

Les données seront mémorisées successivement mais il n'est pas possible d'obtenir ensuite un panorama complet de ces données.

Une touche d'annulation sert à remettre l'afficheur au zéro en cas d'erreur, une fois la programmation ou la correction effectuée, on enregistre le tout par une touche de « fin de programme ».

On aimera ou pas, un apprentissage s'impose, nous avons vu plus simple.

Philips, pour la sélection de ses émetteurs, n'impose pas la composition de deux chiffres lorsque le numéro du canal n'en a qu'un, c'est intéressant de 0 (entrée SCART) à 9, ce qui nous donne tout de même neuf émissions, mais au moment de la composition d'un nombre de deux chiffres, on devra signifier au magnéto que le nombre est effectivement à deux chiffres par une pression supplémentaire. Canal + aura besoin de ce « plus »... L'accord du magnéto sur les émetteurs se fait par un système de recherche automatique balayant les trois gammes ; une fois la station trouvée, on la mémorise. C'est simple et rapide.

La cassette prend place, bande vers l'arrière de l'appareil, dans un tiroir élévateur. Philips a pensé aux enfants qui pourraient se coincer les doigts lorsque le tiroir se referme. Juste au-dessus du clavier, un bandeau mobile commande des interrupteurs de sécurité ; dès que les doigts se coincent, le tiroir s'ouvre...

La cassette se place à la main, elle est retenue, en fin de parcours, par une barre de verrouillage que l'on abaissera pour dégager la cassette. Pas de ressort brutal ici, la cassette sort lentement de son logement. Si vous n'enfonchez pas la cassette à fond et que vous tentez de refermer le tiroir, la barre de sécurité entre en action. Porte fermée, l'étiquette arrière de la cassette reste visible.

L'enregistrement se commande par une seule pression sur la touche « enregistrement », sans la sécurité offerte par une pression simultanée sur deux touches. Philips a également prévu une touche d'enregistrement instantané avec une pro-

grammation de la durée d'enregistrement jusqu'à 4 heures. Ici, au lieu d'indiquer la durée de l'enregistrement, l'afficheur donne l'heure d'arrêt. Cette heure peut aussi être programmée par le clavier numérique.

L'enregistrement programmé reste une fonction essentielle d'un magnéto. Le 6560 de Philips permet l'enregistrement de cinq programmes avec une possibilité d'enregistrement quotidien. Si aucune cassette n'a pris place dans le tiroir et que l'on demande un enregistrement automatique, le tiroir s'ouvre tout seul, il réclame une cassette. Il ne manque que la parole à ce magnéto ! A quand le synthétiseur ?

La consultation du programme enregistré demande la composition du numéro du programme que l'on désire consulter ou éventuellement modifier.

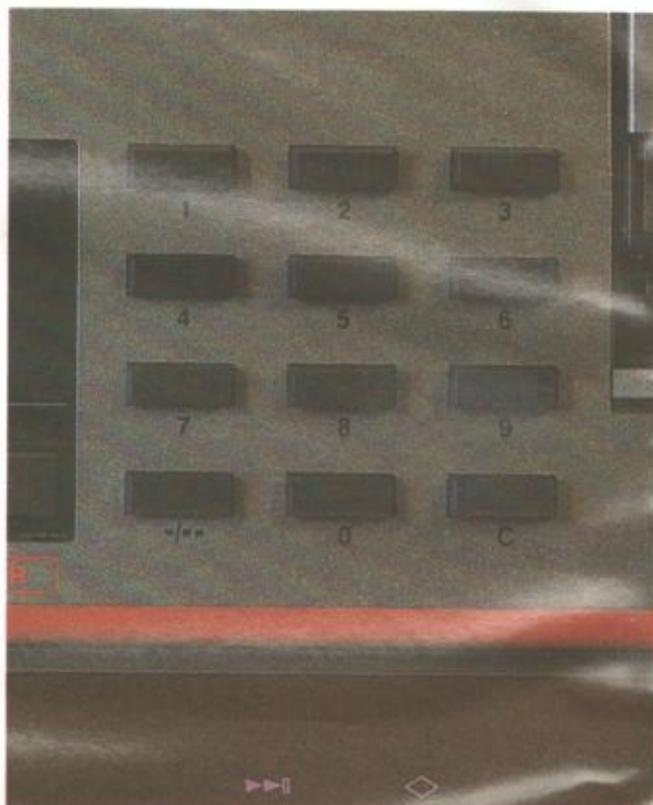
La programmation permet aussi d'arrêter un enregistrement commencé en présence de l'utilisateur. Comme sur la plupart des magnétoscopes, le 6560 dispose de l'assemblage automatique des séquences, on n'aura donc pas de perturbation lors du passage d'une séquence à la suivante, c'est intéressant pour une prise de vue par caméra.

En fin d'enregistrement, la cassette se rebobine automatiquement.

Pour la lecture, nous avons les possibilités classiques de lecture rapide avec barres parasites (nous ne sommes plus en V 2000 !), l'arrêt sur image est complété ici par une avance image par image.

Le circuit de « tracking » entre en service par pression sur une touche en cas de besoin. Philips introduit un système de correction d'alignement de piste utilisant une technique de mesure du signal vidéo. Le microprocesseur prend en compte la position du signal de référence de la piste de contrôle, et, par une commande du moteur de cabestan, il modifie la position relative de la bande et des têtes vidéo. Il met en mémoire la position idéale des têtes vidéo et, en lecture, il modifiera la vitesse du cabestan de façon à ce que les têtes suivent la piste.

Pour ménager les têtes et réduire la consommation du magnéto, un circuit coupe automatiquement



Un clavier numérique d'aide à la programmation.

l'alimentation lorsque l'appareil est resté à l'arrêt pendant 8 minutes. Bien sûr, cet arrêt n'a pas lieu en lecture. Ici, la veille se demande normalement par une touche d'arrêt, la mise sous tension ayant automatiquement lieu dès que l'on commande l'une des touches du clavier de défilement. En veille, un récepteur infrarouge attend les ordres d'un émetteur de télécommande qui n'est autre que celui du téléviseur. On peut évidemment s'en procurer un. Tout est prêt pour cette télécommande, récepteur compris.

## TECHNIQUE

Tout commence par une alimentation. Ici, elle est à découpage. Autrement dit, on commence par redresser la tension du secteur pour obtenir une tension de 300 V environ. Cette tension continue est commutée par un transistor dont le collecteur est chargé par le primaire d'un transformateur. Comme on travaille à haute fréquence, ce

transformateur peut être d'une taille réduite. Ce transistor est commandé par un circuit intégré à 9 broches, ce circuit assure la séquence de démarrage de l'alimentation à la mise sous tension, il contrôle le courant d'émetteur du transistor de puissance pour en assurer la sécurité. Une commande de rapport cyclique permet la régulation de la tension de sortie. Cette régulation se fait par l'intermédiaire d'un photocoupleur dont la diode LED est parcourue par un courant issu de l'une des tensions du secondaire. Le phototransistor est au potentiel du secteur, il est relié à une entrée du circuit intégré de l'alimentation.

Quatre secondaires, dont trois ont un point commun, délivrent cinq tensions d'alimentation (l'un des secondaires donne simultanément une tension positive et une négative). Les masses du secteur et du magnéto sont séparées par l'isolement du transformateur et par celui du photocoupleur. Pas de synthétiseur de fréquence à bord de ce magnéto, Philips utilise ici une technique plus an-

cienne qui est celle de la synthèse de tension.

La recherche des stations est gérée par un microprocesseur MAB 8051. La sortie de ce microprocesseur est reliée à l'entrée d'un circuit d'interface assurant la conversion d'information numérique série en une tension d'accord. Un circuit de commande automatique de fréquence complète l'action de cette synthèse. Cette technique permet de s'affranchir d'un écart de fréquence d'un émetteur par rapport à une fréquence théorique.

Ce microprocesseur ne se charge pas uniquement de la synthèse de tension, c'est lui que l'on retrouve, associé au clavier du magnétoscope et à ses circuits d'affichage. Les touches ont été réparties en plusieurs claviers fonctionnels, ces claviers sont en fait rassemblés dans une matrice unique qui attaque le microprocesseur par le classique système de multiplexage. Ce multiplexage, nous le retrouvons aussi pour la commande des afficheurs, 7 segments ou diodes LED indépendantes.

Philips utilise une horloge PCB 8573, horloge périphérique de microprocesseur qui évite de mobiliser ce dernier pour un comptage.

*Un tambour maintenant bien connu.*

Cette horloge assure la communication avec son environnement par bus 12C, un bus série interne en passe de devenir un classique dans le domaine des appareils grand public. La mémoire RAM statique conservant les données de programmation bénéficie du système 12C. Le magnétoscope dispose d'une prise permettant de le relier à un système de test 12C pour des vérifications automatiques.

Le second microprocesseur de ce magnétoscope n'a pas eu droit à ce système de communication.

Nous passerons rapidement sur le système vidéo et de chrominance en signalant tout de même l'emploi

d'un filtre à onde de surface, en tête de l'ampli FI vidéo.

Le constructeur utilise beaucoup de circuits sur mesure, une technique rendue possible par les grandes séries produites. A côté de ces circuits, nous trouvons des classiques comme les commutateurs vidéo et audio basés sur des C-MOS 4053, multiplexeurs triples 2/1. Nous reproduisons, figure 1, la section de gestion des moteurs, section basée sur un microprocesseur MAB 8051, microprocesseur identique à celui utilisé pour les ordres et la programmation, mais disposant d'une mémoire ROM différente.

En haut de ce synoptique se trouve



le système d'asservissement de position du tambour vidéo. Il y a là un double asservissement. Le moteur de tambour est équipé d'une génératrice tachymétrique reliée au circuit d'asservissement de la vitesse de rotation. Cette information ne suffit pas, il faut en effet maintenir la position relative des têtes vidéo et des pistes, ce qui demande un verrouillage en phase. Un détecteur optique à fourche donne la position du tambour à chaque tour. Le circuit d'asservissement de phase possède un détecteur de blocage de rotor, relié à un multiplexeur d'analyse des conditions de fonctionnement. Ce multiplexeur reçoit sept informations tout ou rien : début de bande, fin de bande par détecteur optique, rotation des bobines de la cassette par détecteur à effet Hall, protection de la cassette contre les enregistrements par contact mécanique et position du moteur de bobinage par détecteur à effet Hall.

Le microprocesseur reçoit le signal venu de la tête de contrôle, signal traité préalablement par des amplificateurs opérationnels.

Huit des sorties du microprocesseur attaquent un convertisseur numérique/analogique dont la sortie est reliée à un multiplexeur. Ce dernier enverra six ordres différents suivant la nature du signal à traiter. Ce signal agira sur la vitesse du tambour vidéo, sur la vitesse du moteur de cabestan, par l'intermédiaire d'un circuit d'alimentation à découpage commun à un frein et au moteur de bobinage, on agira sur le couple du moteur d'enroulement de bande et sur la force de freinage. Le convertisseur numérique/analogique génère également une tension pour le comparateur du circuit d'asservissement de position relative des têtes vidéo et des pistes.

Ce microprocesseur donne également des signaux de commande d'inversion de sens du moteur, de coupure du signal, ou de compensation de « drop out ».

Nous avons abordé, il n'y a pas très longtemps, la commande de moteurs par amplificateurs opérationnels de puissance, nous trouvons sur ce magnétoscope deux de ces amplificateurs : un pour le moteur de mise en place de la bande, et l'autre, pour celui de cabestan. Ces



*L'indicateur du programmeur à diodes LED.*

# LE MAGNÉTOSCOPE VHS PHILIPS VR 6560

amplificateurs sont protégés par des diodes montées sur les sorties du circuit intégré.

Le moteur du tambour vidéo est alimenté par deux transistors ; un pour l'entraînement, l'autre pour le freinage, ce freinage intervient dès que l'on cesse d'alimenter le moteur. Pour le moteur de bobinage, nous avons une commande par transistors montés en pont.

Les moteurs sont tous à rotor bobiné et collecteur, l'entraînement direct n'existe pas ici.

Un châssis en zamack sert de base à la mécanique dont les éléments sont guidés avec une très bonne précision. Cette technique n'empêche pas d'avoir un encombrement réduit pour cette section, les commandes électriques favorisent ce type de miniaturisation.

L'électronique a pris place sur un circuit mère recevant des modules, la multiplicité des câbles de liaison fait un peu fouillis, nous avons vu mieux.

Les circuits sont en matière phénoménale à l'exception d'un petit circuit qui comporte des composants montés en surface. Plusieurs des circuits sont installés dans des blindages, on notera en particulier celui de l'alimentation à découpage.

L'ensemble des pièces prend place dans le bac de matière plastique qui constitue la base de l'appareil, un capot, toujours en matière plastique, recouvre le tout. L'ensemble se monte et se démonte relativement facilement, les techniciens d'après-vente ne seront pas trop gênés.

## ESSAIS

Bien entendu, nous avons enregistré des mires pour voir ce qui se passait et avons pu constater l'atténuation au centre de la mire lorsque les signaux ont une fréquence trop élevée. Les magnétoscopes ont une définition inférieure à celle de la télévision, elle reste néanmoins suffisante dans la majorité des applications grand public et ne perturbe pas la visualisation lorsque la cassette n'est pas entachée de bruit. Nous avons même été surpris par cette absence de bruit sur des cassettes enregistrées sur d'autres magnétoscopes. Un test qui nous a permis de vérifier que le réglage automatique de phase ne

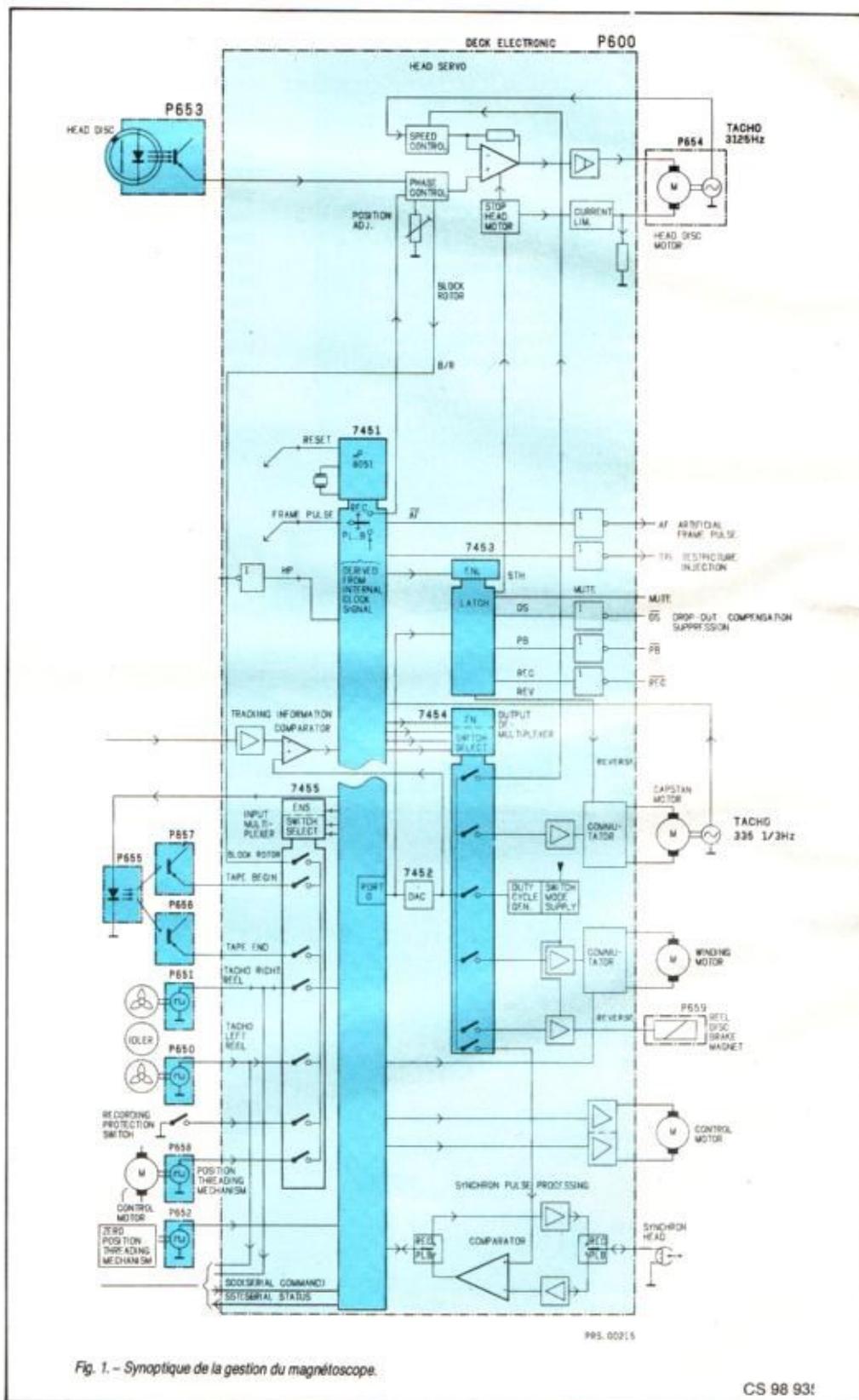
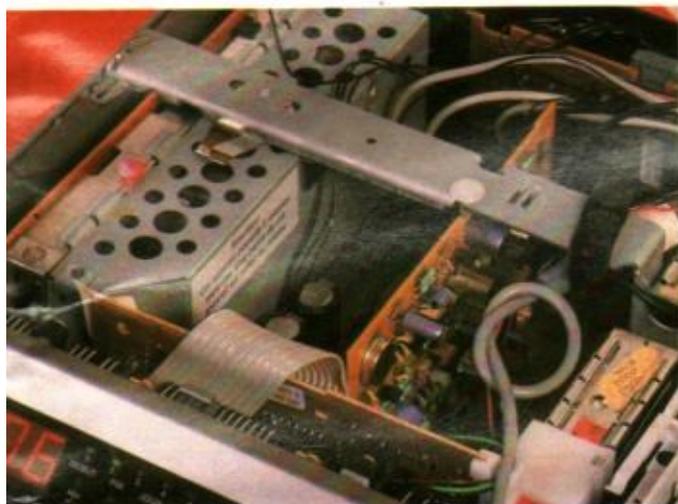


Fig. 1. - Synoptique de la gestion du magnétoscope.

perturbait pas la lecture de la cassette vidéo.

La transition entre deux enregistrements s'effectue parfaitement mais, contrairement à la grande majorité des autres magnétoscopes, on ne fait pas intervenir ici la touche d'arrêt

s'avère indispensable, du moins au début. La mémoire de programmation est suffisante pour laisser le magnéscope débranché quelques jours, le constructeur ne donne aucune indication concernant l'autonomie de cette mémoire interne.



Le blindage de l'alimentation à découpage.

rêt sur image mais celle d'arrêt, de stop.

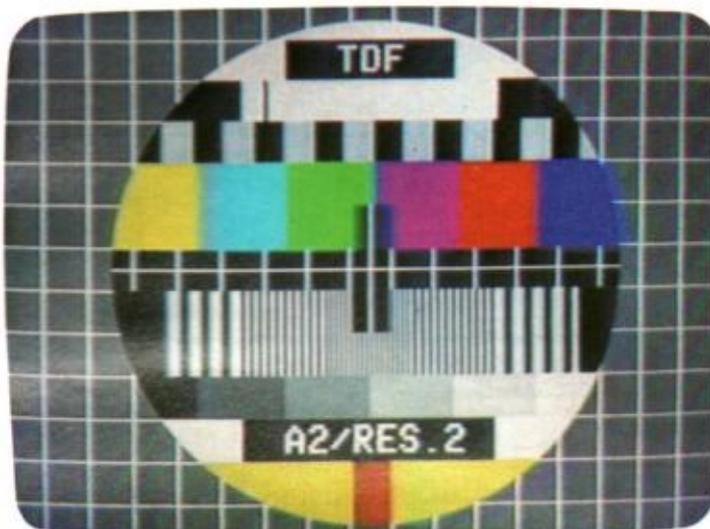
En arrêt sur image, le système recherche la parfaite répartition des barres de bruit de part et d'autre de l'écran. Avant la stabilisation, la bande avance très lentement et le magnéscope fait entendre un léger « chant », dû sans doute à la modulation de l'alimentation du moteur de cabestan.

Côté programmation, ce n'est pas aussi simple que sur le VHS fabriqué par Grundig, le mode d'emploi

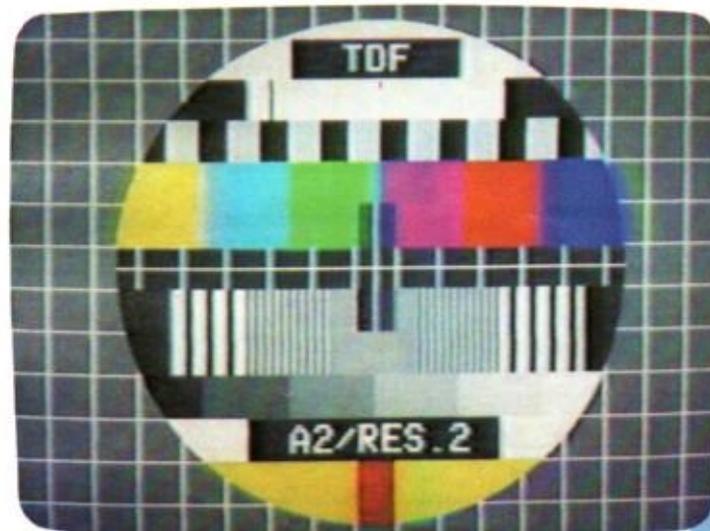
## CONCLUSION

L'introduction par Philips d'un magnéscope de sa propre fabrication conduit à un produit élaboré bénéficiant, qualité assez rare, d'un poids particulièrement réduit. L'appareil fonctionne parfaitement et nous a procuré une qualité d'image d'un niveau élevé. Il possède tout ce qu'un magnéscope doit avoir, ni trop ni pas assez, l'entrée de Philips dans le clan VHS est réussie...

E. LEMERY



Mire photographiée à la sortie du tuner.



Mire après enregistrement sur le magnéscope.

Marque : Philips  
Modèle : VR 6560/19  
Fonction : lecteur enregistreur de cassettes vidéo de salon  
Format : VHS  
Standard : SECAM  
Durée d'enregistrement : 4 heures avec E 240  
Alimentation : 220/240 V 42 à 62 Hz  
Consommation : 30 W, 10 en attente  
Tuner :  
Nombre de stations : 35  
Bandes : VHF/UHF  
Norme : L  
Accord : électronique, synthèse de tension, accord automatique  
Modulateur : oui, canal 30 à 40  
Mire interne : oui

Prise péritélévision : oui, SCART  
Entrée vidéo : oui  
Prise : SCART  
Sortie vidéo : oui, Prise SCART  
Entrée audio : oui  
Prise : SCART et DIN  
Sortie audio : oui  
Prise : SCART et DIN  
Entré micro : non  
Contrôle son : non  
Commande de niveau audio : non  
Réducteur de bruit : non  
Prise caméra : par adaptateur  
Prise télécommande : non, récepteur infrarouge  
Clavier : électronique  
Touches : enregistrement, retour rapide, arrêt, avance rapide, lecture, éjection, lec-

ture rapide arrière, arrêt/image, avance rapide  
Montage électronique : oui, par la touche d'arrêt  
Accélééré : non  
Ralentir : non  
Avance image par image : oui  
Retour automatique en fin de cassette : oui  
Commande à distance : oui, par boîtier de télécommande IR du téléviseur  
Compteur : oui, électronique 4 chiffres  
Mémoire compteur : non  
Repérage de bande : non  
Insertion : non  
Enregistrement audio : non  
Programmateurs : oui  
Nombre de programmes : 5  
Nombre de jours : 30

Programmation multiple : oui, quotidienne  
Type de réglage : heure de début, de fin, date, chaîne, programmation par clavier numérique  
Mémoire d'horloge : oui, plusieurs mois  
Temps de récupération : accu cadmium nickel, charge lente  
Dimensions : 274 x 438 x 117 mm  
Poids : 8 kg environ  
Inscriptions : français  
Mode d'emploi : français  
Particularités : enregistrement instantané, programmation par clavier numérique, montage électronique par touche d'arrêt, réglage automatique de suivi de piste, accord automatique, prise Péritélévision, mémoire de longue durée, sortie Bus 12C, récepteur de télécommande inclus.

# LE TOUR DE FRANCE DES RADIOS LOCALES PRIVEES

## 13 - BOUCHES-DU-RHONE (suite)

Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
100,1 MHz	<b>Radio La Marseillaise</b> , 15, cours d'Estienne-d'Orves, 13101 Marseille - Association : Club des amis de La Marseillaise pour une info libre et sincère  Cette radio est regroupée avec : <b>Indecosa Radiod X mg</b> , 23, bd Charles-Nedelec, Bourse Benoît-Frachon, 13003 Marseille - Association pour les Bouches-du-Rhône de l'Indecosa C.G.T.	(91) 64.70.88
98,4 MHz	<b>Radio Forum 92</b> , 92, cours Lieutaud, 13006 Marseille	
92,5 MHz	<b>Radio J.M.</b> , B.P. 243, 13269 Marseille Cedex 08 - Association : A.D.E.J.M. pour la diffusion de l'expression juive sur Marseille  Cette radio est regroupée avec : <b>Radio Service F.M.</b> , 3, rue de Venise, 13006 Marseille - Association : Centre féminin régional	(91) 37.78.78  (91) 31.77.31
93,6 MHz	<b>Radio Maghreb Provence</b> , 9, rue de la Rotonde, 13001 Marseille - Association : Centre d'information et de documentation sur l'immigration et le Maghreb	(91) 62.58.93

### RECTIFICATIF

95,3 MHz	<b>Laser FM</b> 1, rue de l'Oratoire, 13250 Cornillon 189, rue Lafayette, 13300 Salon-de-Provence	(90) 50.95.30
----------	---	---------------

## 14 - CALVADOS

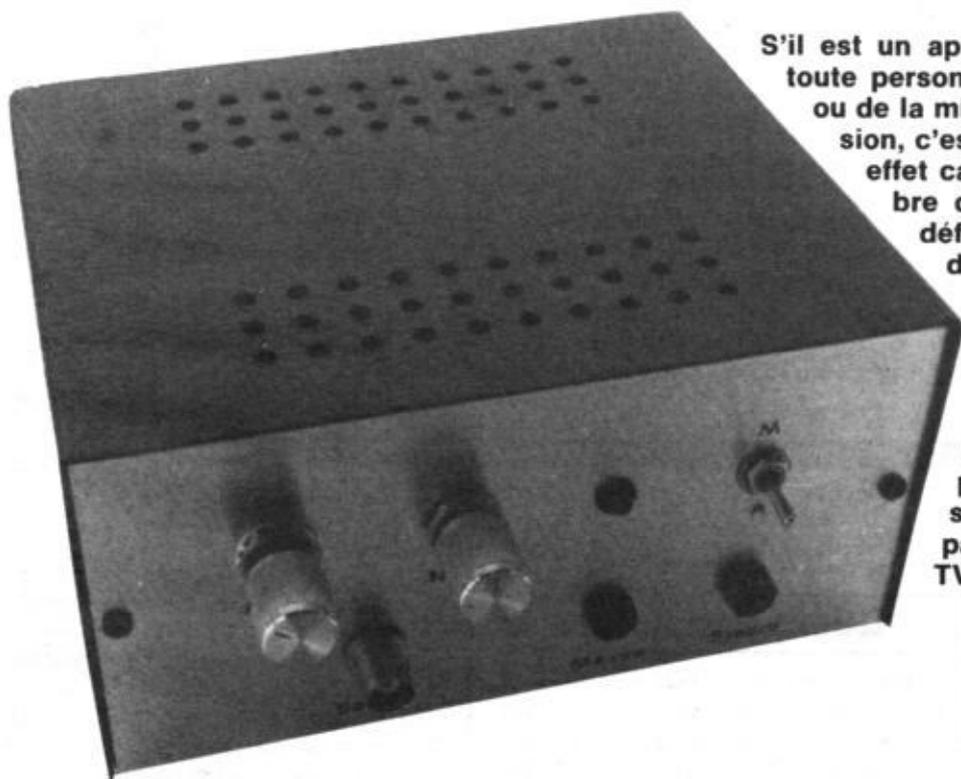
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
92,2 MHz	<b>Radio Viking</b> , rue de la Poterie, Saint-Contest, 14000 Caen	(31) 95.72.71
92,2 MHz	<b>Fréquence normande</b> , 13, rue Ecuyère, 14000 Caen - Association : Groupe de recherches et d'études pédagogiques pour la formation des médias	
89,4 MHz	<b>Radio Bessin</b> , B.P. 8, 14401 Bayeux Cedex	(31) 92.66.18
100,9 MHz	<b>Radio Silex</b> , B.P. 29, 14101 Lisieux Cedex - Association pour l'information et la communication (A.P.I.C.)	(31) 62.00.60

## 14 - CALVADOS (suite)

Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
89,2 MHz	<b>Radio Espérance</b> , 33, rue du Carmel, B.P. 95, 14012 Lisieux Cedex - Association Sainte-Thérèse de Lisieux	(31) 31.49.71
94,4 MHz	<b>Radio U.H.T.</b> , B.P. 111, 14200 Hérouville-Saint-Clair	(31) 95.02.43
100,03 MHz	<b>Radio Céline</b> , tour A2, rue de Taunton, B.P. 601, 14100 Lisieux Cedex	
99,0 MHz	<b>Radio pour tous</b> , 1035, quartier des Belles-Portes, 14200 Hérouville-Saint-Clair	(31) 93.21.30
94,9 MHz	<b>Radio Stars</b> , B.P. 1557, 14020 Caen Cedex  <b>Radio Côte de Nacre</b> , 27, rue du Marathon, 14000 Caen	(31) 83.24.00  (31) 95.32.44
103,4 MHz	<b>Radio Maeva</b> , B.P. 130, 14603 Honfleur Cedex - Association : Diva	(31) 89.27.02
97,5 MHz	<b>Radio SEME</b> , 65, rue Joseph-Philippon, 14000 Caen	(31) 85.70.77
96,8 MHz	<b>Caen F.M.</b> , 1604, boulevard du Bois, 14200 Hérouville-Saint-Clair	(31) 95.44.66
98,0 MHz	<b>T.S.F. 98 - Canal 14</b> , B.P. 90, 1010, quartier des Belles-Portes, 14200 Hérouville-Saint-Clair - Association normande pour la promotion de la liberté d'expression (A.N.P.L.E.)	(31) 94.39.06
88,7 MHz	<b>Radio A.D.E.L.</b> , 123, rue d'Auge, 14300 Caen - Association pour le développement de l'expression locale	(31) 82.64.87
96,2 MHz	<b>Radio Mathilde</b> , B.P. 7036, 14000 Caen	(31) 34.67.13
88,2 MHz	<b>Radio Vésuve</b> , 21, bd du Gal-Vanier-Pierre-Heuzé, 14000 Caen - Association : Les Baladins populaires	(31) 94.44.10
100,5 MHz	<b>Normandie F.M.</b> , Le Clos normand, bât. A, rue Marthe-Chenal, 14000 Villers-sur-Mer - Association pour le développement de la communication sociale et de l'information locale en Basse-Normandie	

# REALISEZ

# UNE MIRE TELEVISION



S'il est un appareil de mesure indispensable à toute personne souhaitant faire du dépannage ou de la mise au point de récepteur de télévision, c'est bien une mire. Un tel outil est en effet capable de générer un certain nombre d'images TV fixes et parfaitement définies qui permettent de régler et de dépanner avec un maximum de confort les récepteurs. Jusqu'à ces derniers mois, une telle réalisation, sans être hors de portée de l'amateur, était tout de même très délicate vu le grand nombre de composants à utiliser. Ce n'est plus le cas aujourd'hui grâce à la sortie d'un circuit intégré regroupant toutes les fonctions d'une mire TV en un seul boîtier.

## Quelques rappels

Avant de passer à l'étude de notre montage, et pour ceux d'entre vous qui sont novices en matière de télévision, il nous semble utile de faire quelques rappels.

Une image de télévision est formée par le déplacement d'un faisceau d'électrons à l'intérieur du tube cathodique constituant l'écran. Ce faisceau se déplace de gauche à droite pour former ce que l'on appelle les lignes de balayage et, simultanément, de haut en

bas afin de former une image par juxtaposition des lignes.

Sur la figure 1 qui précise ces divers mouvements, vous remarquerez que si le trajet du faisceau d'électrons de gauche à droite est marqué en traits pleins, le retour est figuré en pointillés. En effet, pour ne pas que l'image formée sur l'écran soit perturbée par ce retour, celui-ci est effacé automatiquement.

Ces deux mouvements du faisceau d'électrons, que l'on appelle aussi le spot pour abrégé un peu, s'appellent les balayages. Le mouvement horizontal est le balayage horizontal ou balayage ligne, et le mouvement vertical

est le balayage vertical ou balayage trame, ou encore balayage image.

Ces mouvements ne suffisent pas à créer une image ; en effet, il faut que l'impact du spot sur l'écran produise un point plus ou moins lumineux compte tenu de la scène à reproduire. Pour cela, l'intensité du faisceau électronique est modulée par le signal dit de luminance ou, dans le cas d'une image noir et blanc, par le signal vidéo.

Un signal TV se compose donc de deux informations : les informations de balayage et les informations vidéo proprement dites.

Vous êtes en droit de vous demander pourquoi il faut transmettre les informations de balayage ; la réponse est très simple. Une caméra de télévision fonctionne exactement de la même

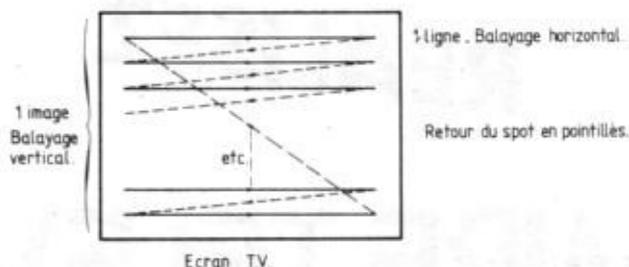


FIGURE 1 - Principe du balayage d'un écran TV.

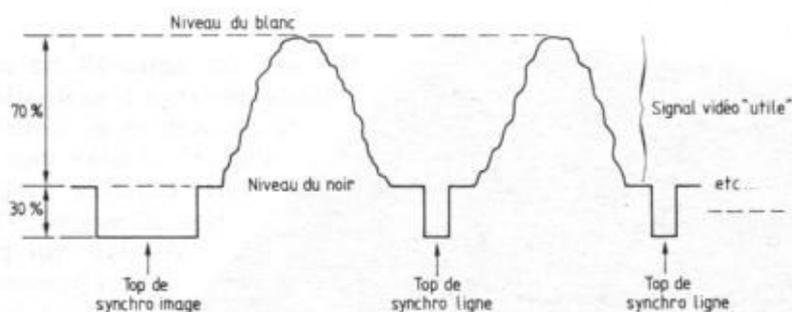


FIGURE 2 - Allure d'un signal vidéo complet.

façon que le tube cathodique de votre récepteur TV, et l'image qu'elle analyse est donc balayée de la même façon que l'image reproduite sur votre écran. Il est donc bien évident que, si vous voulez avoir une image stable et cohérente, il faut que les balayages de la caméra et de votre récepteur TV soient synchronisés. Cela s'obtient au moyen de signaux particuliers qui constituent l'information de balayage évoquée ci-avant et qui s'appellent les tops de synchronisation ou, plus simplement, « la synchro ».

Compte tenu de ce que nous venons d'exposer, nous pouvons examiner la figure 2 qui indique l'allure générale de n'importe quel signal TV noir et blanc. La partie basse de ce signal est occupée par les tops de synchro qui sont de largeur différente selon qu'ils concernent le balayage ligne ou le balayage image, tandis que la partie haute est occupée par l'information vidéo proprement dite.

## Quelques chiffres

Maintenant que nous connaissons l'allure générale des signaux TV, il nous faut préciser quelques grandeurs fondamentales. Pour ce qui est de l'amplitude tout d'abord : quelle que soit l'amplitude totale du signal, les tops de synchronisation ont une taille égale à 30 % de cette dernière, tandis que le signal vidéo occupe les 70 % restants. En France, une image blanche correspond à un signal vidéo d'amplitude maximum et, donc, une image noire à un signal vidéo situé au ras de la partie haute des tops de synchro.

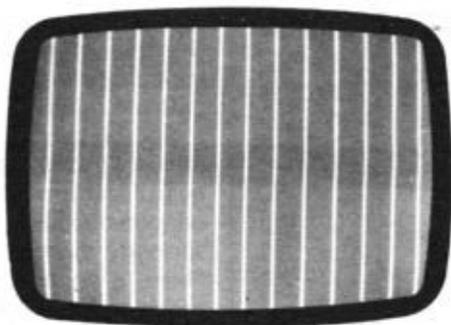
En Europe et pour le système 625 lignes, une ligne de balayage dure  $64 \mu s$  tandis qu'une image dure 20 ms. Du fait de l'utilisation de la technique du balayage entrelacé qui consiste à transmettre une image complète en deux demi-images successives, l'une contenant les lignes paires et l'autre les

lignes impaires, chaque « image » (électriquement parlant) comporte seulement 312 lignes. Les tops de synchro ont donc l'allure suivante : 312 tops de synchro ligne, 1 top de synchro image, 312 tops de synchro ligne, 1 top de synchro image, et ainsi de suite.

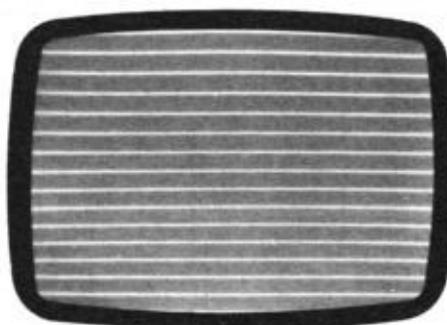
## Ce que sait faire notre mire

Pour mériter le nom de mire TV, un tel appareil doit être capable de générer un certain nombre d'images fixes et parfaitement définies. Il doit donc être capable de générer des signaux analogues à ceux présentés ci-avant. Les images fixes varient selon les mires et sont plus ou moins complexes selon les possibilités des appareils. Notre mire se classe honorablement puisqu'elle sait générer les images suivantes :

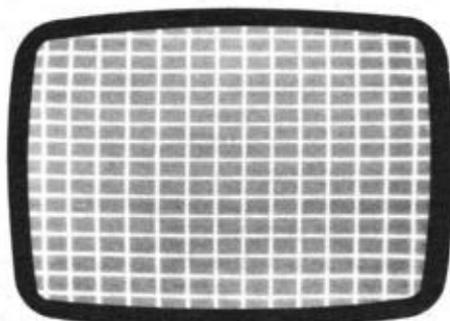
- image uniformément blanche ;



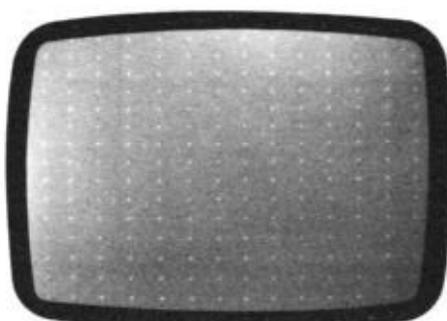
La mire de barres verticales.



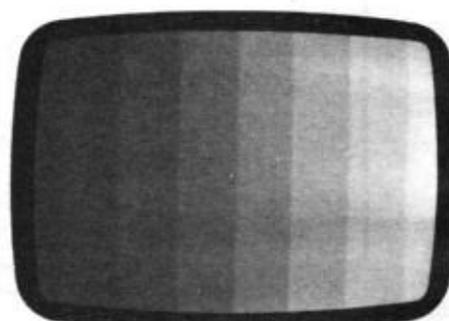
La mire de barres horizontales.



Le quadrillage.



La mire de points.



L'échelle des gris...

- 16 lignes verticales blanches sur fond noir ;
- 18 lignes horizontales blanches sur fond noir ;
- quadrillage constitué de l'intersection des lignes précédentes ;
- ensemble de points, chacun d'entre eux étant situé aux points d'intersection des lignes du quadrillage ;
- échelle des gris (8 bandes verticales allant du blanc au noir en passant par toutes les teintes de gris).

Le signal qu'elle délivre est conforme aux normes TV européennes, et son niveau est ajustable de quelques millivolts à environ 3 V sur une impédance de sortie de 75 Ω. De plus, une sortie synchronisation, pour un oscilloscope par exemple, est disponible indépendamment de la sortie de signal normal. Enfin, la sortie est protégée contre les fausses manœuvres grâce à une circuiterie électronique et un fusible. Il est en effet très facile, lorsque l'on travaille sur un récepteur TV, de toucher des endroits « dangereux » avec le câble de sortie de la mire, même si l'on prend des précautions.

Malgré toutes ces possibilités, le montage reste ridiculement simple,



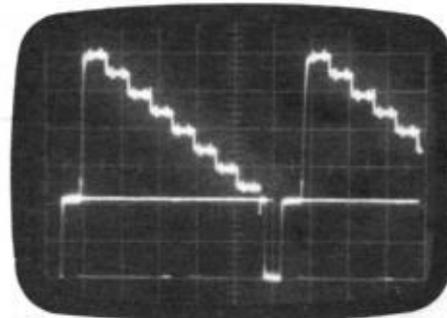
comme vous avez déjà pu le constater si vous avez parcouru rapidement cet article, grâce à un circuit spécialisé : le ZNA 234 E de Ferranti.

### Le ZNA 234 E

Ce circuit intégré fabriqué en Angleterre par Ferranti est un générateur de mire noir et blanc complet capable de fonctionner selon les deux standards 625 lignes (Europe) et 525 lignes (USA) par simple changement d'un quartz. Il est contenu dans un boîtier DIL à 16 pattes et s'alimente sous une tension unique de 5 V. Sa consommation im-

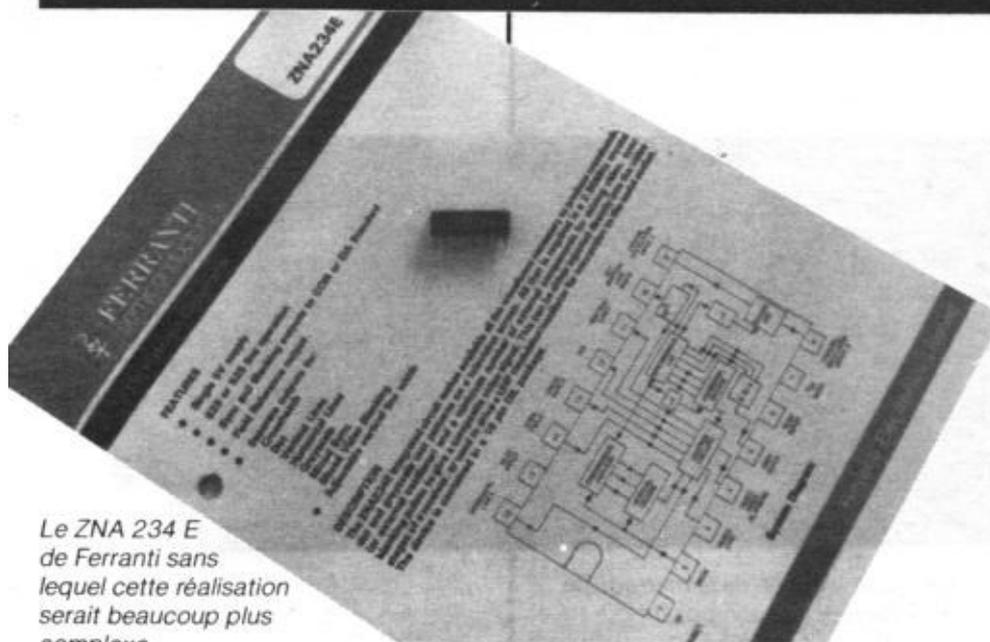
portante – elle atteint 135 mA – lui fait dissiper pas mal de calories et il ne vous faudra donc pas vous inquiéter de la forte élévation de température de son boîtier qui est tout à fait normale.

Son synoptique interne vous est proposé figure 3 et, sans l'analyser dans le détail, nous allons le commenter quelque peu. Un oscillateur à quartz fournit la référence de temps à une suite de compteurs utilisés à la fois pour la génération des tops de synchronisation ligne et image et pour la génération des lignes blanches des diverses images produites par le circuit. Les sorties de ces compteurs aboutis-



... et le signal correspondant vu à l'oscilloscope.





Le ZNA 234 E de Ferranti sans lequel cette réalisation serait beaucoup plus complexe.

cle. Le transistor  $T_3$  quant à lui est un banal collecteur commun abaissant l'impédance de sortie et possédant, dans son circuit d'émetteur, un potentiomètre de réglage du niveau de sortie.

La circuiterie de protection fait appel à deux diodes  $D_1$  et  $D_2$ , à deux résistances et à un fusible. En effet, pour ne pas augmenter l'impédance de sortie du montage outre mesure, il est impossible d'intercaler dans la ligne de sortie une résistance de valeur élevée. Force est donc de faire appel à des résistances de faible valeur et à un fusible sensible (100 mA) pour protéger le montage des « mauvais coups » venant de l'extérieur.

Le signal de synchronisation composite est, par ailleurs, prélevé avant son mélange avec le signal vidéo et, grâce

au transistor  $T_4$ , est disponible sur une borne de sortie à destination d'un oscilloscope par exemple.

L'alimentation dont le schéma vous est présenté figure 5 reste elle aussi très simple puisqu'un transformateur de faible puissance est suivi par deux diodes et un régulateur intégré délivrant les 5 V nécessaires au ZNA 234 E. Une LED visualise la mise sous tension du montage.

## La réalisation

Nous l'avons voulue aussi simple que le schéma et, pour ce faire, avons dessiné un circuit imprimé supportant tous les composants, à l'exception du potentiomètre de niveau de sortie et du commutateur de choix d'image qui sont montés en face avant du boîtier. Le dessin de ce circuit vous est proposé en figure 6 à l'échelle 1. Vous pouvez le réaliser par toute méthode à votre convenance : feutre, transferts directs ou méthode photo.

La nomenclature des composants vous est indiquée figure 7 et, hormis le ZNA 234 E, est très classique. Attention au choix du transformateur qui, en fonction de sa taille et de son brochage, vous demandera peut-être de retoucher le dessin du circuit imprimé à son niveau ainsi qu'à celui du potentiomètre de niveau de sortie ( $P_3$ ), qui devra être de bonne qualité si vous ne voulez pas être embêté par des crachements, matérialisés par des sautes d'image, lors de chaque manœuvre. Si vous éprouvez des difficultés à trouver le ZNA 234 E qui n'est pas encore très

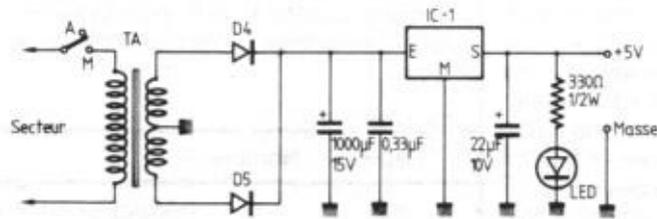


FIGURE 5  
L'alimentation est très classique.

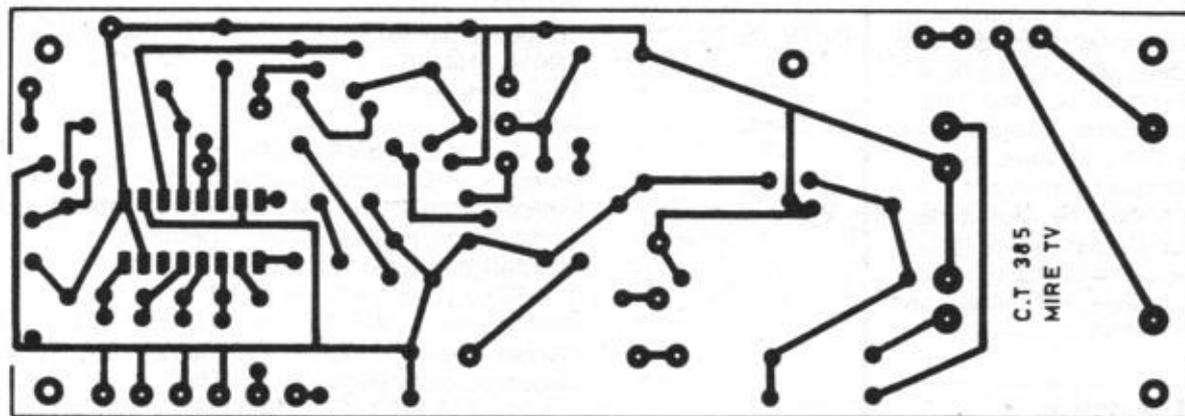
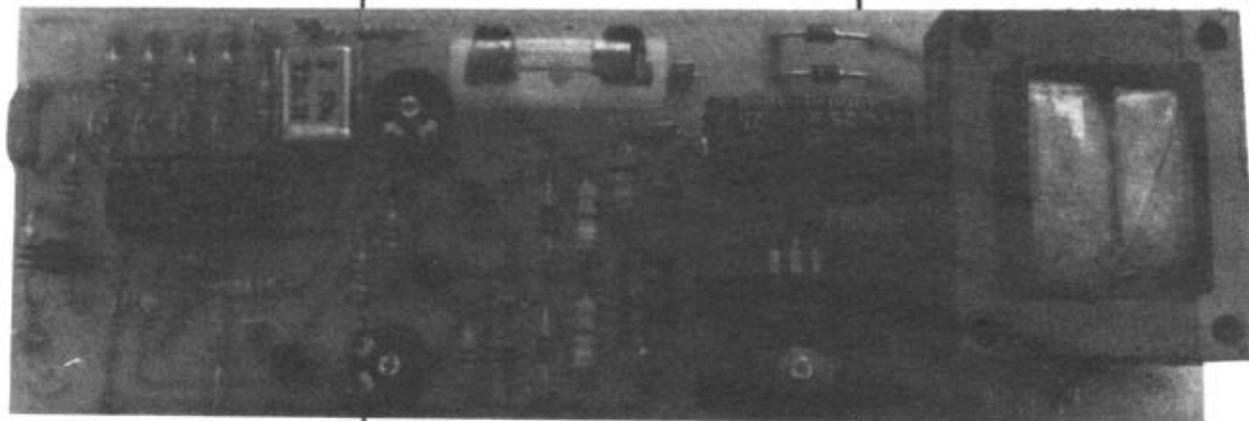


FIGURE 6 - Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.



Le circuit imprimé de la mire équipé de tous ses composants.

répandu, l'auteur vous fournira au moins une adresse.

Afin que notre mire ait un « look » agréable, nous l'avons intégrée dans un boîtier de la marque ESM, mais ce choix n'a rien d'impératif et il suffit que votre boîte soit métallique (blindage contre le rayonnement) et qu'elle puisse contenir le circuit imprimé.

Les composants seront câblés dans l'ordre habituel sur ce circuit : composants passifs en premier, composants actifs ensuite. Le ZNA 234 E pourra être soudé directement ou être monté sur support selon la confiance que vous avez en vos talents de soudeur. Le régulateur du 5 V est monté sur un petit radiateur à ailettes de taille non critique. Comme à l'accoutumée, il faudra faire très attention au sens des condensateurs chimiques, des diodes, des transistors et des circuits intégrés. Lorsque ce circuit sera câblé et soigneusement vérifié, il pourra être mis en boîtier et les liaisons avec les divers éléments extérieurs établies. Bien que ce ne soit pas impératif, nous vous recommandons de faire la sortie de signal vidéo sur une prise BNC, la sortie synchro quant à elle pouvant passer sur toute fiche à votre convenance. Si vous décidez de monter P<sub>4</sub>, ses fils de liaison devront être les plus courts possibles, l'entrée VLW du ZNA 234 E étant très sensible aux capacités parasites.

### La mise en service

Si vous avez prévu un support pour le ZNA 234 E, ne montez pas le circuit intégré, reliez le montage au secteur et

vérifiez que votre alimentation délivre bien les 5 V attendus. Si c'est correct, mettez en place le ZNA 234 E (alimentation coupée bien entendu), connectez en sortie de votre mire un récepteur TV ayant une entrée vidéo (prise péritélévision ou moniteur TV de micro-ordinateur par exemple) ou un oscilloscope. La mise sous tension du montage doit vous fournir une image fonction de la position du commutateur de choix. Retouchez si nécessaire le potentiomètre de niveau pour que celle-ci soit bien visible et ajustez alors P<sub>1</sub> pour la stabiliser. Si vous avez un oscilloscope, ajus-

tez P<sub>1</sub> de façon à ce que l'amplitude des signaux de synchro fasse 30 % de l'amplitude totale du signal de sortie.

Vous pouvez alors passer en position 6 du commutateur de choix d'image et ajuster P<sub>2</sub> pour avoir 8 bandes allant du blanc au noir sur l'écran de votre récepteur TV. Si ce dernier est bien réglé, ces bandes seront d'égale largeur. Si vous travaillez avec un oscillo, ce réglage peut aussi se faire en examinant le signal de sortie de façon à y voir huit paliers de longueur égale. Les photos jointes à cet article sont suffisamment explicites pour cela.

FIGURE 7

Repère	Nombre	Type
IC <sub>1</sub>	1	Régulateur 5 V 1 A TO 220, MC7805, $\mu$ A 7805, LM340TS
IC <sub>2</sub>	1	ZNA 234 E Ferranti
T <sub>1</sub> , T <sub>3</sub> , T <sub>4</sub>	3	2N2219A, 2N2222A
T <sub>2</sub>	1	2N2905 A, 2N2907 A
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub> , D <sub>4</sub> , D <sub>5</sub>	4	1N4002 à 1N4007
D <sub>3</sub>	1	1N914, 1N4148
LED	1	Tous modèles
Quartz	1	2,5 MHz
TA	1	220 V - 2 x 9 V - 5 VA ou plus
P <sub>1</sub> , P <sub>2</sub>	2	Potentiomètres ajustables pour CI : 1 x 1 k $\Omega$ , 1 x 4,7 k $\Omega$ .
(P <sub>4</sub> ) P <sub>3</sub>	(2) 1	Potentiomètre(s) 1 x 470 $\Omega$ linéaire (1 x 100 k $\Omega$ linéaire)
	1	Commutateur rotatif 2 circuits 6 positions
	12	Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 % : 1 x 330 $\Omega$ , 10 x 1 k $\Omega$ , 1 x 10 k $\Omega$
	3	Résistances 1/2 W 5 % : 1 x 39 $\Omega$ , 1 x 47 $\Omega$ , 1 x 330 $\Omega$ .
	2	Condensateurs chimiques : 1 x 1 000 $\mu$ F 15 V, 1 x 22 $\mu$ F 10 V
	3	Condensateurs céramiques et mylar : 1 x 22 pF, 1 x 33 nF, 1 x 0,33 $\mu$ F
	1	Porte-fusible T20, pour circuit imprimé
	1	Fusible T20 sous tube verre 100 mA
		Fiches, prises, boîtier.

Nomenclature des composants.

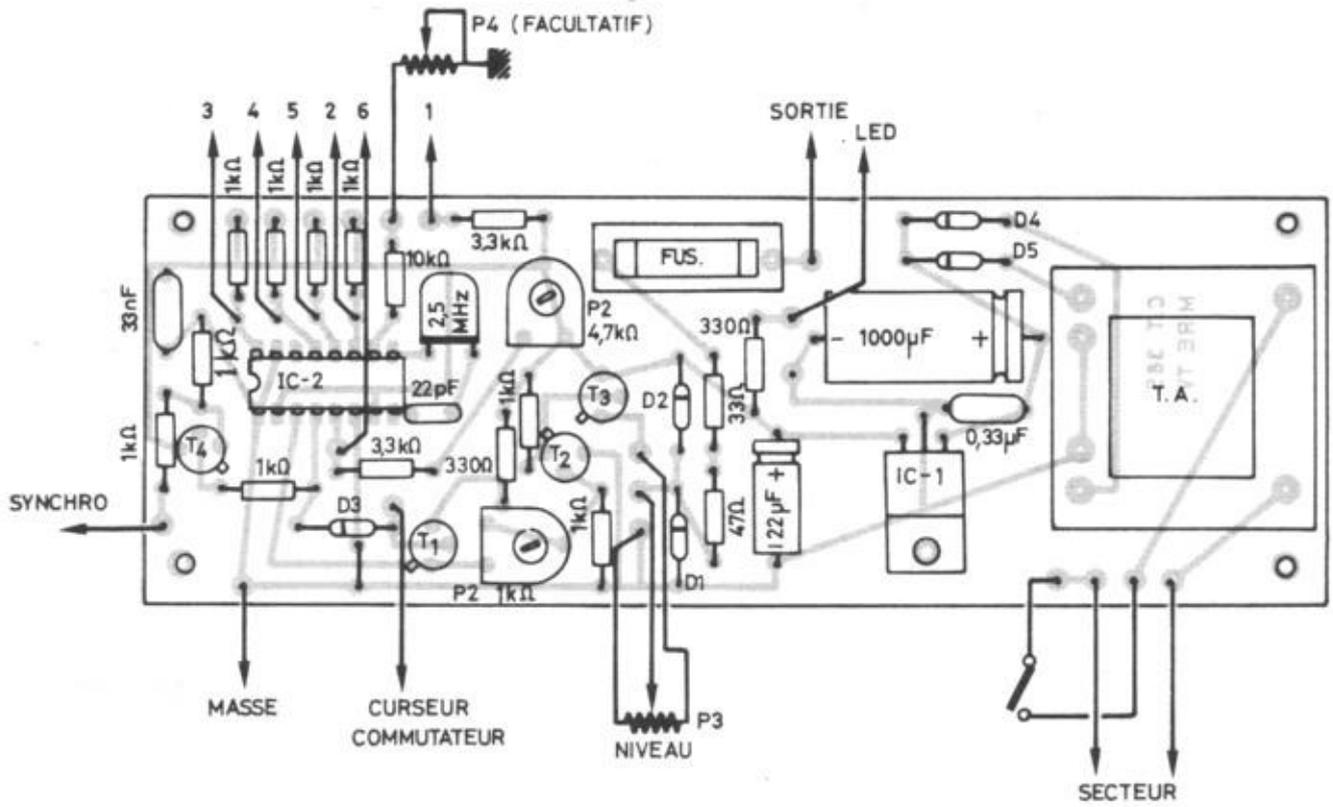


FIGURE 8 - Implantation des composants.

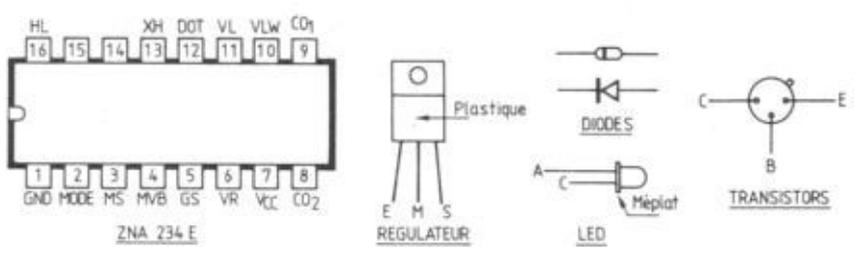


FIGURE 9 Brochage des semi-conducteurs.

## Utilisation de la mire

Nous n'allons pas détailler toutes les possibilités d'emploi d'un tel appareil dans ces quelques lignes car cela sort nettement du cadre de cet article. Disons tout simplement que c'est un générateur de signal TV stable et fixe et que, de ce fait, il permet de suivre le

cheminement des signaux vidéo et synchro dans un récepteur ou moniteur TV en panne et de voir ainsi très rapidement ce qui ne va pas. De plus, le fait de connaître exactement le type de signal délivré par la mire (il suffit de le regarder à l'oscillo en sortie de celle-ci) permet d'apprécier les déformations apportées à celui-ci par les divers étages de l'appareil en dépannage.

Les images « lignes horizontales » et « lignes verticales » permettent quant à

elles de régler la linéarité horizontale et verticale, ce qui, pour des moniteurs de micro-ordinateurs par exemple, est important si l'on veut avoir une bonne lisibilité des caractères sur tout l'écran.

Cette mire n'étant que noir et blanc, elle ne peut évidemment pas servir au réglage ou au dépannage des parties chrominance des récepteurs TV couleur. Elle permet cependant quelques réparations simples sur ceux-ci et nous a déjà bien aidés plusieurs fois.

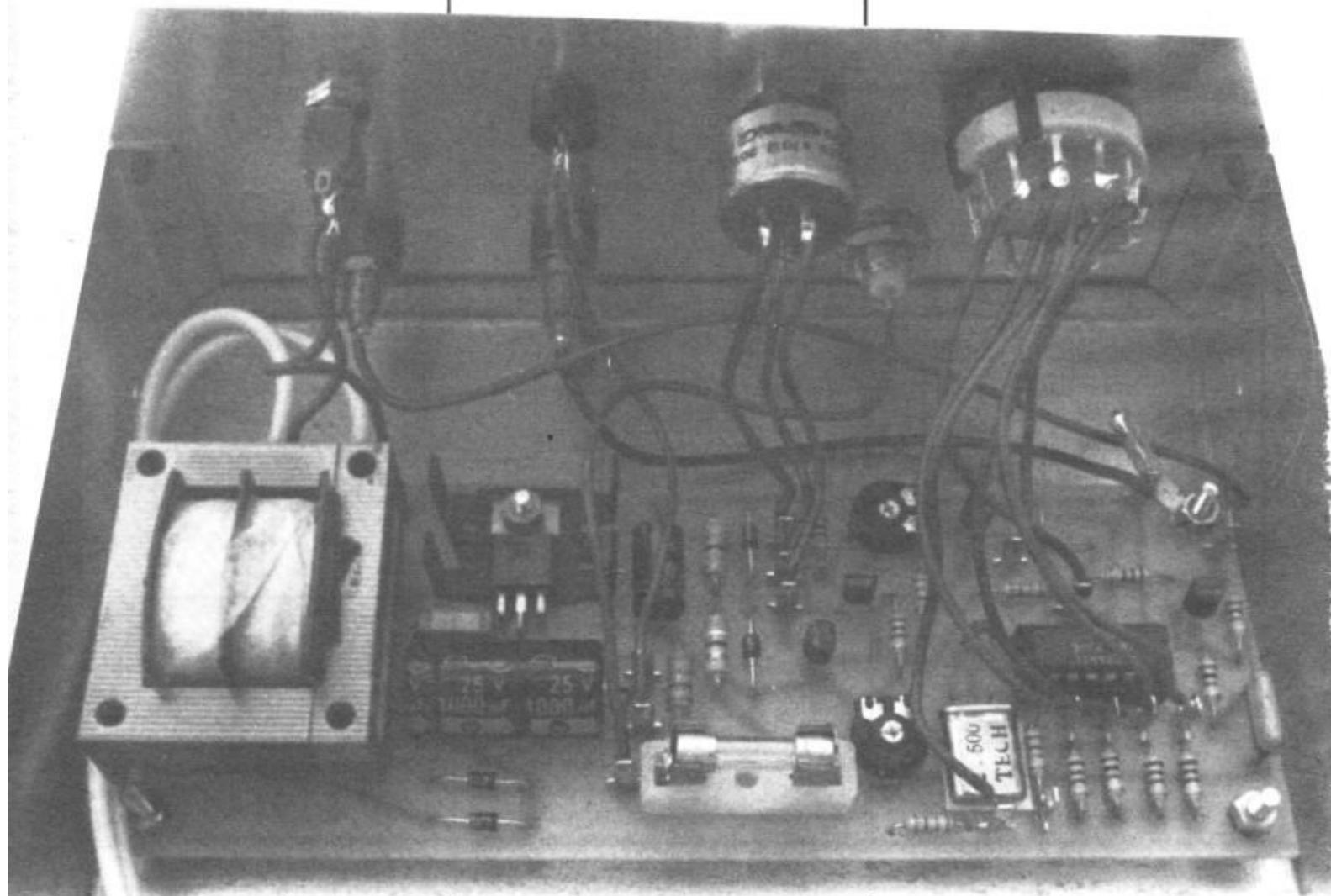
Une autre limitation de cette mire est l'absence de modulateur UHF ou VHF que l'on retrouve toujours sur les mires professionnelles. Compte tenu de la qualité nettement insuffisante des modulateurs disponibles sur le marché amateur (modulateurs pour jeux vidéo entre autres) pour une utilisation dans une mire, nous avons préféré ne pas en installer sur notre montage. Cela limite un peu le domaine d'application de cette mire, mais il faut bien reconnaître que le dépannage des parties HF et FI d'un récepteur TV peut très bien se faire sans cela.

**C. TAVERNIER**

## Conclusion

Nous en avons terminé avec cette description que nous conseillons vivement à tous ceux d'entre vous qui font un peu de dépannage TV, même très occasionnellement. En effet, avec l'avènement de « la télé du matin », le temps de diffusion affecté aux mires fournies par TDF se réduit comme une peau de

chagrin et ne permet pas de travailler dans de bonnes conditions. Il vaut mieux avoir de quoi faire ses propres images sur le coin de sa table, surtout que, dans le cas de ce montage, l'investissement est très réduit et la réalisation particulièrement facile.



*Le câblage est très aéré.*