

LE HAUT-PARLEUR

14^F

N° 1695
AOUT 1983
LVIII^e ANNÉE

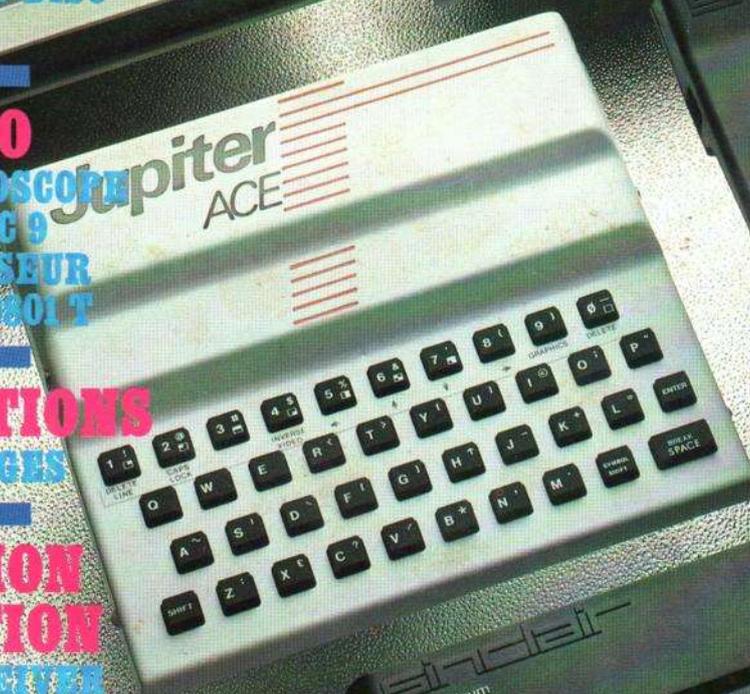
LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

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



HI-FI
LE COMPACT DISC
AKAI

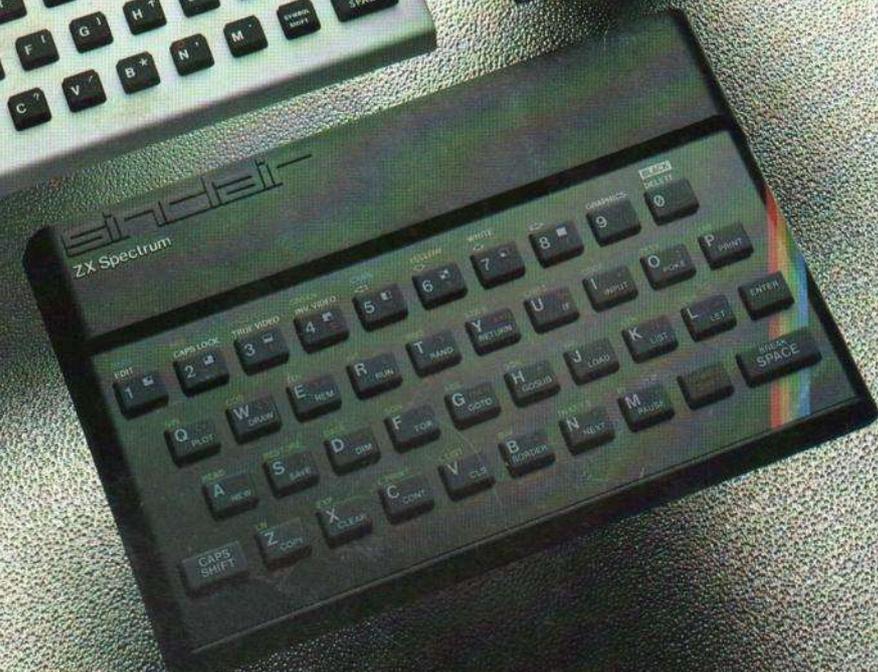


VIDEO
LE MAGNETOSCOPE
SONY SLC 9
LE TELEVISEUR
BRANDT 10801 T



REALISATIONS
5 MONTAGES

**EMISSION
RECEPTION**
LE TRANSCHEUR
DECAMETRIQUE
FT 77



**MICRO
INFORMATIQUE**
LA PAGE DE
EX 81

REDACTION : 118, F^o 2 - 93 - GARCHES - 75014 P
ABONNEMENTS : 118, F^o 2 - 93 - GARCHES - 75014 P
DISTRIBUTION : 118, F^o 2 - 93 - GARCHES - 75014 P

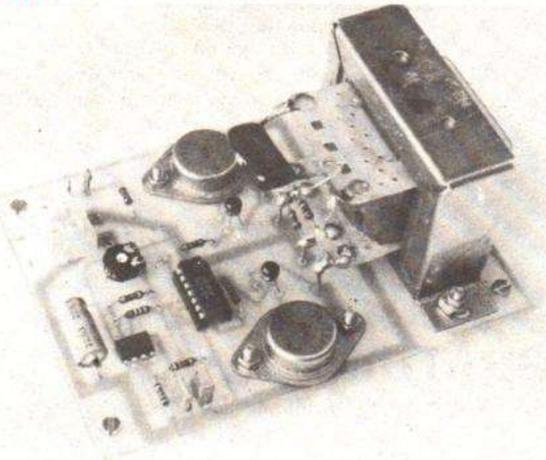
SOMMAIRE

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

- 73** INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE : Le bistable et le monostable
91 AIDE-MEMOIRE DE L'ELECTRONIQUE : Dimensions et formes des résistances

REALISATIONS

- 33** UN TESTEUR DE DIODES ZENER

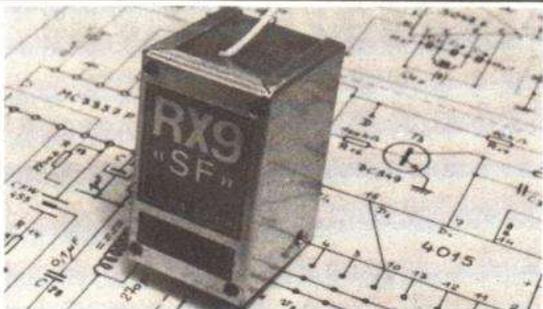


- 38** UN CONVERTISSEUR CONTINU/ALTERNATIF 12 V/220 V 50 Hz, 10 à 30 VA

HIFI - TECHNIQUE GENERALE - AUDIO

- 31** LE MAGNETOPHONE A MICROCASSETTE AIWA HSM2
50 LE MAGNETOPHONE AUDIOTUTOR - TAT 771 - TANDBERG
95 LE COMPACT DISC AKAI CD-D1
119 LE COMBINE AUDIO SOURCE EQ-ONE

RADIOCOMMANDE



- 52** UN RECEPTEUR A SYNTHESE DE FREQUENCE : Le RX 9-S/F

EMISSION - RECEPTION

- 101** LE SYNTHETISEUR DE FREQUENCE : II - Eléments constitutifs d'un synthétiseur
123 LE TRANSEIVER DECEMETRIQUE 100 W - TYPE FT 77

MICRO-INFORMATIQUE

- 43** LA PAGE DU ZX-81 : Connexion de plusieurs extensions - Poussoir de remise à zéro
83 REALISEZ VOTRE ORDINATEUR INDIVIDUEL : Les sous-programmes du DOS
108 INITIATION A LA MICRO-INFORMATIQUE : Un circuit d'interface évolué, le timer programmable

MESURE - SERVICE

- 60** PRATIQUE DE LA MESURE : Exemples de mesure de tensions

RADIO - TV - VIDEO

- 65** L'ENTRETIEN DES MAGNETOSCOPES



- 71** LE TELEVISEUR BRANDT 10801 T
115 LE MAGNETOSCOPE SONY SL-C9

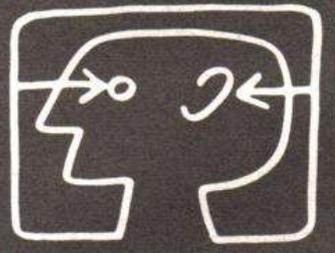
DIVERS

- 25** BLOC NOTES
67 COURRIER TECHNIQUE
78 TABLES DES MATIERES ANNEE 1982-1983 : Du numéro 1683 au numéro 1694 inclus
118 SELECTION DE CHAINES HIFI
128 PETITES ANNONCES
129 LECTEUR SERVICE

SALON INTERNATIONAL DU SON ET DE LA VIDEO DE BERLIN 1983

Internationale
Funkausstellung Berlin
2.-11. Sept. 1983

Video-TV-HiFi



Le Salon international du son et de la vidéo de Berlin se tiendra du 2 au 11 septembre 1983.

VIDCOM 83

1983, année de la Communication.

Plus que jamais le Vidcom — 9^e marché international de la vidéocommunication —, qui se tiendra au Palais des Festivals de Cannes du 3 au 7 octobre, se veut un tout représentatif et indissociable des nouvelles communications. Un véritable « passeport mondial pour de nouvelles communications ».

Vidéo, télématique, micro-informatique, enseignement assisté par ordinateur, techniques complémentaires et utilisant l'écran seront présentés au Vidcom 83.

Cette année encore, le marché des programmes vidéo grand public réunira producteurs, distributeurs internatio-

naux venus négocier titres et droits, conclure des accords de co-production ou codistribution, rencontrer éditeurs, grossistes, acheteurs.

Plus que jamais, le Vidcom permettra de faire le point sur le marché et de définir les besoins du public.

Parallèlement à ce marché, l'exposition des matériels, systèmes et services voit son nombre de participants encore augmenter, et accueillir tous les équipements de production, de transmission et de diffusion.

L'enjeu des années à venir est sans aucun doute celui du choix et de l'utilisation des nouvelles techniques de communication, tant au niveau

local que national ou international. L'importance des investissements n'autorise pas le droit à l'erreur. Aussi, responsables d'entreprises, d'administrations, de collectivités, formateurs, enseignants, professionnels des industries de la communication rencontreront au Vidcom les spécialistes qui les aideront à tous les stades de leurs projets, de la prise de décision à la réalisation.

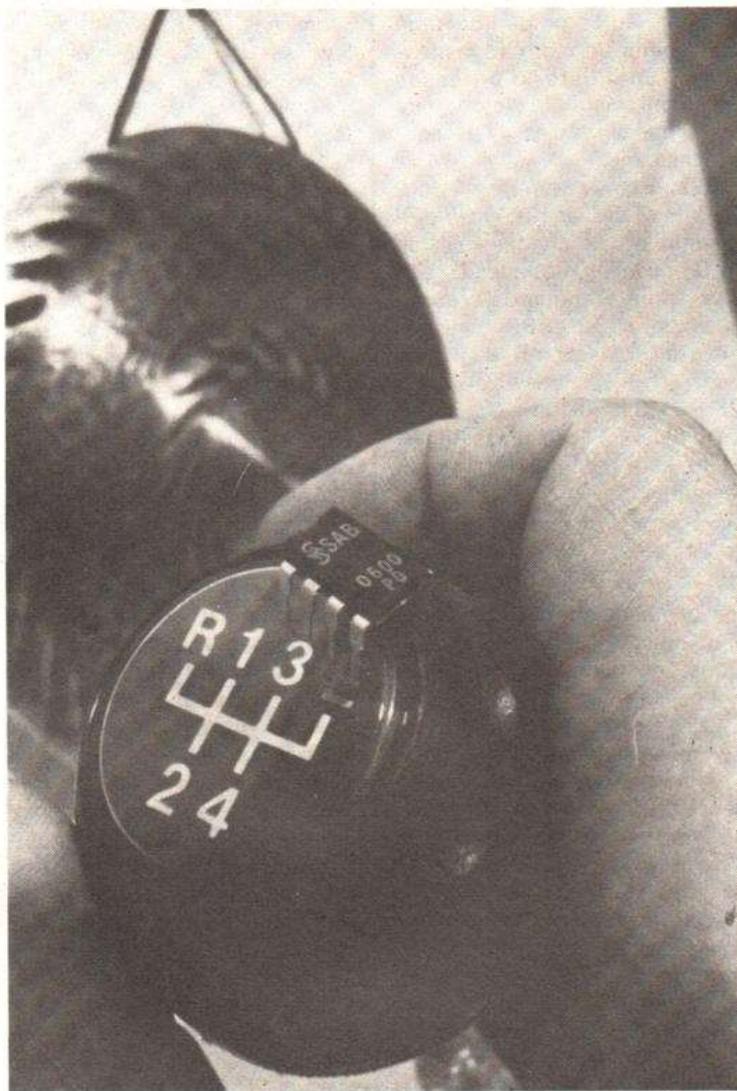
L'audience internationale obtenue par les précédents Vidcom, et en particulier par le Vidcom 1982, démontre bien le caractère « unique » de cette manifestation, véritable lieu de rencontre des professionnels de la communication du monde entier.

UN GONG ANTI-CHOCS

Lorsqu'un automobiliste sélectionne un rapport inapproprié, c'est en relâchant la pédale d'embrayage qu'il constate son erreur. Si, par mégarde, il enclenche la marche arrière, le véhicule peut démarrer brutalement dans la mauvaise direction et provoquer un accident. Contre ce genre de mésaventure, Siemens propose un dispositif acoustique qui retentit dès que le conducteur passe la marche arrière. Le circuit est basé sur le gong à trois tons SAB 0600, et commandé par le contacteur des feux de recul.

Tous ceux qui passent fréquemment d'un véhicule à l'autre se trouvent à chaque fois confrontés au problème de la marche arrière qu'il faut localiser, afin d'éviter toute fausse manœuvre. Suivant le modèle du véhicule, l'emplacement de la marche arrière est en effet différent et susceptible de se situer à l'un des quatre coins de la grille des vitesses. Pour se tirer habilement d'embarras, un conducteur averti procède par tâtonnements en engageant une vitesse et en embrayant doucement.

Dans une telle situation, un signal acoustique, de préférence à un signal lumineux, serait d'une grande utilité pour



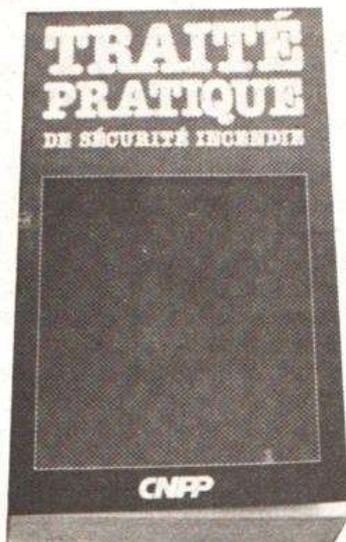
marquer le passage de la marche arrière. Les indications lumineuses accumulées sur un tableau de bord perdent en efficacité par leur trop grand nombre et déroutent le conducteur. Par contre, un signal acoustique est perçu sans équivoque, quelle que soit la direction dans laquelle est tourné le regard.

Le SAB 0600 produit un accord harmonieux composé de trois sons (tierce, quinte) diffusé par un mini-haut-parleur compact. Une source sonore de plus grande dimension est superflue. Pourquoi trois notes ? Parce que, ainsi, le signal est parfaitement perceptible, même en milieu sonore.

Le schéma du montage proposé pour l'automobile ne fait appel qu'à un nombre limité de composants. Outre le gong proprement dit, la liste se limite à dix. Le circuit complet tient dans un boîtier aux dimensions de 20 x 30 x 40 mm. Siemens va proposer ce composant à tous les fabricants concernés.

Dans certains pays du Sud-Est asiatique, un tel accessoire est déjà obligatoire, à la différence près que le haut-parleur ne diffuse pas dans l'habitacle, mais vers l'extérieur et à l'arrière du véhicule, pour la sécurité des piétons.

SECURITE INCENDIE



Un sujet d'importance : la « sécurité incendie », à la mesure des dégâts matériels et des pertes en vies humaines considérables qu'un incendie peut occasionner.

Le « Traité pratique de sécurité incendie 1983-1986 » vient de paraître.

Un livre de 1 216 pages, qui rassemble toutes les informations pratiques — administratives, techniques et scientifiques — relatives à la sécurité incendie.

L'ouvrage répertorie et développe tout ce qu'il faut savoir sur :

- la réglementation, les normes, les organismes agréés,
- la combustion, ses caractéristiques physiques et chimiques,

- l'électricité (protection contre les courants, matériel électrique...),
- la construction (conception, structures, matériaux, désenfumage...),
- les moyens de prévention et de protection, individuels ou collectifs, contre l'incendie (agents extincteurs, sapeurs-pompiers...),
- l'exploitation (chauffage, chaufferies, ateliers, locaux annexes, stockages...),
- les produits chimiques (inflammables, corrosifs, toxiques...) : leurs caractéristiques, les risques qui leur sont associés, etc.

Pratique par son contenu, pratique par sa présentation :

- les rubriques, classées sous les différents thèmes évoqués plus haut, sont numérotées de 1 000 à 7 999 et indexées dans une table des matières détaillée, complétée par un index alphabétique.

— Enfin, au corps de l'ouvrage sont joints un index réglementaire, une liste d'adresses utiles qui oriente le lecteur vers les organismes liés à la sécurité incendie.

L'ouvrage est remis à jour tous les trois ans, c'est-à-dire s'augmente, à chaque fois, de 120 nouvelles rubriques !

« Traité pratique de sécurité incendie 1983-1986 », disponible au C.N.P.P., 5, rue Daunou, 75002 Paris, tél. : (1) 261.57.61, au tarif de 280 F TTC plus 22 F de port. Règlement à la commande pour un exemplaire.

PHILIPS ET LE CHAMPIONNAT DE FRANCE DES RALLYES



Plus de cent voitures des plus grandes marques françaises et étrangères sont engagées au championnat de France des Rallyes qui se déroule de mars à novembre. Parmi elles, la R5 Turbo « Philips Autoradio », pilotée par Bruno Saby.

Troisième du rallye Lyon-Charbonnières, Saby devait se hisser à la première place ex aequo au Critérium alpin, pour ensuite distancer ses concurrents à travers le tour de Corse, le rallye Terre de Provence et celui des Garrigues.

Une victoire de Saby sur l'ensemble des épreuves serait non seulement la victoire du team Philips Autoradio mais encore celle des voitures françaises.

Les différentes épreuves qui

comptent pour ce championnat de France des rallyes sont :

Pour ce qui est fait :
Rallye Lyon-Charbonnières : 4-5-6 mars 1983.

Critérium Alpin : 9-10 avril 1983.

Tour de Corse : 5 au 8 mai 1983.

Terre de Provence : 22-23 mai 1983.

Rallye des Garrigues : 11-12 juin 1983.

Rallye de Biarritz : 25-26 juin 1983.

Rallye des 1 000 pistes : 9-10 juillet 1983.

Et ce qui reste à faire :
Tour de France auto : 17 au 23 septembre 1983.

Rallye d'Antibes : 10-11 octobre 1983.

Rallye du Var : 26-27 novembre 1983.

CHANGEMENT D'ADRESSE

L'AOIP, depuis le 1^{er} juillet 1983, a quitté l'immeuble qu'elle louait à la porte d'Ivry et a réintégré les locaux dont elle est propriétaire, en plein centre de Paris, dans le 13^e arrondissement, et qui étaient loués jusqu'alors dans le cadre des accords de 1980 avec Thomson et CIT Alcatel.

Situés 181, rue de Tolbiac - 8/14, rue Charles-Fourier, B.P. 301, 75624 Paris Cedex 13, tél. : (1) 588.83.00, ces locaux, réaménagés et en voie de rénovation, accueillent désormais l'ensemble des effectifs commerciaux, administra-

tifs et financiers de la société, ainsi que les différentes divisions fonctionnelles et opérationnelles.

1983 sera pour l'AOIP l'année du renouveau.

Après la rupture qu'a représenté, la cession de son activité de téléphonie publique à Thomson et CIT Alcatel (groupe C.G.E.) en 1980, l'AOIP a consacré les années 1981 et 1982 au rétablissement de ses autres activités et à l'assainissement de ses structures.

Elle a présenté aux pouvoirs publics, en 1982, un plan de

redéploiement qui vient de recevoir leur approbation. Les moyens financiers correspondants vont se mettre en place dans les mois à venir et permettront à l'AOIP de conforter sa nouvelle croissance.

Les efforts accomplis ont déjà permis à l'AOIP, dans des circonstances difficiles, de tenir largement les objectifs de son plan, puisque, sur le premier semestre 1983, comparativement au premier semestre 1982, elle accomplit une croissance moyenne de 17 % sur ses activités principales dont plus de 20 % en télécommuni-

cations, mesures et automatismes.

L'activité robotique, réalisée par sa filiale AKR qu'elle contrôle majoritairement, réussit de son côté une percée spectaculaire en Europe et aux Etats-Unis et escompte pour 1983 un chiffre d'affaires doublé par rapport à celui de 1982.

Enfin, compte tenu de la suppression ou de la restructuration de ses activités déficitaires et de l'allègement de ses frais généraux, l'AOIP doit présenter des résultats positifs pour l'exercice 1983.

Bloc-notes

LES RADIOS PHILIPS DE COLLECTION 1928-1948

Les récepteurs radio fabriqués par Philips entre 1928 et 1948 sont tous des postes de collection. Cet ouvrage les réunit tous. Ils sont classés par année, un dossier représente leur aspect extérieur, un autre la disposition des lampes à l'intérieur de l'appareil. Sur cette fiche figurent également, outre la date de sortie et le type de l'appareil, ses dimensions, son poids, son prix, et ses caractéristiques. Parmi ces dernières sont notées les références de tous les tubes ; les gammes sont indiquées en longueurs d'ondes. Toutes ces informations sont inscrites en français et en anglais.

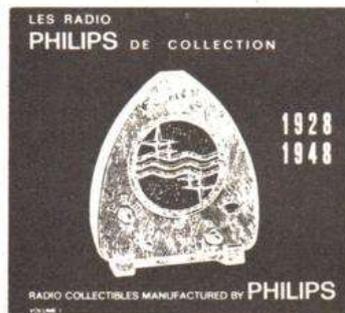
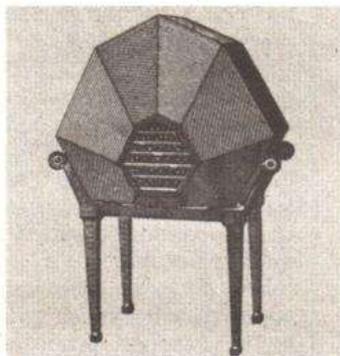
Comme l'indique l'auteur dans sa préface : « Souvent Philips a collé à l'art du mo-

ment, et nombre d'appareils resteront les représentants de l'époque à laquelle ils ont été dessinés. »

En plus des récepteurs de salon, l'auteur a fait figurer les autoradios ; le premier Philips date de 1934, il valait 2 300 F et pesait 12 kg.

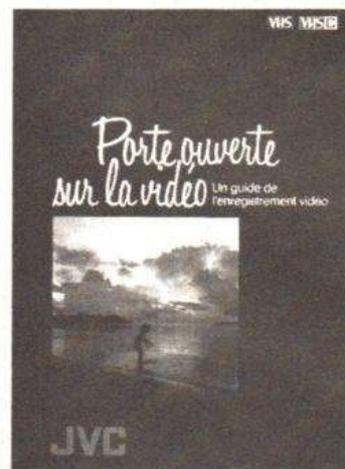
Enfin la dernière partie de cet ouvrage est consacrée aux haut-parleurs, amplificateurs phonographiques et à quelques composants dont une lampe au néon type 3 500, spéciale pour récepteur de télévision et datant de 1930.

Parmi les haut-parleurs, signalons le modèle 2113 de 1929 (notre illustration) qui est un haut-parleur électrodynamique de haute qualité à aimant permanent, dit « Le Martien » par les collectionneurs.



BIBLIOGRAPHIE

PORTE OUVERTE SUR LA VIDEO



Après la « Vidéo et ses mille visages », le guide indispensable à tous ceux qui veulent savoir ce que « vidéo » veut dire, JVC présente un nouvel ou-

vrage destiné à fournir les informations nécessaires pour débiter dans le vaste domaine de la réalisation vidéo.

« Porte ouverte sur la vidéo » donne des idées, suggère de nouvelles méthodes et techniques, ainsi que des conseils dans le choix de votre équipement et des accessoires conçus spécialement pour l'utilisation en reportage, notamment tout le système vidéo compact VHS-C, commercialisé par JVC.

Sommaire :

- Les multiples facettes de la vidéo en direct.
- Choix de l'équipement.
- Connaissances de base.
- Expériences vécues.
- Précautions d'utilisation.
- Vidéo de base, questions et réponses.
- Informations, produits et accessoires.

Édité et distribué par J.V.C. Vidéo.

Les étonnantes possibilités de la mémoire

J'étais loin de me douter, en arrivant chez mon ami W.R. Borg, que j'allais être le témoin d'un spectacle vraiment extraordinaire et décupler ma puissance mentale.

Il m'avait fait venir à Stockholm pour parler aux Suédois de Pasteur et de nos grands savants français et, le soir de mon arrivée, après le champagne, la conversation roula naturellement sur les difficultés de la parole en public, sur le grand travail que nous impose à nous autres conférenciers, la nécessité de savoir à la perfection le mot à mot de nos discours.

W.R. Borg me dit alors qu'il avait probablement le moyen de m'étonner, moi qui lui avais connu, lorsque nous faisons ensemble notre droit à Paris, la plus déplorable mémoire.

Il recula jusqu'au fond de la salle à manger et me pria d'écrire cent nombres de trois chiffres, ceux que je voudrais, en les épelant à haute voix. Lorsque j'eus ainsi rempli de haut en bas la marge d'un vieux journal, W.R. Borg me récita ces cent nombres dans l'ordre dans lequel je les avais écrits, puis en sens contraire, c'est-à-dire en commençant par les derniers. Il me laissa aussi l'interroger sur la position respective de ces différents nombres : je lui demandais par exemple quel était le 24e, le 72e, le 38e, et je le vis répondre à toutes mes questions sans hésitation, sans effort, instantanément, comme si les chiffres que j'avais écrits sur le papier étaient aussi inscrits dans son cerveau.

Je demeurai stupéfait par un pareil tour de force et je cherchai vainement l'artifice qui avait permis de le réaliser. Mon ami me dit alors : « Ce que tu as vu et qui te semble extraordinaire est en réalité fort simple : tout le monde possède assez de mémoire pour en faire autant, mais rares sont les personnes qui savent se servir de cette merveilleuse faculté. »

Il m'indiqua alors le moyen d'accomplir le même tour de force et j'y parvins aussitôt, sans erreur, sans effort, comme vous y parviendrez vous-même demain.

Mais je ne me bornai pas à ces expériences amusantes et j'appliquai les principes qui m'avaient été appris à mes occupations de chaque jour. Je pus ainsi retenir avec une incroyable facilité mes lectures, les conférences que j'entendais et celles que je devais prononcer ; le nom des personnes que je rencontrais, ne fût-ce qu'une fois, les adresses qu'elles me donnaient et mille autres choses qui me sont d'une grande utilité. Enfin je constatai au bout de peu de temps que non seulement ma mémoire avait progressé, mais que j'avais acquis une attention plus soutenue, un jugement plus sûr, ce qui n'a rien d'étonnant puisque la pénétration de notre intelligence dépend surtout du nombre et de l'étendue de nos souvenirs.

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 W.R. Borg de vous envoyer son intéressant petit ouvrage documentaire « Les Lois Éternelles du Succès » ; il le distribue gratuitement à quiconque désire améliorer sa mémoire. Voici son adresse : W.R. Borg dpt. 271, chez Aubanel - 6, place St-Pierre, 84028 Avignon Cedex. Le nom Aubanel est pour vous une garantie de sérieux. Depuis 250 ans, les Aubanel diffusent à travers le monde les meilleures méthodes de psychologie pratique.

E. BARSAN

BON GRATUIT

A remplir en lettres majuscules en donnant votre adresse permanente et à retourner à :
W.R. Borg, dpt 271, chez AUBANEL, 6, place St-Pierre, 84028 Avignon Cedex, pour recevoir sans engagement de votre part et sous pli fermé "Les Lois Éternelles du Succès".

Nom _____

Prénom _____

N° _____ Rue _____

Code postal _____ Ville _____

Age _____ Profession _____

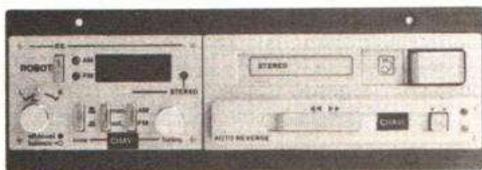
Aucun démarcheur ne vous rendra visite.

CHAVI International

162 bis, rue Pelleport, 75020 PARIS

☎ 636-04-93 +

Telex 213331 F Câble CHAVINT



AUTORADIO CASSETTE STÉRÉO
Recherche Électronique
Affichage Digital - Auto Reverse
2 x 7 W - GO-FM-FM Stéréo

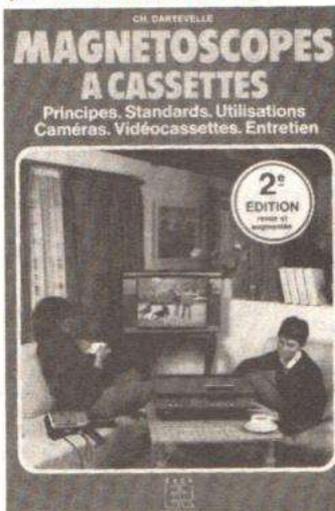
DISTRIBUTEURS TOUTES RÉGIONS
RECHERCHÉS

- AUTORADIO-CASSETTE - MAGNÉTOPHONE -

Bloc-notes

BIBLIOGRAPHIE

**MAGNETOSCOPES
A CASSETTES**
par Ch. DARTEVELLE



Il s'agit ici d'une réédition de l'ouvrage paru, sous le même titre, en 1979.

Depuis, la vidéo a évolué à grands pas, et si les principes de base n'ont guère changé, certains modèles sont tombés dans l'oubli alors que d'autres, les plus nombreux, faisaient une apparition d'autant plus remarquée qu'ils s'agrémentaient de possibilités que ne connaissaient pas les premiers magnétoscopes proposés au grand public : ralenti, accéléré, arrêt sur image, programmation accrue... avec conjointement une réduction de poids

pour les portables et les caméras allant cependant de pair avec une augmentation de leurs performances. On commence à parler de « compacts », qu'il s'agisse de VHS, de V 2000 ou de Béta et les caméscopes — qui existent déjà en version « pro » — sont envisagés sous une autre forme pour une plus large diffusion, celle qui touche les amateurs. Christian Dartevelle a tenu compte de tout cela dans la présente édition ce qui fait qu'elle passe de 232 pages, pour la précédente, à 272 pages et ce malgré des suppressions dans la première.

On retiendra également une rétrospective sur l'enregistrement vidéo avec, comme point de départ, les premiers magnétoscopes professionnels — signalons toutefois ici que le magnétoscope Ampex représenté page 7 n'est pas le VR 1000 de 1956 mais un modèle bien postérieur — ainsi que tout un chapitre sur les défauts des enregistrements vidéo et la manière d'y remédier, chapitre souligné par de nombreuses illustrations en couleur.

Ceux qui n'ont pu accéder à la première édition de cet ouvrage ne pourront qu'y gagner en se procurant celle-ci à la fois plus complète et plus « up to date ».

Editeur : Editions Radio.

BORDEAUX : LE SALON DE LA RADIO A CONFOREXPO

Cette grande exposition regroupe en un même lieu six salons spécialisés ouverts au grand public : Salon de la décoration et du meuble, Salon du confort ménager, Salon de la radio et de la télévision, Salon de l'habitat, Salon de l'automobile, Salon de la caravane. A ces salons traditionnellement au rendez-vous d'automne de Conforexpo viennent s'ajouter deux « nouveautés » :

— un Salon des sports d'hiver qui proposera aux visiteurs toutes les stations pyrénéennes françaises, espagnoles et andorranes, à travers leurs possibilités d'hébergement, hôtelières et sportives, mais aussi par les promotions im-

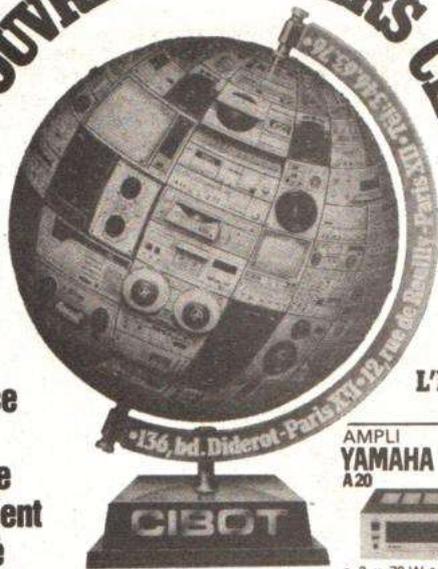
mobilières, les équipements spéciaux et sportifs ;

— un Salon de la mode, « Modexpo », qui permettra la présentation de sportswear, tenues de ski, fourrures, etc., sur un podium central.

Conforexpo présentera en outre de nombreuses animations qui lui conféreront, comme chaque année, une ambiance chaleureuse et sérieuse de confrontation et de saine concurrence entre exposants.

Conforexpo 1983, du 4 au 13 novembre, parc des Expositions de Bordeaux-Lac. Informations : Service de presse, parc des Expositions, B.P. 55 Grand-Parc, 33030 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 39.55.55. Telex : 540365 F.

DECouvrez L'UNIVERS CIBOT



L'ÉVÉNEMENT
DU MOIS

AMPLI
YAMAHA
A20



• 2 x 70 W • DTH : 0.02 %
• Bande passante 10 - 50 000 Hz

TUNER
YAMAHA
T20



• 6 présélections • Sensibilité : 0.8 µV
• Rapport signal/bruit : 81 dB / 76 dB

Un espace
unique
en France
entièrement
consacré
à la hi-fi, la vidéo, l'électronique,
la sono et le light-show.

• Un choix absolument fantastique en HIFI et en VIDEO : environ 200 marques ! • Tous les composants électroniques y compris les plus rares : 20.000 références ! • Des prix parmi les moins chers de Paris ! • Des spécialistes qui ne vous poussent jamais au-delà de votre budget. • Trois auditoriums pour vivre une véritable aventure musicale...

• CIBOT, un univers d'une autre dimension à découvrir d'urgence.

CIBOT

Tél. 346.63.76

136, boulevard Diderot 75580 Cedex PARIS XII / 12, rue de Reuilly 75580 Cedex PARIS XII

ouvert tous les jours, sauf dimanche, de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

A TOULOUSE : 25, rue Bayard, 31000 TOULOUSE - Tél. (61) 62.02.21

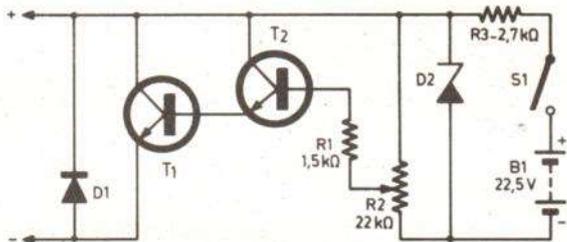
ouvert tous les jours, sauf dimanche et lundi matin, de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

MAGASINS OUVERTS TOUT L'ÉTÉ

UNE SOURCE DE TENSION DE REFERENCE

Lorsqu'on procède aux essais et à la mise au point de certains montages électroniques, on a parfois besoin de diodes zener à tensions de stabilisation différentes. Comme chaque diode présente une tension zener qui peut varier dans une plage relativement large (± 6 à $\pm 7\%$) à cause de la dispersion inévitable des caractéristiques, trouver une diode qui possède exactement la tension demandée est parfois laborieux.

transistors sont bloqués. Si la tension de sortie dépasse celle de polarisation de plus de 1,2 V, les transistors deviennent conducteurs et la résistance aux bornes de D₁ deviendra suffisamment faible. Les deux transistors ne deviennent pleinement conducteurs qu'à partir du moment où la tension base-émetteur de chacun atteint 0,6 V, ce qui détermine la limite inférieure de la tension de référence (1,2 V) que le montage décrit peut assurer. La



Le schéma publié ici assure une tension de référence parfaitement stable, réglable d'une façon continue entre 1,2 V et 18 V et admettant une charge de 6 W. L'ensemble représente un étage amplificateur utilisant deux transistors en montage Darlington, à gain très élevé. Le potentiomètre R₂ permet de régler la polarisation de base du transistor d'entrée.

La tension à la sortie de ce montage, aux bornes de la diode D₁, est compensée par la tension de polarisation, de sorte que si cette dernière est supérieure à la tension de sortie, la tension résultante à la base de T₂ est négative et les deux

diode D₁ protège les transistors contre une inversion accidentelle de la polarité. A noter également que si l'interrupteur S₁ est ouvert, l'ensemble se comporte comme une diode zener pour 1,2 V, mais la stabilité de cette tension de référence laisse à désirer.

En ce qui concerne les différents semi-conducteurs, on peut prendre BD135 ou BD137 pour T₁, BC337 ou 2N2219 pour T₂, BY127 ou BY527 pour D₁, BZX46-C18 ou BZX79-C18 pour D₂. On peut probablement, à la place de deux transistors, utiliser un « Darlington » unique de moyenne puissance.

D'après
« Popular Electronics »
U.S.A.

électronique informatique

**Améliorez ou changez
de situation
à titre personnel ou dans le
cadre de la loi du 16 Juillet 1971
sur la formation continue ***

Quel que soit votre niveau d'instruction, l'Ecole Centrale des Techniciens de l'Electronique vous offre :

**- DES COURS A DISTANCE
avec en complément des stages de
regroupement.**

Electronique :

- Dépanneur
- Technicien d'Atelier
- Agent Technique
- Cadre Technique
- Spécialisations en automatismes, micro processeurs, circuits intégrés...

Informatique :

- Agent d'Exploitation
- Programmeur responsable d'application
- Spécialisations en langage COBOL, langage FORTRAN
- Micro Informatique...

Toutes ces préparations peuvent être accompagnées d'exercices pratiques effectués chez vous et complétés, si vous le désirez, par des stages de regroupement dans nos ateliers et laboratoires spécialisés ou dans nos salles d'informatique équipées d'ordinateurs SFENA CO 500 et IBM série 1.

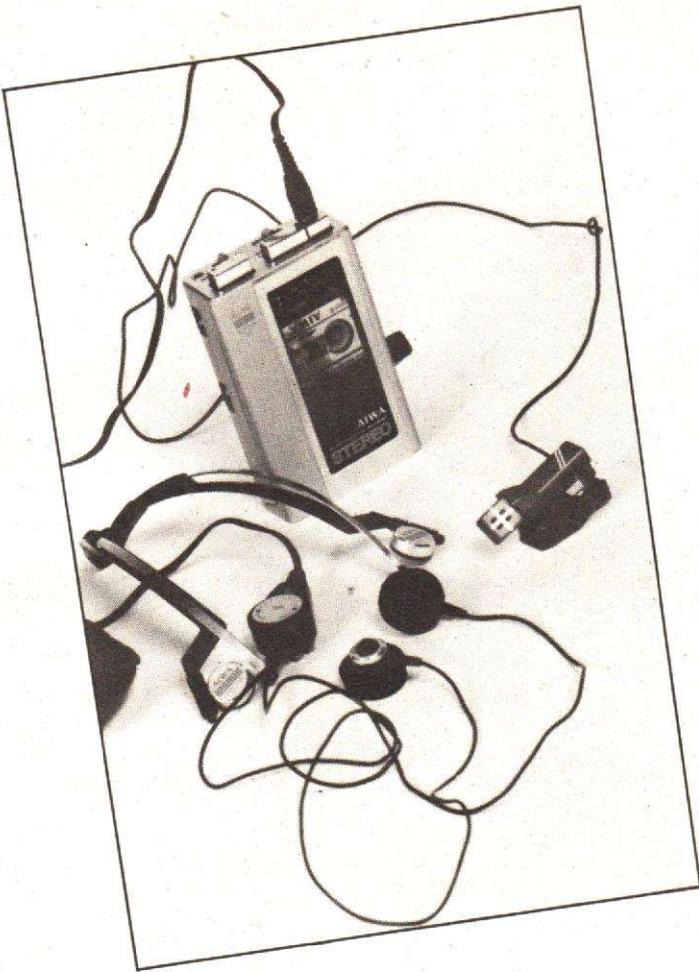
* (Votre employeur peut vous en faire bénéficier).

POUR RECEVOIR NOTRE DOCUMENTATION GRATUITE
83 HPC. ECRIRE OU TELEPHONER.
(ENVOI POUR L'ETRANGER CONTRE MANDAT
INTERNATIONAL DE FF 20).

ECOLE CENTRALE DES TECHNICIENS DE L' ELECTRONIQUE

Etablissement privé d'enseignement à distance

12, RUE DE LA LUNE, 75002 PARIS
75083 PARIS CEDEX 02
TÉLÉPHONE : 261 78 47



Le magnétophone à micro cassette stéréo

HS M2

LA microcassette, c'est cette cassette de toute petite taille que l'on rencontre surtout dans des magnétophones destinés à l'enregistrement de la parole. Aiwa est un spécialiste du magnétophone et produit depuis longtemps des appareils à microcassette. Ceux-là sont pour la plupart monophoniques. Une version stéréophonique demanderait logiquement un volume plus important.

Aiwa a tenté, avec son HS M2 de conserver les proportions d'un magnétophone à microcassette normal. Ce programme a conduit à un enregistreur/lecteur qui n'est pas plus gros qu'un paquet de cigarettes, ce qui ne l'empêche pas d'être alimenté par une pile de taille normale... C'est bien sûr une prouesse. Il en existe une autre, cette fois tout électronique, c'est d'avoir alimenté le tout sur une seule pile de 1,5 V sans utiliser de convertisseur continu/continu... Nous découvri-

rons dans l'appareil des circuits électroniques alimentés sous une tension de moins de 1 V...

Le HS M2 a la taille allongée d'un paquet de cigarettes. Son couvercle coulisse pour permettre l'introduction des cassettes ou de la pile, (une pile de type R₆ de 1,5 V). Une fois le couvercle refermé, l'enregistrement peut commencer. Le cabestan tourne et entraîne la bande par un galet presseur, ce dernier a été décoré de façon à ce que l'on puisse constater visuellement sa rotation et

par conséquent le fonctionnement du magnétophone. Aucune diode LED n'est utilisée pour cette fonction, économie avant tout...

L'enregistrement autonome passe par le micro à électret intégré au magnétophone. Ce micro est monophonique et attaque les deux voies en parallèle.

Il se déconnecte automatiquement lorsque l'on utilise la prise d'entrée stéréo placée sur le côté. Sur cette prise, on branchera un micro externe mono ou stéréo ou un cordon stéréo. Deux sensibilités d'entrée sont offertes, un commutateur met en place un atténuateur à résistance.

Il faudra éviter de laisser le commutateur de sensibilité d'entrée en position auxiliaire pour que l'enregistrement au micro, même interne, soit correct. Avec

l'appareil est livré un micro cravate, c'est un micro à pince alimenté par une pile et équipé de son propre interrupteur. Le micro lui-même est à réponse en fréquence cardioïde, il est orientable; grâce à cette orientation, vous capterez votre voix (avec atténuation de l'ambiance) ou vous saisissez celle de votre interlocuteur. Ce micro est petit et facile à utiliser. Nous aurions préféré qu'il puisse s'alimenter directement sur le magnétophone.

Le HS M2 peut traiter les cassettes normales et métal en enregistrement comme en lecture. L'effacement se fait par un aimant permanent, cette formule n'est pas la plus efficace mais elle ne consomme pas d'énergie. Le niveau d'enregistrement se règle automatiquement.

Un contrôle d'enregistrement (nous le recommandons) peut être fait par le casque vendu avec l'appareil. Il n'est pas encombrant et possède un réglage de niveau. Sur le magnétophone, un commutateur à deux positions assure deux niveaux de sortie audio, un fort et un faible...

L'appareil est doté de deux vitesses, la normale est de 2,4 cm/s tandis que la lente est de moitié, on la réservera aux enregistrements de parole. L'électronique utilise uniquement des transistors discrets, les circuits intégrés prévus pour travailler sous une tension de 1,5 V ou moins sont encore très rares.

Pour réduire le nombre de commutateurs, le constructeur utilise une commutation de signaux audio par transistors, un seul signal suffit pour commander les commutateurs des deux voies.

L'amplificateur de sortie est à symétrie complémentaire, on utilise ici deux transistors polarisés par une paire de résistances pontant la base entre le collecteur et l'émetteur.

Chacun des transistors a reçu une résistance d'émetteur.

Un circuit de régulation de vitesse alimente le moteur, une contre-réaction par mesure du courant et de la tension permet de stabiliser la vitesse de rotation.

La réalisation de l'appareil a fait appel à des techniques originales. Les composants sont en grande partie de type hybride. Ils sont montés sur la face cuivrée d'un circuit imprimé à double face en verre époxy. Le circuit imprimé du régulateur de vitesse est un modèle du genre, il est en effet câblé sur support souple. Les éléments utilisés ont permis de le réaliser avec une épaisseur de quelques millimètres. Le moteur mesure deux centimètres de diamètre, ce n'est pas grand-chose...

Pour les condensateurs de forte capacité, on a utilisé des condensateurs chimiques de faible hauteur, ici, la tension de service est basse, inutile d'avoir des condensateurs de forte tension. Le plus difficile est sans doute de

trouver des condensateurs de 1,5 V de tension de service !

La qualité de la fabrication est très bonne, les fils sont assez fins, les circuits imprimés aussi, les pièces métalliques ont bénéficié d'une remarquable finition.

Ce magnétophone, nous l'avons emmené pour le tester, non en stéréo mais en mono. Son petit sac s'accroche à la ceinture et permet de se promener dans la nature sans être gêné. Le micro est discret et les gens que vous interviewez s'étonnent de ne pas apercevoir de magnétophone !...

La qualité de l'enregistrement est étonnante pour une microcassette, évidemment, ce n'est pas de la Hi-Fi, le souffle existe mais c'est tout de même bon dans l'ensemble.

La manipulation est facile et rapide, les risques d'erreur ou de manœuvre accidentelle sont réduits ; la disposition des commandes est bien étudiée. Le casque se présente en deux morceaux, vous pouvez emmener le casque sans arceau pour ne pas vous

encombrer ou profiter d'une meilleure tenue mécanique des écouteurs en l'installant. La commande de volume et la commutation stéréo de ce casque seront utiles, surtout si une des deux voies n'est pas enregistrée...

Conclusions

Le HS M2 est vraiment une merveilleuse petite machine d'une part pour ceux qui aiment les gadgets mais aussi pour tous ceux qui ont besoin d'un bloc-note électronique. Celui-là est stéréophonique mais il travaille aussi parfaitement en mono. Sa taille permet de le dissimuler un peu partout, c'est un avantage. Son prix de vente peut paraître élevé ; il y a quelques années, il fallait mettre 3 ou 400 F de moins pour disposer d'un magnétophone à microcassette monophonique sans casque, et sans micro externe. La qualité des enregistrements que nous avons effectués est bonne dans l'ensemble sans être toutefois exceptionnelle.

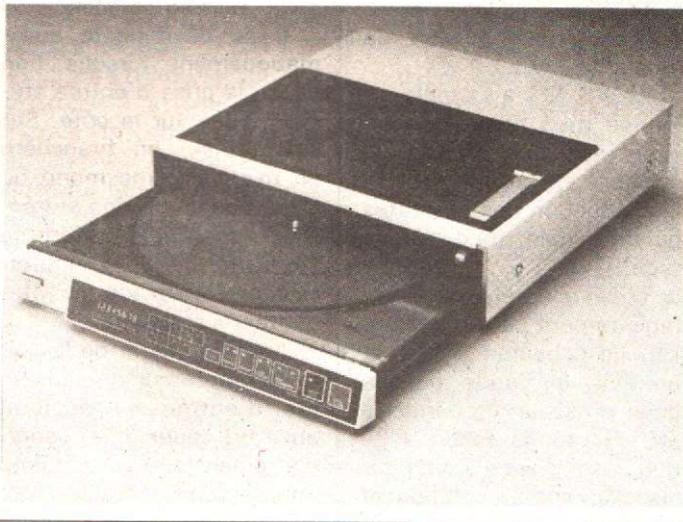
E. LEMERY

Bloc-notes

LA PLATINE TOURNE-DISQUE SONY PS-FL99

La nouvelle platine tourne-disque Sony PS-FL 99 est un modèle entièrement automatique à entraînement direct et à bras tangentiel. Parmi ses autres caractéristiques nous citerons :

- Le système de chargement du disque par tiroir rétractable.
- Le système « Random Music Sensor » qui permet la programmation ou la répétition de morceaux.
- Le sélecteur automatique du diamètre du disque.

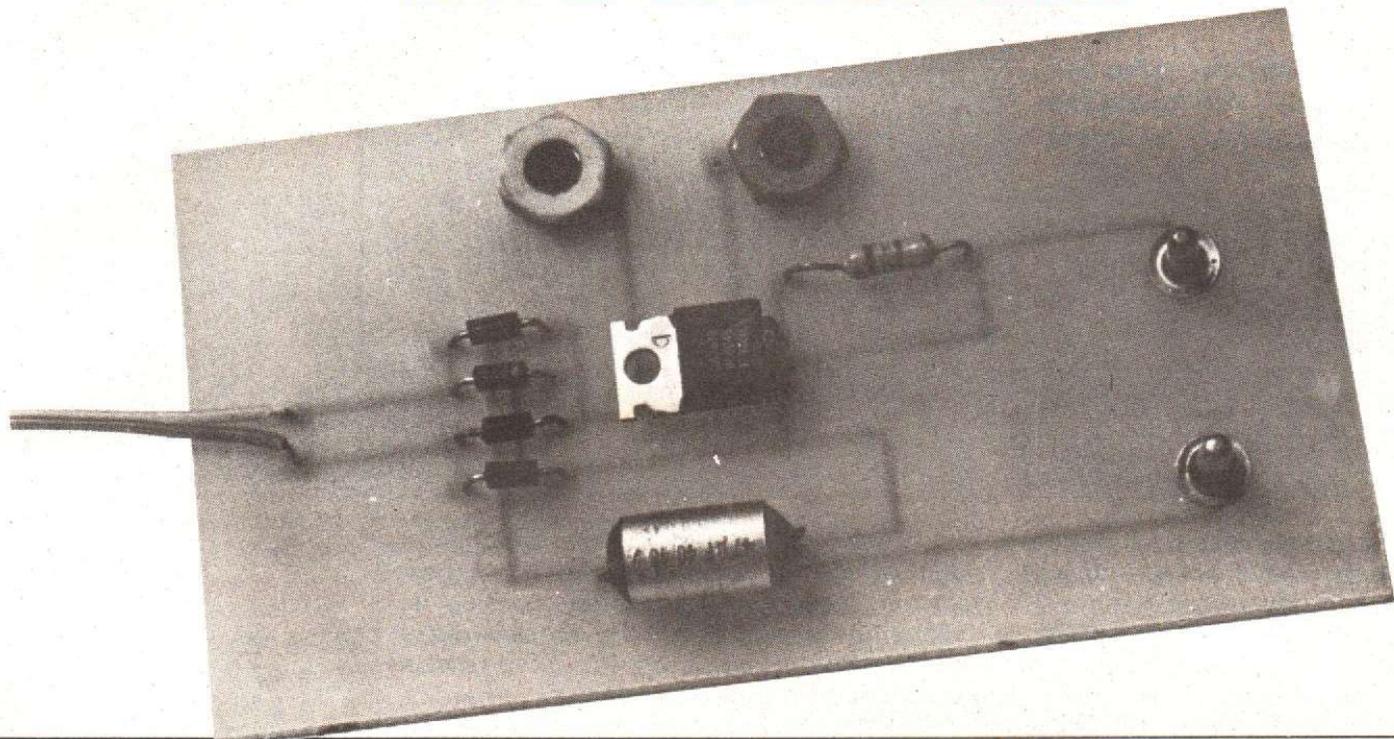


- Le système « Muting » automatique qui permet d'éliminer le bruit de pose de la pointe de lecture sur le disque.

Caractéristiques techniques :

- Pleurage et scintillement : 0,03 %
- Rapport signal/bruit (pondéré) : 75 dB.
- Bande passante cellule : 10 à 20 000 Hz.

UN TESTEUR DE DIODES ET DE ZENER



DANS tous les ateliers des amateurs d'électronique, il existe des boîtes à merveille. Cela est également valable pour vous. Un jour est née une grande décision : ranger. Belle décision mais les matériels de récupération sont souvent imprimés avec des symboles cabalistiques, ou, dans le meilleur des cas, complètement effacés. Quelle est donc leur valeur ?

Pour les diodes Zener, les diodes simples, nous avons réalisé un petit montage d'une simplicité qui nous étonne encore : un circuit intégré, un circuit imprimé, un pont de diodes, une résistance, une capacité, un transfo. Et cela nous renseigne sur l'état, la valeur et la polarité des diodes et autres Zener. Pour ce faire, il nous faut une tension alternative de 24 V, qui, après redressement en double alternance puis filtrage par une capacité, sera reliée à un circuit intégré régulateur de tension.

Ce circuit est délibérément utilisé à côté de sa fonction originelle. Il ac-

cepte bien ce traitement et nous assure une tension de 30 V environ, avec seulement 25 mA de courant, quelle que soit son utilis-

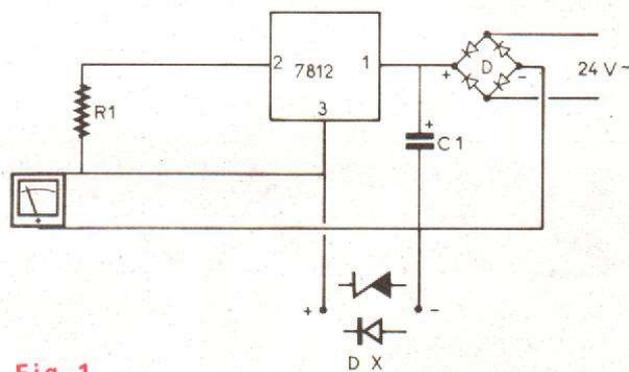


Fig. 1

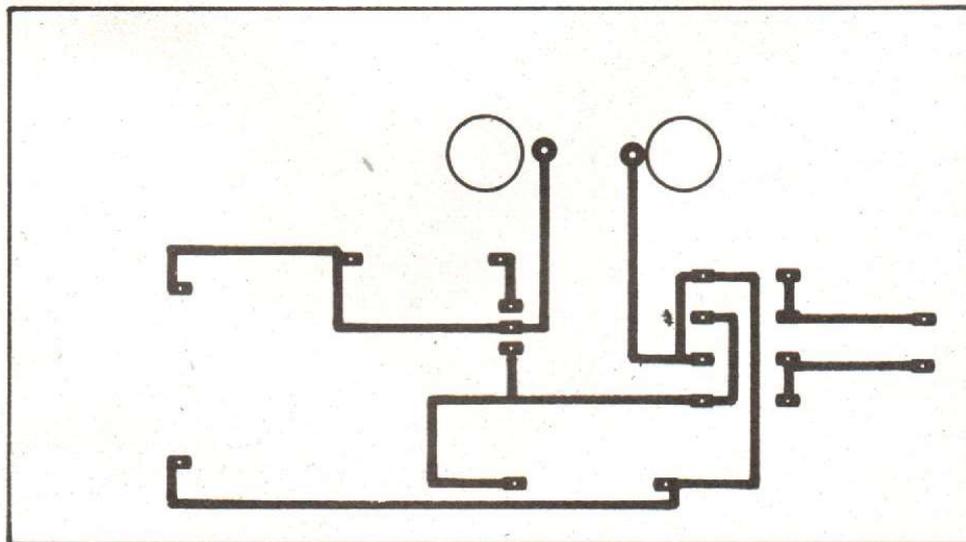


Fig. 2

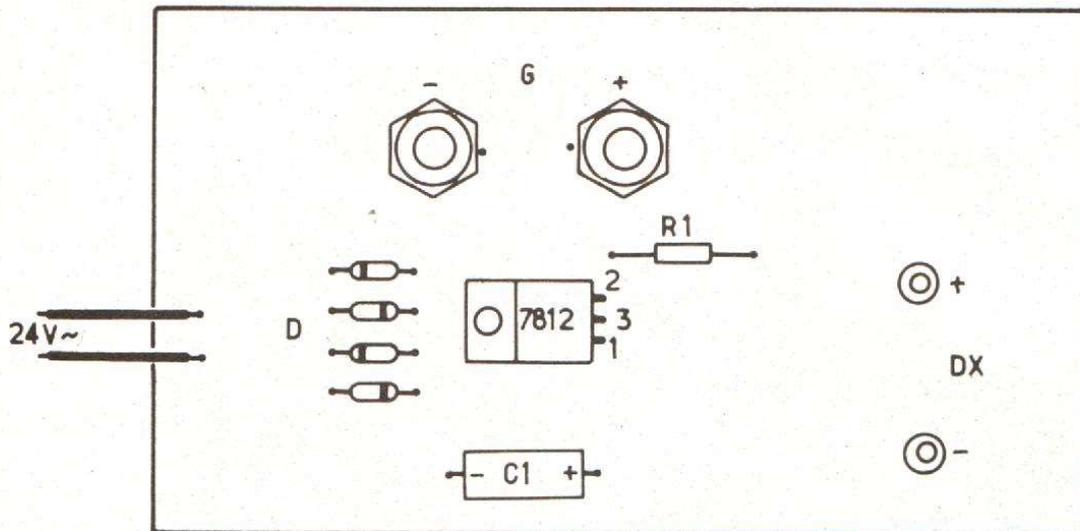


Fig. 3

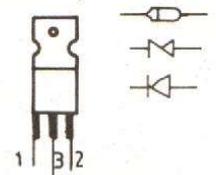


Fig. 4

tion. Ce courant est volontairement réduit à 25 mA afin de ne pas détruire le composant à mesurer.

Aux bornes nous relierons notre multimètre habituel, en fonction voltmètre. Deux plots servent à recevoir le composant inconnu, mettons-le en contact. Si la diode est en court-circuit, le voltmètre indique zéro.

Invertissons la diode, mesure zéro, pas de doute elle est morte ! Si d'un côté vous mesurez la même tension que sans la diode, retournez-la, si la mesure est identique, la diode est coupée, morte !...

Une diode en bonne santé donne une tension d'environ 0,6 V à 0,8 V en sens direct et la tension

d'alimentation dans l'autre sens. Une Zener donnera également une tension de 0,6 à 0,8 V en sens direct et en opposition sa tension de « coude » de Zener. Le schéma est explicite, aucune difficulté, très bon marché et très utile.

L'essayer, c'est l'adopter. Bon montage !

J. PETER

Liste des composants

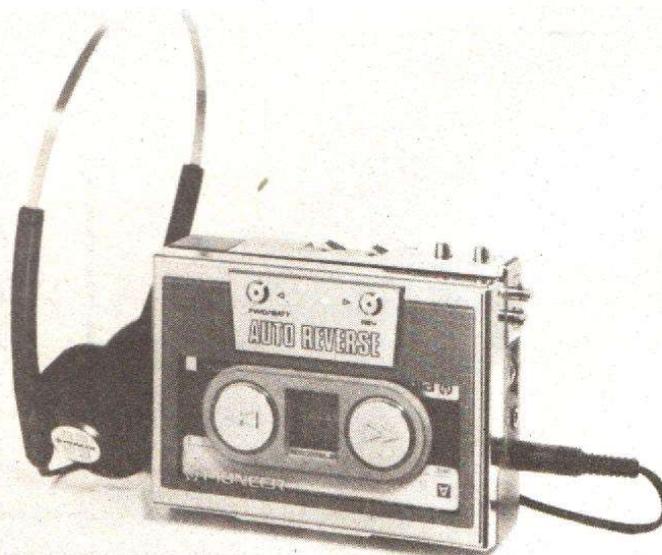
- IC₁ = 7812
- C₁ = 47 μF, 40 V
- R₁ = 820 Ω
- 4 diodes D : 1 N4 004
- 2 cosses en fonction de votre multimètre

Bloc-notes

**APRES
LES « BALLADEURS »
LES « SWIMMERS »**

Les « balladeurs » Pioneer arrivent, avec des caractéristiques à faire craquer tous ceux qui ne peuvent vivre sans musique.

Quatre modèles : PK-5AM/PK-R7AW pour le haut de gamme. Ces petits musts du balladeur sont à l'épreuve de l'eau ! Idéal pour la planche ou le ski. Très robustes, ils sont dotés de performances étonnantes et de particularités telles que auto-reverse, réducteur de bruit Dolby, recherche de séquence, lecture cassettes Métal, etc. Les mini-écouteurs de haute qualité livrés avec ces appareils sont bien sûr eux aussi à l'épreuve de l'eau. Le

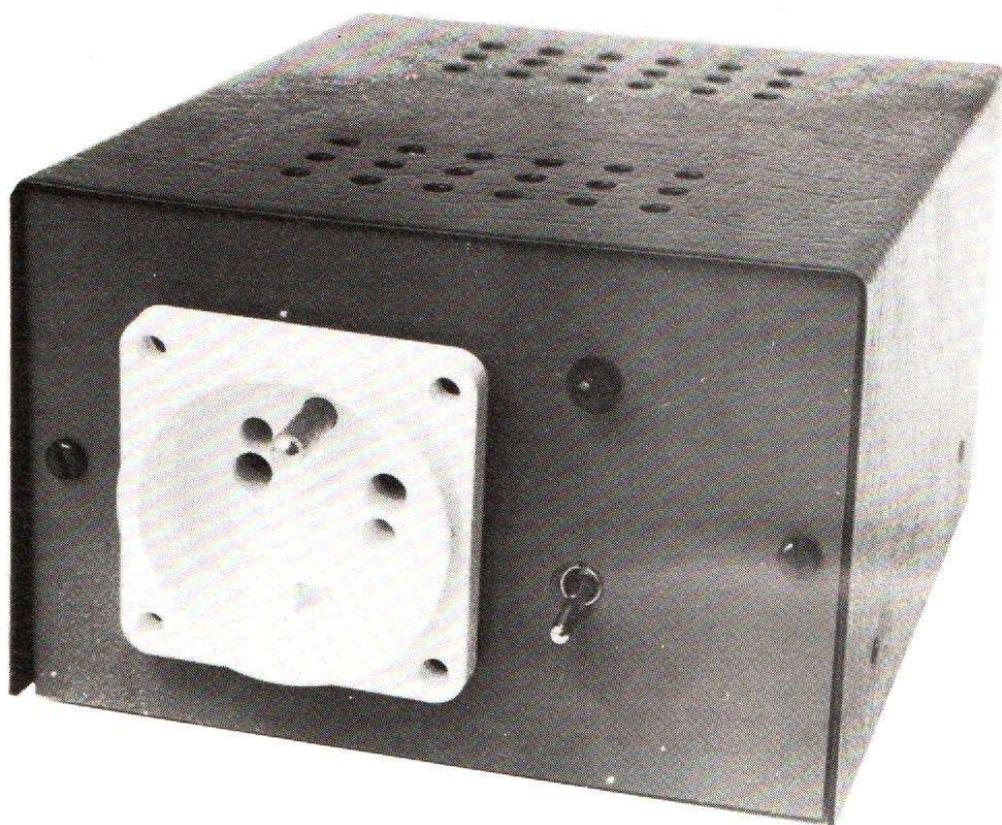


modèle PK-R7AW permet en plus d'enregistrer en stéréo avec des micros... qui résistent à l'eau. Water proof on vous a dit !

PK-3 et PK-F9 complètent la gamme, avec pour le premier des touches douces, l'auto-reverse et les positions CRO2 et Métal, et en plus pour le second un réducteur de bruit Dolby, la recherche de séquence et un mini-tuner stéréo AM-FM pourvu de son antenne télescopique.

De dimensions ultra-compactes, ces quatre « balladeurs » peuvent être équipés en option de mini-enceintes amplifiées (3 W).

CONVERTISSEUR CONTINU /ALTERNATIF



12 V / 220 V

50 Hz

10 à 30 VA

LA réalisation proposée ici intéressera tous ceux qui, privés du réseau EDF, ont à faire fonctionner des petits appareils normalement prévus pour une alimentation par le secteur. C'est le cas des campeurs et des caravaniers, des navigateurs de plaisance, etc. A partir d'une batterie 12 V, ils pourront alors alimenter, par exemple, un rasoir électrique.

Une autre application fort intéressante est celle de l'éclairage. Il existe en effet, maintenant, des lampes à décharge gazeuse, qui se présentent extérieurement sous la forme d'une grosse ampoule à incandescence, avec culot à vis. Elles ont l'avantage de fournir une lumière chaude, et non l'éclairage blafard des tubes fluorescents traditionnels. En outre, pour une puissance consommée de 9 W, on dispose de 425 lumens, soit l'équivalent de ce que délivre une ampoule à incandescence de 40 W : nous y reviendrons en fin d'article.

I - La conversion continu-alternatif

La figure 1 illustre, sous forme schématique, le principe de la transformation d'une basse tension continue, ici les 12 V d'une batterie d'accumulateurs, en une tension alternative plus élevée, du 220 V en général.

Un transformateur TR, d'un modèle très classique à circuit magnétique en tôle si on travaille à 50 Hz, comporte un enroulement primaire double de deux fois 9 V, et un secondaire de 220 V. Deux interrupteurs K_1 et K_2 , qui, dans la pratique, seront constitués de transistors, s'ouvrent et se ferment tour à tour,

sous l'action d'un oscillateur de commande.

Lorsque K_1 est fermé (donc K_2 ouvert), le courant i_1 traverse le demi-primaire n_1 dans le sens indiqué par la figure 1. A la demi-période suivante, K_1 s'ouvre tandis que K_2 se ferme, et le courant i_2 circule dans le demi-primaire n_2 . Le flux s'inverse donc périodiquement dans le circuit magnétique du transformateur, ce qui donne naissance à une tension alternative aux bornes du secondaire.

La figure 2 établit la correspondance entre les variations des courants i_1 et i_2 d'une part, et celles de la force électromotrice induite au secondaire, d'autre part. On voit que celle-ci affecte la forme d'un signal rectangulaire, d'amplitude V. Pour un tel signal, la valeur efficace est égale à l'amplitude. On devra donc, pour alimenter des appareils prévus pour le secteur, dis-

poser d'une amplitude de 220 V, ce qui fixe le rapport de transformation de TR.

II - Schéma complet du convertisseur

On le trouvera à la figure 3. L'oscillateur pilote, qui détermine la fréquence, est construit autour d'un circuit intégré 555, très classiquement monté en multivibrateur astable. Liée à la valeur des composants AJ, R_1 , R_2 et C_1 , la fréquence peut être réglée par l'intermédiaire de la résistance ajustable AJ.

La sortie, prise aux bornes de R_3 , commande, à travers la résistance R_4 , l'entrée de l'une des deux bascules d'un circuit intégré 4013. Celui-ci, installé dans un boîtier dual in line à 14 broches, répond à la configuration interne sy-

noptiquement indiquée par la figure 4, et dont le fonctionnement logique est résumé dans le tableau de la figure 5. On voit qu'avec les liaisons réalisées dans notre montage de la figure 3 (entrées set et reset maintenues à la masse, donc au niveau logique zéro), la bascule utilisée

travaille en diviseur de fréquence par deux. Les sorties Q₁ et Q̄₁ fournissent donc des créneaux symétriques, en opposition de phases. Pour qu'elles commutent à une fréquence de 50 Hz, il faut alors appliquer des impulsions à la fréquence de 100 Hz sur l'entrée « clock », c'est-à-

dire sur la borne 3 du 4013. L'oscillateur pilote, construit autour du 555, sera donc réglé à 100 Hz par la résistance ajustable AJ.

Des sorties 1 et 2, on attaque ensuite, à travers les résistances R₅ et R₆, les bases respectives des transistors NPN T₁ et T₂. Cha-

cun de ces derniers forme, en association avec T₃ et T₄, un Darlington à fort gain en courant, équivalent à l'un des interrupteurs K₁ ou K₂ de la figure 1, et qui commute le courant dans l'un des primaires du transformateur.

On notera, en plus des éléments déjà cités, la présence d'une diode électroluminescente qui, polarisée à travers R₇, sert d'indicateur de mise sous tension, et du condensateur de découplage C₃.

Il ne nous reste, pour terminer cette étude théorique, qu'à expliquer le rôle des composants R₈ et C₄. Les courants utilisés n'étant pas sinusoïdaux, mais rectangulaires, comportent des flancs très raides. Au moment de chaque commutation, la variation rapide du flux induit des surtensions qui peuvent, même au primaire, atteindre ou dépasser la centaine de volts, et détruire les transistors interrupteurs. L'ensemble R₈C₄ étouffe ces pointes de tension, en constituant un réseau amortisseur.

III - Le circuit imprimé et son câblage

L'ensemble du montage prend place sur le circuit imprimé dont on trouvera le dessin à la figure 6. La figure 7 et les photographies d'accompagnement donnent toutes les indications nécessaires pour l'implantation des composants.

Avec le même schéma, et les mêmes valeurs de composants, le convertisseur décrit peut fournir des puissances de sortie maximales allant de 12 VA à 35 VA environ, simplement en choisissant le transformateur de la puissance correspondante.

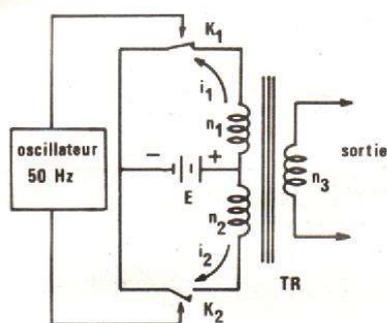


Fig. 1

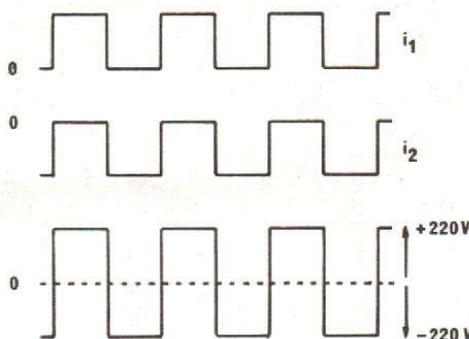


Fig. 2

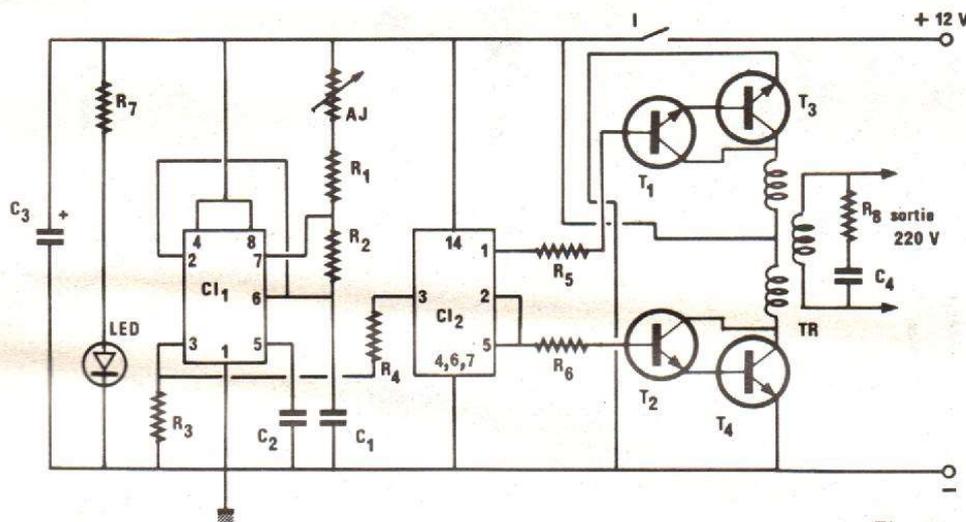


Fig. 3

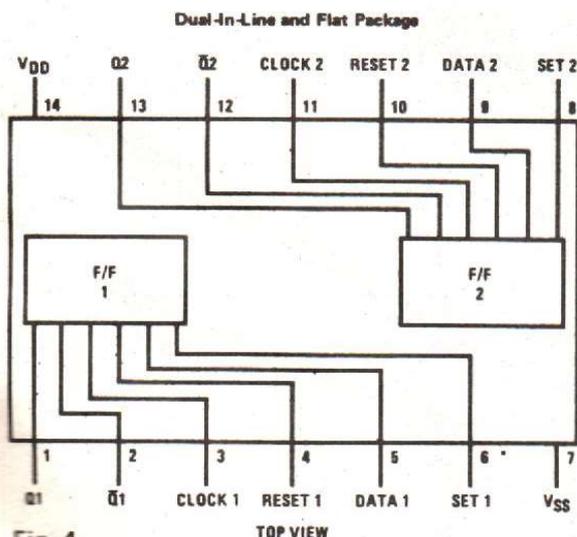


Fig. 4

CL†	D	R	S	Q	Q̄
↗	0	0	0	0	1
↘	1	0	0	1	0
↖	x	0	0	0	0
x	x	1	0	0	1
x	x	0	1	1	0
x	x	1	1	1	1

No change
 † = Level change
 x = Don't care case

Fig. 5

REALISATION

Faisons ici, tout de suite, une remarque importante. Le rendement maximal d'un convertisseur, c'est-à-dire le rapport entre la puissance fournie à la charge et la puissance consommée

sur la batterie, s'obtient lorsqu'il travaille à sa puissance nominale. Ainsi, supposons qu'on ait besoin de 10 VA (cas de l'alimentation de la lampe citée en introduction). Avec un

convertisseur 12 VA du type décrit, on obtiendra un rendement de l'ordre de 75 %, c'est-à-dire que la puissance consommée sera voisine de 13 VA. Si, pour les mêmes 10 VA fournis à

la charge, on utilise un convertisseur de 35 VA, le rendement tombe aux alentours de 50 %, et la puissance consommée atteint 20 VA. Quand on tire son énergie de batteries, dont

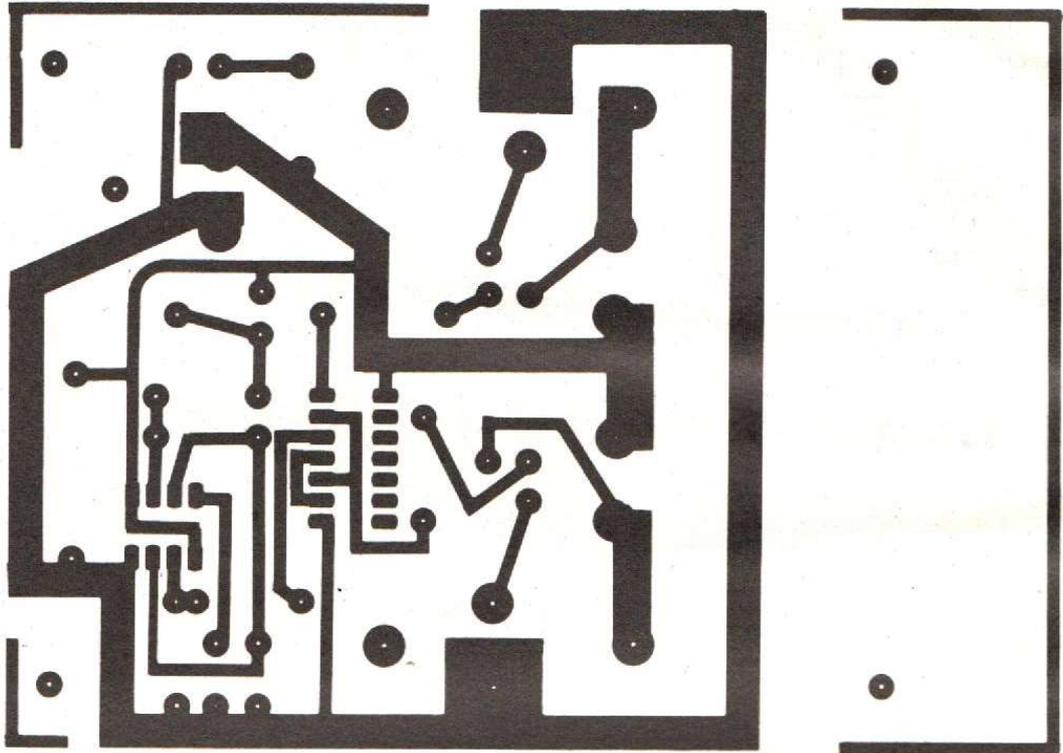


Fig. 6

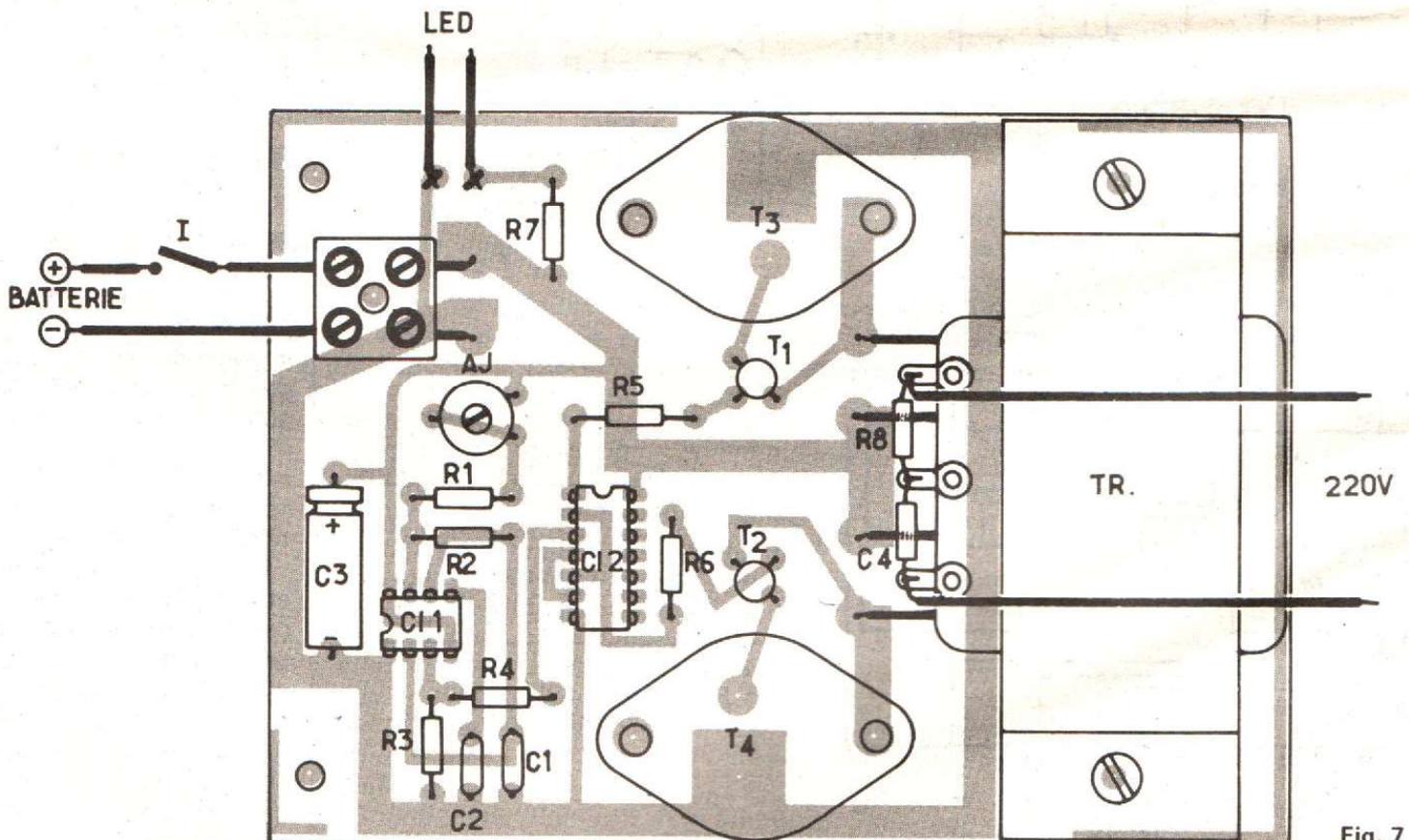


Fig. 7

l'autonomie est limitée entre deux recharges, on doit toujours penser à ce problème.

Revenons à notre réalisation. Pour le modèle 12 VA, nous avons prévu la fixation directe du transformateur sur le circuit imprimé. Pour des modèles plus puissants (25 VA, 35 VA), on placera le transformateur à côté du circuit, qu'on peut alors amputer de la partie correspondante.

IV - La mise en coffret

Toujours dans l'hypothèse d'une puissance de 12 VA, conduisant évidemment à la réalisation la plus compacte, nous avons sélectionné un coffret ESM, de référence EB11/08FA. Sur l'une des faces, on disposera la prise de sortie, et l'interrupteur général de mise sous tension, à côté du voyant. Sur l'autre face, un domino d'électricien recevra les fils en provenance de la batterie.

Attention : une inversion, côté batterie, entre le + et le -, entraînerait la destruction immédiate de l'appareil. On repèrera donc soigneusement ces deux pôles, et on les alimentera avec des fils de couleur (rouge pour le +, bleu pour le -). Ces fils doivent supporter sans aucun échauffement des intensités allant de 1 A (version 12 VA) à 3 A (version 35 VA).

Pour cette dernière version, il convient de prévoir un refroidissement des transistors de puissance, qui seront équipés de radiateurs en U (surface : environ 40 cm² par radiateur).

V - La mise au point

Elle se réduit au réglage de la résistance ajustable AJ, pour obtenir une fré-

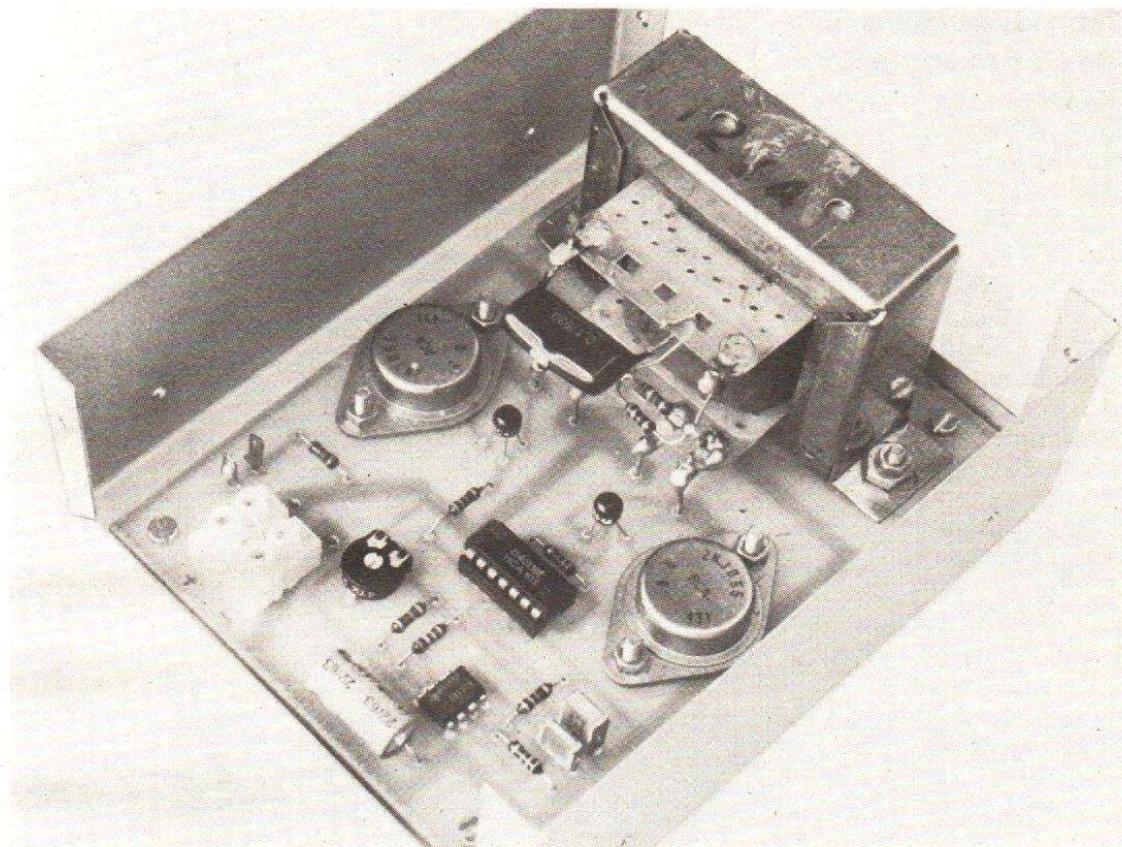


Photo 1

quence de sortie de 50 Hz. On pourra l'effectuer soit à l'oscilloscope (utilisation de la base de temps étalonnée en vitesse), soit à l'aide d'un fréquencemètre.

A titre d'exemple, l'oscillogramme joint montre les signaux prélevés sur la sortie 3 du générateur d'horloge, et sur l'une des sorties (broches 1 ou 2) de la bascule 4013.

VI - Les lampes à décharge Philips

Ces nouvelles lampes, maintenant partout disponibles, constituent, pour l'éclairage d'une caravane, d'un camping-car ou d'un bateau, l'une des applications les plus intéressantes de notre convertisseur.

Elles se caractérisent par un très haut rendement, et par la lumière chaude et agréable qu'elles fournissent.

Ces ampoules dites « SL » existent soit en culot à vis E27, soit en culot à baïonnette E22. Philips les propose, au choix, en version opalisée, ou dans un verre à entailles prismatiques. L'ensemble comporte un déparasitage incorporé. La durée de vie supérieure à 5 000 heures, et l'économie d'énergie réalisée, compensent plus que largement un prix d'achat un peu élevé.

Quatre puissances sont proposées : 9 W, 13 W, 18 W et 25 W, qui donnent respectivement des flux lumineux de 425, 600, 900 et 1 200 lumens. Ceux-ci sont équivalents à ce qu'on obtiendrait avec des ampoules à incandescence traditionnelles de 40 W, 60 W, 75 W et 100 W, respectivement.

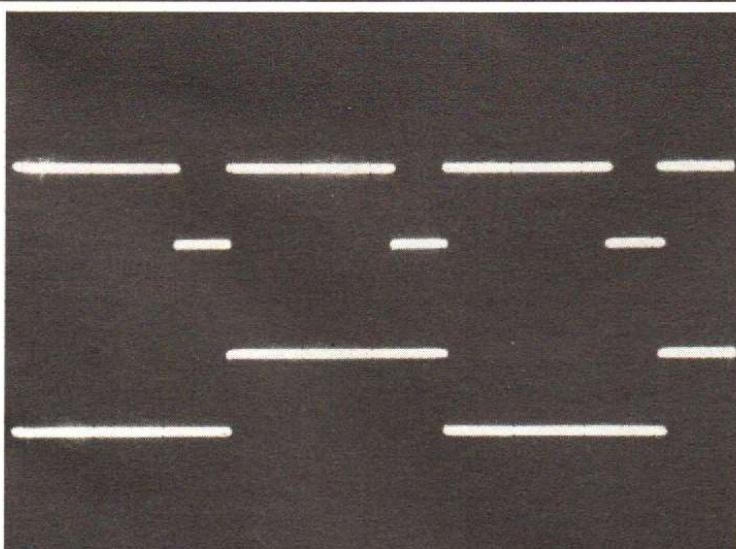


Photo 2

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W à ± 5 %

- R₁ : 82 kΩ
- R₂ : 18 kΩ
- R₃ : 3,3 kΩ
- R₄ : 3,3 kΩ
- R₅ : 3,3 kΩ
- R₆ : 3,3 kΩ
- R₇ : 1,2 kΩ

Résistance 1 W à ± 5 %

- R₈ : 1,5 kΩ

Résistance ajustable

- AJ : 47 kΩ

Condensateurs

- C₁ : 100 nF
- C₂ : 33 nF
- C₃ : 22 μF (chimique 25 V)
- C₄ : 100 nF (400 V minimum)

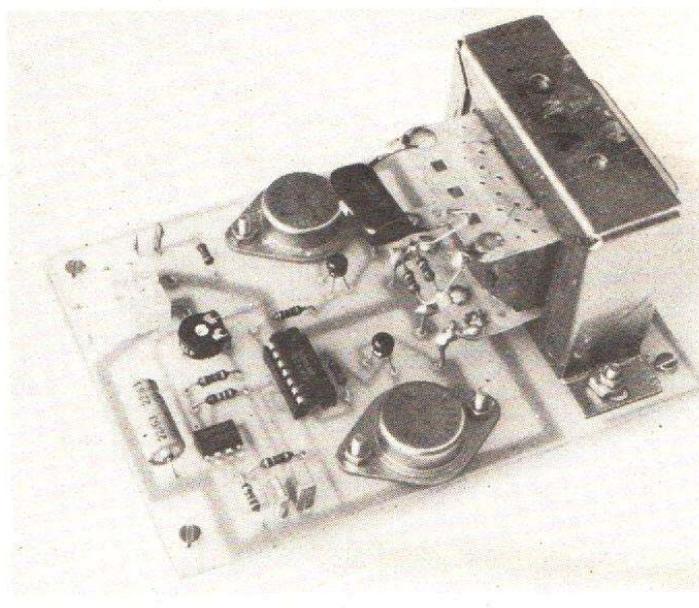


Photo 3

Transistors

T₁, T₂ : 2N 2222 ou équivalents

T₃, T₄ : 2N 3055

Circuits intégrés

CI₁ : 555

CI₂ : 4013

LED rouge (voyant)

Transformateur

12 VA, 25 VA ou 35 VA (voir texte)

220 V/2 × 9 V

Coffret

ESM, référence

EB 11/08 FA

Divers

1 fiche femelle secteur

1 interrupteur

Domino d'électricien

Fil pour batterie

R. RATEAU

Bloc-notes

SERIE DIGIT CHEZ FRANCE ACOUSTIQUE

Présentée en avant-première au Festival du son, la série Digit France Acoustique est maintenant disponible.

Composée de quatre modèles, elle fait appel à des composants français ce qui permet de faire rentrer les divers modèles dans une zone de prix accessible à un grand nombre d'amateurs. Le développement de la série Digit s'est fait en collaboration avec les disques Telarc en tenant compte des impératifs techniques imposés par les disques numériques.

L'étude de la partie grave des enceintes a été réalisée avec l'assistance d'un ordinateur qui a permis d'optimiser la reproduction de cette partie délicate du spectre surtout avec les enregistrements numériques.

La série Digit de France Acoustique Diffusion se caractérise donc par une haute tenue en puissance, un rendement élevé et une aptitude particulière à passer la dynamique. Au niveau des composants il a été fait appel à des



haut-parleurs Audax de la série HR. Tous ces haut-parleurs ont des bobines alu de faible inertie et des aimants puissants. Les médiums sont au « ferrofluid » assurant une meilleure tenue en puissance. Les tweeters sur tous les modèles sont du type à dôme. Côté filtre, des composants sélectionnés, avec des selfs à air pour le grave, permettent d'avoir une grande précision dans les

zones de raccordement. Leurs pentes sont de 6 dB/oct. pour le grave et 12 dB/oct. pour le médium/aigu. Les enceintes de la série Digit sont toutes de type bass reflex avec un rendement supérieur à 90 dB/W/m. Des renforts intérieurs assurent aux ébénisteries une parfaite rigidité. Les haut-parleurs médium sont, bien sûr, isolés acoustiquement des haut-parleurs grave.

La nouvelle série Digit se compose donc de :

– Digit 100, 4 voies 4 HP (2 boomers se partagent le spectre extrême grave/grave-bas médium). Rendement 94dB/1 W/ 1 m. Réponse 48 Hz-20 kHz.

Puissance conseillée 20-120 W (8 Ω). Dimensions : H. 900, L. 345, P. 290.

– Digit 80, 3 voies, rendement 92 dB/1 W/1 m. Réponse 52 Hz-20 kHz. Puissance conseillée 20-100 W. Dimensions : H. 750, L. 395, P. 290.

– Digit 60, 3 voies, rendement 91 dB/1 W/1 m. Réponse 56 Hz-20 kHz. Puissance conseillée 20-80 W. Dimensions : H. 620, L. 345, P. 245.

Ces enceintes 100 % françaises sont proposées à des prix allant d'environ 800 F à 1 800 F l'unité suivant les modèles. Outre le marché national, France Acoustique Diffusion vise l'exportation et vient de signer un premier contrat de distribution avec la société Amex à Berne pour la Suisse.

La page du ZX 81



CONNEXION DE PLUSIEURS EXTENSIONS

POUSSOIR DE REMISE A ZERO

FAISANT suite aux deux articles précédents qui ont été très fournis et qui ont largement dépassé le volume habituellement imparti à cette « page » du ZX-81 et comme nous sommes en période de vacances pour la majorité d'entre vous, nous allons ce mois-ci être moins bavard et plus terre à terre. La réalisation que nous vous proposons aujourd'hui se compose d'un ou plusieurs circuits imprimés double face qui ne supportent aucun composant... Mais oui ! Vous avez bien lu et nous ne sommes pas le 1^{er} avril ; voyons donc de quoi il retourne.

Connexion de plusieurs extensions

Lorsque l'on se limite à une seule carte d'extension derrière le ZX-81 tout va très bien puisque son connecteur s'enfiche dans celui du ZX-81 et que l'on en reste là. Par contre, si vous voulez, par exemple, utiliser notre carte RAM 16 K avec notre carte interface universelle, cela se complique un peu puisque le connecteur du ZX est

pris par l'une au l'autre. Deux solutions sont alors possibles. La première, employée par certains amateurs et même par certains fournisseurs de cartes d'extension pour le ZX-81, consiste à réaliser un circuit imprimé de « bus » sur lequel se retrouvent toutes les lignes disponibles en face arrière du ZX et sur lequel sont soudés un nombre suffisant de connecteurs dans lesquels viendront s'enficher les cartes d'extension. Cette solution, pour séduisante qu'elle

soit, présente cependant le défaut de pouvoir conduire à un mauvais fonctionnement du ZX-81 ; en effet, si une telle solution est utilisable dans un « gros » mini-ordinateur, c'est en partie parce que les signaux véhiculés sur ce bus sont amplifiés au moyen de circuits adéquats (les traditionnels buffers ou amplis trois états) ; or, les lignes issues du ZX proviennent directement des circuits logiques contenus dans celui-ci sans passer par de tels amplificateurs ; le fait de les allonger par trop introduit des capacités parasites importantes et conduit à une dégradation progressive des signaux préjudiciable à un fonctionnement parfaitement fiable du système. Pour être tout à fait honnête, ajoutons que dans le cas où vous choisiriez cette solution, il est préférable d'utiliser un tel bus réalisé en circuit imprimé

plutôt qu'en câble plat ; la capacité parasite par unité de longueur de ce dernier étant prohibitive pour une telle application.

La solution que nous vous proposons est moins esthétique et « fait moins professionnel » (sic) mais elle a l'avantage d'être très économique et, surtout, de fonctionner sans problème si la réalisation mécanique en est bien faite.

Lors de la réalisation des deux cartes que nous avons déjà décrites, nous vous avons conseillé de choisir des connecteurs munis de pattes à wrapper pour équiper celles-ci ; cela étant rappelé, examinez la figure 1 qui présente le principe de connexion de plusieurs extensions. Sur les pinoches de chaque connecteur de carte d'extension est soudé un petit circuit imprimé adaptateur qui se présente, vis-à-vis de la carte qui suit, comme

le connecteur de la face arrière du ZX-81. Si l'on procède de cette façon pour toutes les cartes d'extension, il devient possible d'empiler celles-ci les unes dans les autres dans n'importe quel ordre. Le fait d'avoir utilisé des connecteurs à wrapper, sans être impératif, permet de souder très facilement le petit circuit adaptateur grâce aux longues pattes dont sont munis de tels connecteurs. De plus, les pattes à wrapper ayant une section carrée, elles sont très rigides et assurent donc, de par leur nombre, un très bon maintien du circuit adaptateur.

Réalisation

Nous avons presque honte de vous présenter le dessin des deux faces du circuit imprimé adaptateur tant il est simple. Celui-ci est visible figure 2.

Sa fonction est simple et consiste à relier en « fil à fil » les deux côtés du circuit imprimé. Les deux faces sont identiques à un détail près que nous allons commenter ci-après. L'endroit où il semble manquer une piste correspond bien évidemment à la position

du détrompeur dont est muni le connecteur du ZX-81.

La seule différence de dessin entre les deux faces se situe au niveau du tracé des pistes de liaison qui, d'un côté (cuivre ou composants ne signifie rien ici puisqu'il n'y a pas de composants !) font un coude. La raison de cette fantaisie est toute simple et permet de placer sur les pistes ainsi déviées une pastille de circuit imprimé qui ne tombe pas en face des pistes de l'autre face. Sur cette pastille, vous pouvez souder un picot qui vous permettra alors, par exemple, de placer une sonde d'oscilloscope sur la ligne de votre choix du ZX-81 pour en étudier le fonctionnement ou réaliser vos propres circuits d'interface. Il va de soi que ce picot n'est pas indispensable et, en ce qui nous concerne, nous avons une carte équipée de la sorte pour nos essais, toutes les autres en étant démunies puisqu'elles servent seulement de cartes de liaison.

La réalisation de ce circuit peut faire appel, vu sa simplicité, à diverses techniques, d'autant que les trous n'ont pas à être mé-

tallisés. Vous pouvez donc utiliser du feutre à circuit imprimé (mais ce n'est pas beau !), du transfert direct sur le cuivre ou la méthode photo si vous êtes équipés. Veillez cependant à une bonne superposition des pistes au niveau des parties du dessin formant le connecteur afin que l'enfichage de celui-ci ne se traduise pas par un monumental court-circuit. Si vous êtes allergique au circuit imprimé, sachez que, comme tous les autres circuits des réalisations décrites dans cette série, il est disponible chez FACIM, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis.

La mise en place du circuit se passe de commentaire lorsque l'on regarde son tracé et la figure 1 ! Une remarque seulement : si vous n'avez pas utilisé de connecteurs à wrapper pour vos cartes, ou si vous leur avez déjà coupé les pattes, il ne vous reste plus qu'à souder sur chaque plot du connecteur un petit fil nu rigide (queue de résistance par exemple) qui remplacera la patte à wrapper. Veillez à choisir du fil nu assez rigide pour que votre petit circuit adaptateur soit bien maintenu et

résiste bien aux enfichages et aux désenfichages des cartes qui le suivent.

Un poussoir de remise à zéro

Le prix de vente du ZX-81 est très bas et ce au prix d'une étude et d'une réalisation judicieuses. En contrepartie, certains « accessoires » n'ont pas été prévus sur le ZX et c'est, entre autres choses, le cas d'un poussoir de remise à zéro ou de reset. C'est à cette absence que vous devez d'avoir à débrancher votre ZX chaque fois qu'il se « plante » pour pouvoir le relancer à nouveau. Bien que, contrairement à ce que nous avons pu lire dans une revue « spécialisée » dont nous taïrons le nom, cela ne soit pas préjudiciable à la vie des circuits intégrés, il est tout de même plus agréable d'avoir sous la main (mais pas trop près du clavier !) un poussoir pour s'acquitter de cette tâche. Nous l'avons fait, sans en parler dans la revue, sur notre ZX, et cette adjonction nous a semblé tellement simple que nous ne pensions pas utile d'y revenir. Votre

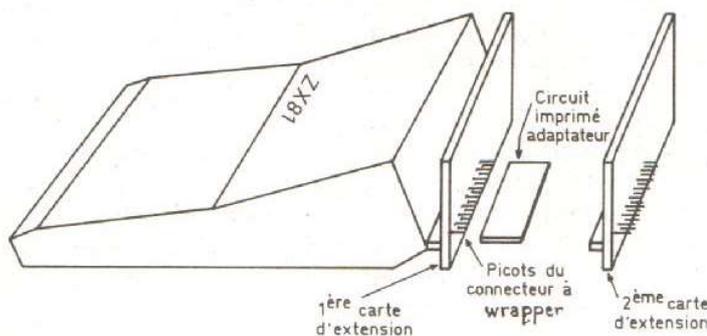


Fig. 1. — Procédure de connexion de plusieurs cartes d'extension.

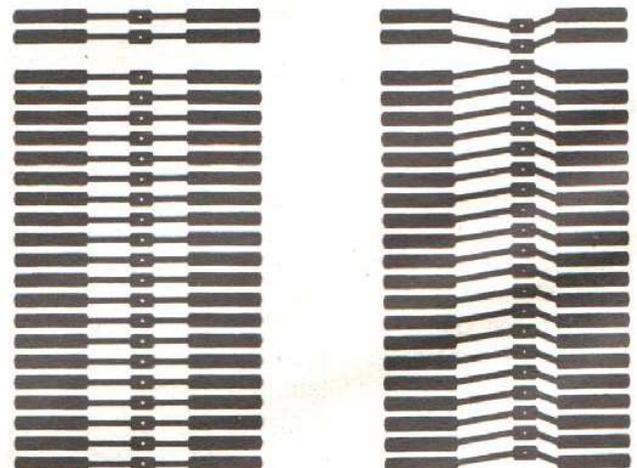


Fig. 2. — Les deux faces du circuit imprimé adaptateur (échelle 1).

courrier nous prouve le contraire et c'est la raison de ce paragraphe.

La mise en place d'un poussoir de reset sur le ZX-81 se résume au schéma très complexe de la figure 3. Un poussoir style sonnette c'est-à-dire contact fugitif en appuyant relie la ligne RESET du Z-80 à la masse. Pour vous faciliter la mise en place de ce poussoir, sachez qu'il n'est pas nécessaire de vous plonger dans le circuit imprimé du ZX-81 puisque cette ligne RESET sort, tout simplement, sur le connecteur de la face arrière.

Vous relierez donc votre poussoir sur la piste de circuit imprimé aboutissant au plot RESET du connecteur (pour le brochage de ce

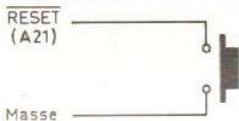


Fig. 3. — Le « schéma » d'adjonction d'un poussoir de remise à zéro.

connecteur, voyez notre article du mois dernier par exemple). Le fil sera soudé juste avant le connecteur proprement dit de façon à laisser celui-ci totalement libre. Le poussoir lui-même sera choisi de petite taille et sera placé à un endroit accessible mais sans trop. Il faut, en particulier, éviter toute proximité avec le clavier qui, en cas de faute de frappe ou de main qui glisse (surtout vers la fin de la frappe d'un long programme) peut conduire à des résultats désagréables. En ce qui nous concerne, nous l'avons placé en face arrière sur le plan incliné supérieur et cela convient très bien. Rappelons, pour ceux d'entre vous qui ont acheté le ZX monté, que certaines vis de fixation du boîtier sont cachées sous les pieds en caoutchouc du ZX qu'il faut arracher (ils sont adhésifs). Rappelons aussi qu'il faut faire très attention lors du démontage au « câble » souple qui relie le clavier au circuit im-

primé. Celui-ci a horreur de la proximité de tout ce qui est chaud (fer à souder mais aussi, plus simplement, cendre de cigarette !).

Extension RAM

Nous avons déjà décrit un montage d'extension RAM 16 K en tous points compatible avec les modèles du commerce. Lors de l'étude de ce montage, réalisé avec des MK 4516, nous avons parlé d'une version moins coûteuse équipée de 4116, ces dernières mémoires se trouvant à un prix très bas puisqu'en cherchant un peu on arrive à les acheter pour 12,00 F pièce. Ce montage n'a toujours pas été publié, volontairement ; en effet, les 4116 sont des mémoires tritension et il faut donc réaliser sur une telle carte un convertisseur statique qui fabrique, à partir de l'unique alimentation du ZX, du +12 V et du -5 V. La solution la plus écono-

mique pour ce faire est d'utiliser un montage oscilateur avec un transformateur bobiné dans un pot ferrite or l'expérience que nous avons de votre affection pour la réalisation de bobinages est telle que nous avons, pour l'instant, renoncé à ce projet. Par contre, et pour faire plus économique que notre RAM 16 K à base de 4516, nous allons vous présenter très prochainement une nouvelle carte RAM 16 K équipée de nouveaux boîtiers dont le prix est de l'ordre de celui des 4516 mais il n'en faut plus que 2 contre 8 actuellement ce qui réduit dans un rapport 13 le prix de la carte d'extension RAM.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui et vous donnons rendez-vous au mois prochain pour la suite de cette page du ZX-81.

C. TAVERNIER
(A suivre.)

Bloc-notes

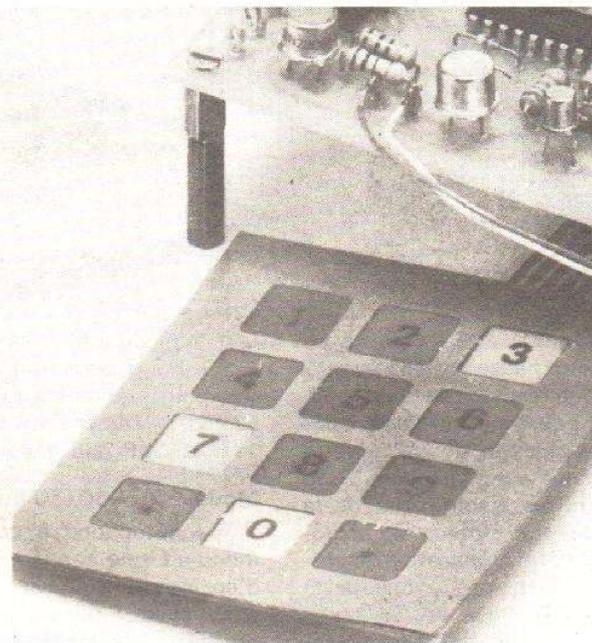
CLAVIERS SOUPLES A L'UNITÉ CHEZ MECANORMA

Pianoter son numéro de téléphone ou le code de sa porte d'entrée sur un clavier souple était jusque là le privilège des utilisateurs de produits de série.

Le clavier souple est maintenant accessible à tous ceux qui « font » dans l'électronique, bureaux d'études, réalisation de prototype, enseignement, hobbistes...

Ces claviers souples, plats, robustes, toujours propres, rapides à mettre en œuvre font gagner de la place sur les circuits imprimés.

Mecanorma Electronic vient d'ajouter à sa gamme le clavier



souple à membrane, vendu à l'unité.

Chaque clavier, 4, 12 ou 16 touches, est vendu avec son connecteur.

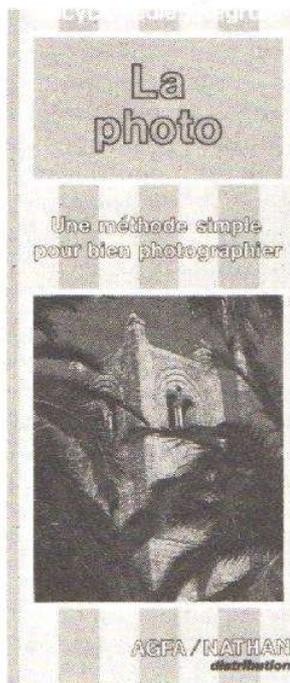
Une petite brochure donne les schémas des trois circuits imprimés pour le décodage et quatre idées de montage pratique :

- un clavier téléphone digital,
- une serrure codée,
- un télérupteur,
- un orgue électronique miniature.

Ces produits sont actuellement offerts sur les 300 points de vente Mecanorma Electronic.

Bloc-notes

UN PETIT GUIDE DE LA PHOTOGRAPHIE



l'« Encyclopédie intégrale de la consommation », un ouvrage consacré à la photo : « Une méthode simple pour bien photographier ».

Dans ce petit livre d'une soixantaine de pages, largement illustré, les amateurs trouveront tous les conseils pratiques pour apprendre ou perfectionner leur technique de prise de vues : comment fonctionne un appareil, les réglages, les pellicules, les filtres, les photos dans toutes les conditions, le classement, la projection et même l'entretien et l'assurance du matériel.

Ce guide, écrit par Henri Elwing sous la direction de Catherine Chaumont et avec la collaboration d'Emile Martin (Division Photo Agfa-Gevaert), est une véritable mine de conseils utiles pour tous ceux qui s'intéressent à la photo et à sa technique.

En vente dans les librairies (19,50 F).

Agfa-Gevaert a collaboré avec les Editions Nathan pour publier, dans le cadre de

PIONEER SUR LES ROUTES

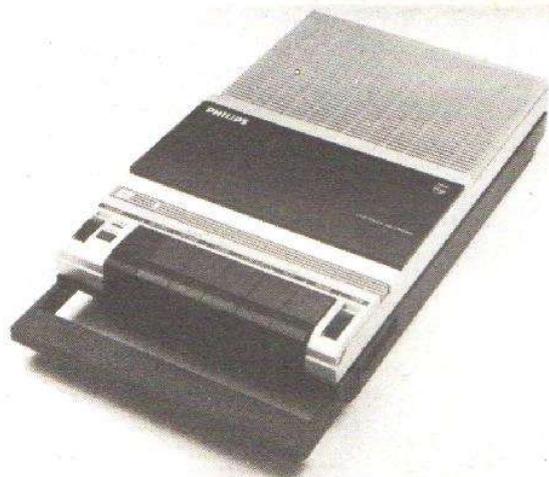


La HiFi en voiture, on n'en est plus très loin. Témoin le lecteur de cassettes KP-818G, récemment mis sur le marché par Pioneer. Ce lecteur a été doté d'un double réducteur de bruit, le Dolby B et C. Rappelons que le type C permet de gagner 6 à 7 dB supplémentaires en rapport signal sur bruit, par rapport au type B. Ce lecteur offre en outre une fonction auto-reverse, des commandes

de tonalité séparées, un clavier de défilement à touches douces et un contrôle physiologique.

Trois autres nouveautés à signaler en lecteurs : le KP-717G (Dolby B, système auto-reverse, position « métal »), le KP-313G (auto-reverse, recherche de séquences musicales) et le KP-212G (relecture, recherche de séquences, position « métal »). Autre spécialité de Pioneer, les haut-parleurs : quatre nouveaux modèles encastrables, dits « Tilt Axial », viennent de voir le jour. Qu'ils soient constitués de 2 voies (TS-1640, TS-1660), de 3 voies (TS-1660) ou de 4 voies (TS 1690), ils ont en commun un même principe : un « woofer » fixe (de 12 cm pour le premier nommé, de 16 cm pour les trois autres) et une section médium-aigu orientable dans 45° focalisant les fréquences élevées vers les passagers.

DEUX MAGNETOPHONES PHILIPS POUR UTILISATION AVEC UN MICRO-ORDINATEUR



Devant le développement rapide des micro-ordinateurs, Philips vient de commercialiser deux nouveaux magnétophones qui, en plus de leurs fonctions habituelles, peuvent être utilisés pour mettre en mémoire les données d'un ordinateur ou charger un programme.

Modèle D 6340

Magnétophone à cassettes

mono – Clavier 6 touches avec fonction pause – Arrêt automatique sur toutes les fonctions pour une meilleure fiabilité – Ejection de la cassette combinée avec la touche Stop – Contrôle électronique de la vitesse du moteur – Microphone à condensateur incorporé – Réglage continu de la tonalité – Prise entrée/sortie ligne au standard DIN – Indica-



teur lumineux de mise en service – Poignée de transport rétractable – Alimentation piles/secteur – Dimensions : L 154 x H 46 x P 256 mm.

Modèle D 6600/30 F.

– Magnétophone à cassettes mono « Ligne basse » (3,2 cm d'épaisseur) – Clavier 6 touches avec fonction pause – Fonctions de recherches rapi-

des avant/arrière et de bobinage parfaitement indépendantes du commutateur de télécommande. – Arrêt automatique en fin de lecture – Tête longue durée. – Compteur 3 chiffres – Réglage de tonalité – Alimentation piles (4 x 1,5 V R6) – Prise pour alimentation extérieure – Dimensions : L. 115 x H. 32 x P. 187 mm.

LE HIT-PARADE DU MOIS

ENCEINTES ACOUSTIQUES

Chaque mois, nous vous présentons une sélection de 8 appareils.

Ce choix résulte des plus fortes demandes chez les revendeurs, annonceurs dans le Haut-Parleur.

Les marques sont classées par ordre alphabétique sans distinction de prix ni de performance.

Les caractéristiques techniques sont celles données par le constructeur ou l'importateur.

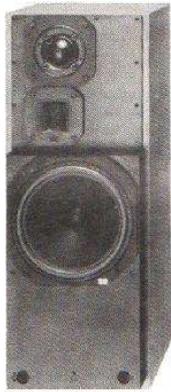


AKAI

SR-S68

Les enceintes Akai de la série SR-S sont du type close à étanchéité totale. Construites en bois aggloméré finition PVC, elles disposent de trois voies, trois haut-parleurs : grave, aigu et médium - Puissance continue : 100 W - Maxi : 130 W - BP : 35 Hz - 20 kHz - Sensibilité : 91 dB/W/1 m - Coupure 900 Hz/8 kHz - Distorsion 3 % - Dim. : 320 x 610 x 263.

FOURCHETTE DE PRIX
1 200 F / 1 490 F

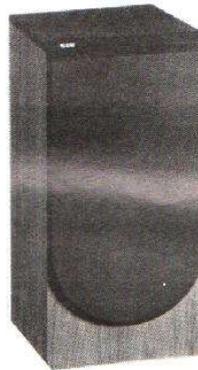


3A

390 ADAGIO

Reproduction des graves par pavillon replié inversé formant une ligne acoustique infinie (Brevet 3A N° 75 36 678), médium à dôme de 50 mm. Tweeter ruban plat symétrique, ouverture de champ respectant les plans sonores. Puissance 90 W/8 Ω. Réponse 30-35 000 Hz. Puissance électrique 3,3 W. Distorsion harmonique à 125 Hz 0,6 %. 3 voies HP grave Ø 28 cm - Médium à dôme 50 mm. Tweeter ruban plat symétrique - Principe acoustique ligne acoustique infinie. Dim. : 30 x 78 x 32 cm. Poids : 25 kg.

FOURCHETTE DE PRIX
1 300 F / 1 500 F



B&W

DM22

Ce modèle possède 2 voies 40 W : la section aigue est confiée à un tweeter à dôme TW 26/22, issue du fameux modèle TW 26. La section médium/grave est reproduite par un haut-parleur large bande B & W 200/22 traité pour donner une courbe de réponse très plate avec un minimum de distorsion. On obtient ainsi un équilibre tonal excellent. Réponse 50 Hz - 20 kHz - Sensibilité : 87 dB SPL 1 m/1 W - Dispersion verticale ± 2 dB au-dessus de 10° H - + 0-4 dB au-dessus de 60° - Dim. : 254 x 504 x 254 mm - Poids : 9,75 kg - Finition noyer veiné.

FOURCHETTE DE PRIX
900 F / 1 100 F



celestion international

DITTON 33 - Série II

Enceinte close 3 voies. Elle est équipée d'un super tweeter, d'un nouveau médium annulaire compression (développement des tweeters annulaires compression HF 1300 BBC) et d'un woofer en polypropylène qui permet des réponses plus fermes, plus nettes, plus incisives. Une grande « 3 voies ». Courbe de réponse : 58 Hz - 20 kHz ± 3 dB - AMpli 20/100 W - Rendement 87 dB - Fréquences de coupure 3 kHz-8kHz - Dim. : 605 x 295 x 330 mm - Poids : 15 kg.

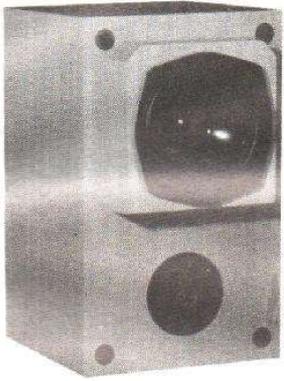
FOURCHETTE DE PRIX
3 000 F / 3 500 F

Nous vous indiquons une fourchette de prix communiquée par les points de vente sélectionnés.
 Nous espérons, ainsi, vous venir en aide et vous permettre de trouver le meilleur matériel aux meilleurs prix.

(COMMUNIQUÉ)

LE HIT-PARADE DU MOIS est réalisé auprès des points de vente suivants :

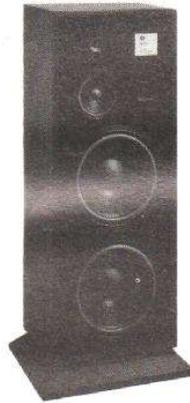
CENTRE TECHNIQUE AUDIO (CTA), 1, Place Adolphe-Chérioux, 75015 PARIS. Tél. : 530.05.73
CIBOT, 1 et 3, rue de Reuilly, 75012 PARIS. Tél. : 346.63.76
CIBOT, 25, rue Bayard, 31000 TOULOUSE. Tél. : (61) 62.02.21
COBRA, 4 et 6, rue de Rochechouart, 75009 PARIS. Tél. : 526.16.62
HIFI CLUB TERAL, 53, rue Traversière, 75012 PARIS. Tél. : 307.87.74.
ILLEL, 86, bd Magenta, 75010 PARIS. Tél. : 201.94.68.
ILLEL, 106, avenue Félix-Faure, 75015 PARIS. Tél. : 554.09.22.
MADISON, 127, rue St-Charles, 75015 PARIS. Tél. : 578.81.16
NORD-RADIO, 141, rue La Fayette, 75010 PARIS. Tél. : 285.72.73
SCALP MUSIC, 27, avenue de Paris, 94300 VINCENNES. Tél. : 365.25.93.



HRC

DK5
 Mini-enceinte - 60 W - 3 voies -
 Boomer FOCAL à double bobine
 Ø 13 cm - Tweeter AUDAX 51 à
 dôme de 10 mm - Diffuseur
 frontal à 3 branches - Ebénisterie
 de très haute qualité - Fréquence
 de résonance 70 Hz (50 Ω) -
 Impédance minimale entre 20 et
 20 000 Hz - 5,8 Ω - Pression
 acoustique maximum :
 103 dB SPL.

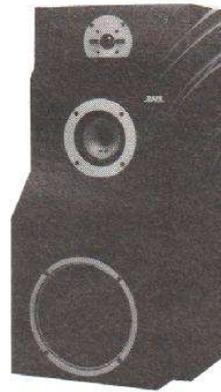
FOURCHETTE DE PRIX
 1 250 F / 1 350 F



JBL

R 133
 Modèle à trois voies, qui
 comporte un haut-parleur grave
 puissant allié à un radiateur
 passif, restitué des graves
 profonds et intelligibles, et la
 configuration au sol place le
 médium et le tweeter au niveau
 de l'oreille d'un auditeur assis.
 Des sélecteurs à réglage
 progressif situés sur la face avant
 permettent d'ajuster le niveau
 des médiums et des aigus.
 Fréquence de raccordement :
 600 Hz - 3 000 Hz - Plage de
 puissance ampli 10 à 150 W par
 canal - Sensibilité : 91 dB - Dim. :
 95,9 x 41,3 x 32,4 cm - Poids :
 26,2 kg.

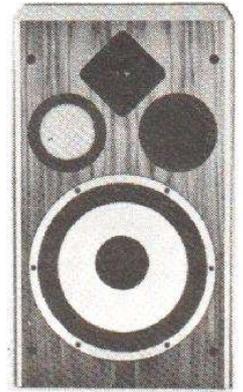
FOURCHETTE DE PRIX
 2 400 F / 2 600 F



SIARE

FUGUE 400 LUXE A
 Enceinte 3 voies - 100 W -
 Système Bass-Reflex
 spécialement étudiée et conçue
 pour utilisation avec les platines
 laser - Boomer Carbone -
 Médium à fibres de verre
 tressées - Tweeter à dôme -
 Bande passante 40-25 000 Hz -
 Amplificateurs recommandés de
 20 à 80 watts par canal - Maxim.
 110 watts - Impédance 8 Ω -
 Dimensions : 780 x 280 x
 360 mm - Poids 20 kg.

FOURCHETTE DE PRIX
 2 000 F / 2 300 F



VIETA

E500
 Enceinte 3 voies - 8 Ω - Boomer
 25 cm - Médium 7,6 cm - Tweeter
 2,5 cm - Puissance admissible de
 100 W RMS - Sensibilité : 92,5 dB
 SPL - 1 W/1 m (bruit blanc) -
 Puissance minimum de l'ampli :
 20 W - Principe Bass-Reflex -
 Ebénisterie noyer - Dimensions :
 545 x 325 x 265 mm - Poids :
 12 kg.

FOURCHETTE DE PRIX
 1 500 F / 1 800 F

Le magnétophone

TANDBERG

AUDIO-TUTOR

TAT 771



TANDBERG est une firme norvégienne dont l'une des spécialités est la réalisation de systèmes audio-éducatifs. C'est dans cet esprit que le magnétophone à cassette TAT 771 a été conçu. Aujourd'hui, la cassette s'est répandue et beaucoup de progrès techniques ont été accomplis : les appareils proposés se compliquent, deviennent stéréophoniques. Le TAT 771 marque en quelque sorte un retour en arrière, retour volontaire, car l'appareil proposé est essentiellement conçu pour un usage intensif et aussi pour être manipulé par des mains inexpertes, voire maladroitement !

L'appareil est présenté dans une gangue de matière plastique grise, des touches de couleur équipent le clavier. La grille du haut-parleur est d'un diamètre inhabituel, la qualité sonore n'a pas été oubliée, le haut-parleur est effectivement de la taille de la grille.

Le TAT 771 a été conçu pour être utilisé dans deux positions ; à cet effet, les inscriptions de façade sont rédigées dans deux sens mais en anglais, ce qui peut constituer une gêne pour un emploi en milieu scolaire en France en tout cas, à moins que l'on ne profite de l'occasion pour appren-

dre l'anglais ! La double inscription est accompagnée, pour le clavier, des symboles usuels.

Plusieurs modes d'enregistrement sont offerts, nous avons un micro interne permettant un enregistrement de bonne qualité, une prise pour micro à commande de pause existe également ; en plus, nous avons une entrée ligne, le tout accompagné d'une prise DIN entrée/sortie pour liaison avec un autre magnétophone.

Le TAT 771 vous offre donc toutes les possibilités d'enregistrement souhaitables. Le réglage de niveau du micro interne est auto-

matique, pour l'entrée externe, on utilisera un des potentiomètres. L'entrée ligne mélange son programme à celui du micro.

L'indication du niveau est fournie par un Vumètre à deux échelles, la seconde échelle est celle d'un volt-mètre.

Le contrôle d'enregistrement est possible sur le haut-parleur, ce dernier est toutefois commutable pour éviter l'effet Larsen, réaction acoustique entre le micro et le haut-parleur.

L'écoute bénéficie donc du grand haut-parleur, un correcteur de timbre assez efficace permet d'améliorer la compréhension par élimination de l'excès de grave ou accentuation de l'aigu.

Le clavier est le plus rationnel que l'on puisse imaginer (à notre avis), la touche d'éjection est combinée à celle d'arrêt, en partant de la lecture, une double pression éjecte la cassette. Pendant la lecture, on peut agir sur les touches d'avance et de retour rapides pour retrouver un pas-

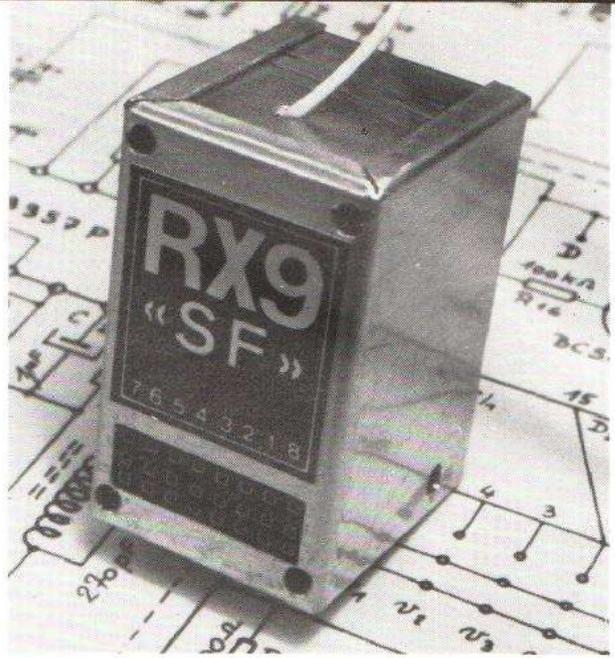
sage ; dès le relâchement de la touche, la lecture reprend.

Une prise DIN permet de relier le magnétophone à une enceinte externe, pour travailler en public address par exemple.

L'alimentation se fait par 6 piles de 1,5 V gros modèle, une prise pour alimentation sur secteur et une pour 110 ou 220 V sont prévues.

La fabrication est japonaise, le haut-parleur est un Matsushita, les potentiomètres des Alps. Le norvégien Tandberg se lance aussi dans la sous-traitance, sans doute pour bénéficier d'un coût de fabrication ou de plus grandes séries, le modèle pouvant être dérivé d'autres produits de présentation différente.

L'appareil fonctionne correctement ; la sonorité, même sur haut-parleur interne, est correcte. Le poids est rassurant et la mécanique paraît fiable. Une réalisation fonctionnelle, faite pour durer. **E.L.**



Un récepteur R.C.

A SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE

LE RX9-S/F

POSSEDER une platine HF à synthèse de fréquence, comme la HF4-SF, 41 ou 72 MHz décrite dans les deux numéros précédents, c'est très bien, mais si l'on n'a pas le récepteur associé, on sent bien qu'il manque quelque chose ! C'est pourquoi, avant de poursuivre la description du nouvel émetteur TF7, à affichage à cristaux liquides, nous avons préféré vous présenter au préalable la description de notre récepteur dernier né : le RX9-S/F, permettant la réception dans tous les canaux des bandes 72 ou 41 MHz, selon la version réalisée. Nous vous proposons l'étude théorique dans ce numéro et la description pratique dans le numéro suivant.

Le récepteur à synthèse de fréquence doit constituer un progrès ! En d'autres termes, ce nouveau récepteur doit pour le moins garder les qualités des récepteurs précédents en leur apportant, en plus, la possibilité du changement facile de la fréquence de réception. Dans cette optique, nous pouvons en

dresser un rapide cahier des charges :

- Le récepteur doit être réalisable en n'importe quelle fréquence : en 72 MHz, comme en 41 MHz, voire en 27 MHz ou en 436 MHz, si on le voulait !
- Le récepteur doit rejeter la fréquence image puis-

que le dernier RX9 le faisait !

— Le nouveau récepteur doit fonctionner en 4,8 V typiques, sans subterfuge, telle une élévation de la tension. En effet l'élévateur nécessaire est inévitablement du type à oscillateur de découpage, donc à signaux carrés à fréquence assez élevée, ce qui dans un récepteur sensible ne manque pas d'être extrêmement inquiétant, tant il est difficile de savoir si tel ou tel harmonique ne gênera pas telle ou telle fréquence à recevoir. Situation d'autant plus inextricable que le relaxateur de découpage est instable, donc risque de donner des perturbations essentiellement aléatoires. Bien sûr, on peut résoudre le problème

à grand renfort de blindages. Hélas, le récepteur RC a de telles dimensions que cette solution, valable par ailleurs, est bien difficile à mettre ici en œuvre ! Penser aussi à la consommation parasite du système élévateur et il est évident que cette solution n'est pas la bonne !!

— Le nouveau récepteur doit être très stable en tension et en température. Si possible, il sera meilleur que ses prédécesseurs !

— Le nouveau récepteur doit garder la sensibilité remarquable des RX7 ou RX9.

— Il reste enfin à souhaiter que ce nouveau récepteur soit très facile à réaliser tout en restant de dimensions et de poids raisonnables.

Nous prétendons vous offrir tout cela dans les lignes qui suivent. Comme vous le constaterez, nous avons sérieusement étudié la question et n'avons négligé aucun point, même si l'attrait de la synthèse de fréquence aurait toléré quelques excuses !

Mais voyons la genèse du RX9-S/F !

Puisque nous avons décidé de rejeter la fréquence image, le RX9-S/F ne peut être... pour le moment qu'un double changeur de fréquence. C'est évidemment pourquoi nous sommes partis de notre dernier modèle, le RX9. On remarquera que depuis la description de ce récepteur, quelques imitateurs ont fait de même : une maison spécialisée dans les kits RC, un fabricant français qui crie « cocorico » !

Quelques amateurs ont même repris ce récepteur pour l'accommoder à leur sauce personnelle, vous avez dû le constater dans certaines revues parallèles ! Tout cela est très bien et prouve sans doute que la formule avait du bon ! Nous allons donc broder sur le thème !

Comme vous le savez bien maintenant, un récepteur à double changement de fréquence transforme d'abord la fréquence reçue en une première fréquence intermédiaire FI_1 , laquelle est à nouveau convertie en une seconde, FI_2 (voir

fig. 1). Cette technique impose donc la présence de deux oscillateurs locaux FO/1 et FO/2. Si l'on veut rester dans le classique et surtout dans la bonne disponibilité des composants, il faut adopter :

$FI_1 = 10,7 \text{ MHz}$
et $FI_2 = 455 \text{ kHz}$,

ce qui permet de trouver facilement dans le commerce les transfos FI et les filtres céramiques nécessaires.

La sélectivité du récepteur est donnée par la chaîne FI_2 sur 455 kHz. Avec des composants à prix raisonnable, il est possible d'atteindre une sélectivité de 10 kHz, soit un espacement des canaux HF réels de cette valeur. Il est beaucoup plus difficile de descendre à 5 kHz : les problèmes de stabilité de fréquence commencent à apparaître, il faut diminuer le swing à l'émission, les filtres deviennent coûteux. Notons que, même si l'on admet un instant que ce soit possible, cela donne, nous l'avons bien vu en étudiant la platine HF de l'émetteur, 101 canaux en gamme 72 MHz et 41 canaux en gamme 41 MHz. Aussi, avouons-nous avoir assez mal digéré qu'une certaine revue de modélisme nous déclare qu'avec tel ensemble « 10 ans en avance sur son temps » (ce qui est déjà stupide, car tout vient à son heure, nous l'avons expliqué dans

le n° 1692 !), il est possible d'avoir 256 fréquences, voire 1 000 fréquences différentes. Nous regrettons de devoir le dire, mais c'est faux ! Les nombres maximaux sont ceux que nous avons indiqués ci-dessus ! A moins d'émettre hors bande, évidemment ! Mais attention, si nous nous livrons à ce genre de fantaisie, l'Administration aura tôt fait de nous taper sur les doigts ! Et nous l'aurons bien mérité ! Soyons donc très sérieux et ne racontons pas n'importe quoi !

Pour ce qui concerne le RX9-S/F, en ayant choisi l'un des meilleurs filtres de la gamme MURATA, le CFW 455 HT, nous ne pouvons pas vous promettre mieux que 10 kHz entre canaux réels. Ayant le catalogue sous les yeux, il est évident que le pas de 5 kHz est le maximum absolu possible... même avec un filtre professionnel en boîtier métallique !! Et encore, c'est du très juste !

Dans la conception d'un double changeur de fréquence, il faut éviter de tomber dans un autre piège, en croyant naïvement que ce système supprime automatiquement la fréquence-image. C'est faux, voyons-le sur un exemple :

Soit $FI_1 = 10\,700 \text{ kHz}$, avec $FO/2 = 10\,245 \text{ kHz}$, d'où $FI_2 = 455 \text{ kHz}$, car $10\,700 - 10\,245 = 455 \text{ kHz}$.

Mais,

$10\,245 - 9\,790 = 455 \text{ kHz}$ également ! c'est-à-dire que si la chaîne FI_1 manque de la sélectivité nécessaire, elle ne fera pas le tri entre 10 700 et 9 790 kHz. La première valeur, avec $FO/1 = 61\,300 \text{ kHz}$, correspond à la réception de $10\,700 + 61\,300 = 72\,000 \text{ kHz}$ et la seconde à la réception de $9\,720 + 61\,300 = 71\,090 \text{ kHz}$! Or cette fréquence est à $2 \times 455 \text{ kHz} = 910 \text{ kHz}$ sous 72 000 kHz et c'est bien la fréquence-image de 72 000 kHz, exactement comme si le récepteur était à simple changement de fréquence. Moralité : si la sélectivité absolue du récepteur est assurée par FI_2 , par contre une mission essentielle de FI_1 est d'assurer la réjection de la fréquence image du second mixer. Mais pour cela, il faut que la chaîne FI ait une sélectivité suffisante.

Rappelons que le filtre 10,7 MHz du RX9 avait une bande passante de 180 kHz, valeur largement assez bonne pour satisfaire à l'exigence ci-dessus. Par contre, imaginons que nous fassions $FI_1 = 40 \text{ MHz}$, en filtrant cette fréquence avec une simple bobine accordée. Alors ne nous attendons à rien de bon. Le récepteur à double conversion ainsi construit sera à peine meilleur qu'un simple changeur !

Avec les valeurs 10,7 MHz et 455 kHz classiques, les deux oscillateurs locaux doivent fonctionner sur 61,3... MHz (du moins en 72 MHz, cas le plus difficile et que nous traitons ici, car qui peut le plus, peut le moins !) et sur 10 245 kHz. Pour changer de fréquence de réception, on change en général la valeur de FO/1. Un tel récepteur à synthèse de fréquence doit donc avoir un

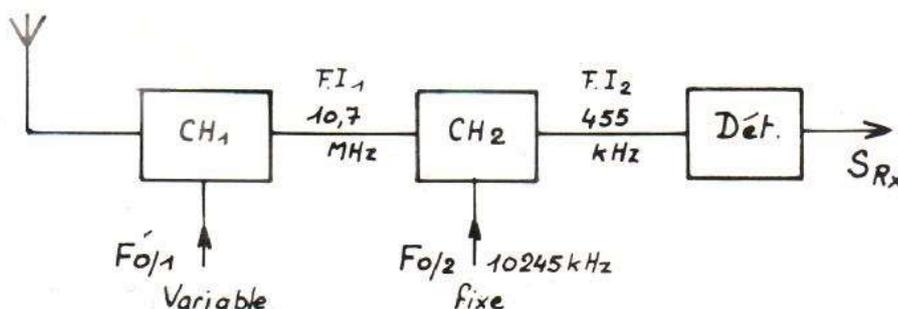


Fig. 1. - La solution classique.

VCO oscillant dans la bande des 61 MHz !

Or, et c'est le drame, le circuit de synthèse, pourtant remarquable, le MC 145151 ne digère pas directement cette fréquence, surtout si on veut l'alimenter en 4 V, ce que nous avons décidé de faire (voir les courbes, fig. 6, p. 135, n° 1692). Sous une tension de 4 V, impossible de dépasser la bonne dizaine de mégahertz (20 MHz théoriques !) Et c'est ainsi que l'on se retrouve à passer en revue les solutions possibles :

— **La multiplication de fréquence.** Très difficile à mettre en œuvre dans un récepteur compact, dans lequel on ne peut pas monter les filtres de bandes et étages intermédiaires pour quadrupler. Il faut pourtant un signal FO/1 pur, si l'on veut éviter les « oiseaux » comme disent les radio-amateurs, c'est-à-dire les réceptions parasites sur harmoniques imprévus. Exemple : VCO sur 15 325 kHz quadruplé pour avoir 61 300 kHz. L'harmonique 2 du 15 325 est de 30 650, ce qui avec le 41 200 à l'antenne donne du 10 550 kHz. Bigre ! Ce n'est pas bien loin de 10 700 kHz !

Par ailleurs, rappelons que la multiplication de fréquence multiplie aussi le pas de synthèse, ce qui dans l'exemple développé oblige à descendre à 1,25 kHz, avec difficulté de réalisation du filtre passe-bas et risque de résidu à la démodulation. Pensez aussi que la multiplication de fréquence multiplie les dérives par le même facteur. Ainsi, pour 500 Hz de dérive au VCO, vous voici avec 2 kHz de dérive en FO/1, dérive qui se retrouve dans la fréquence de réception. Comme la sélectivité du démodulateur FM est très

grande, un tel glissement va se traduire par une baisse notable du signal de sortie, voire par sa disparition.

— **La division de fréquence.** Le VCO oscille sur 61 MHz, on divise par 4 et on envoie du 15,25 MHz vers le MC 145151 (ce qui est encore beaucoup, sous 4 V !). Séduisant, mais il faut un diviseur VHF très gourmand en courant. Un tel diviseur donne aussi un fort niveau de rayonnement parasite risquant de brouiller le récepteur. Encore une mauvaise solution !

— **Le mixer-down.** Nous avons retenu ce système à l'émission et en avons dit grand bien. C'est vrai, mais déjà deux changeurs de fréquence, plus un, feront trois ! C'est beaucoup dans un récepteur compact ! Il nous faudra aussi trois quartz. Cela donne à réfléchir !

Alors... que faire ??

Eh bien, nous avons totalement contourné le problème en ne synthétisant pas le premier oscillateur local FO/1 mais en synthétisant le second FO/2 !

Etait-ce le coup de l'œuf de Colomb ? Peut-être, mais en tout cas cela résoud catégoriquement la question puisque FO/2 fonctionne sur 10 MHz environ et que le MC 145151 fonctionne parfaitement à cette fréquence sous les 4 V que nous lui imposons !

Oui, mais... !

Le premier oscillateur FO/1 étant fixe, FI₁ devient variable comme la fréquence reçue F_r, car $FI_1 = F_r - FO/1$.

Ainsi, si nous fixons FO/1 à 61 550 kHz, nous aurons (gamme des 72 MHz) :

$$72\,000 - 61\,550 \leq FI_1 \leq 72\,500 - 61\,550$$

$$10\,450 \leq FI_1 \leq 10\,950$$

La chaîne FI₁ doit donc avoir une bande passante de 500 kHz en 72 MHz et de 200 kHz en 41 MHz. Cela ne pose pas de problème en 41 MHz, mais devient un peu plus difficile en 72 MHz. L'utilisation d'un filtre céramique 10,7 MHz aux caractéristiques figées n'est plus possible. (La bande de ces filtres est au plus de 300 kHz.) D'autre part, un autre inconvénient

apparaît : si la bande FI₁ va de 10 450 à 10 950 kHz, l'oscillateur FO/2 doit couvrir de 10 450 - 455 à 10 950 - 455, soit de 9 995 kHz à 10 495 kHz. Or, rappelons-le, avec le MC 145151, compte tenu des rapports de division disponibles (voir fig. 8, p. 136, n° 1692) et du pas de 5 kHz que nous voulons adopter, nous sommes contraint de travailler avec $n = 2\,048$ et avec un quartz de référence de 10 240 kHz. Vous constatez alors que la fréquence de l'horloge du synthétiseur tombe en plein dans la course du VCO (de 9 995 à 10 495 kHz). Si nous adoptons cette solution, la réception serait complètement étouffée à ± 5 kHz de cette fréquence brouilleuse. Cela se produirait pour $10\,240 + 455 + 61\,550 = 72\,245$ kHz, avec impossibilité totale de recevoir 72 240, 72 245 et 72 250 kHz !

On ne peut évidemment pas tolérer une telle situation. Il est indispensable de décaler la valeur moyenne de FI₁ pour éviter ce grave

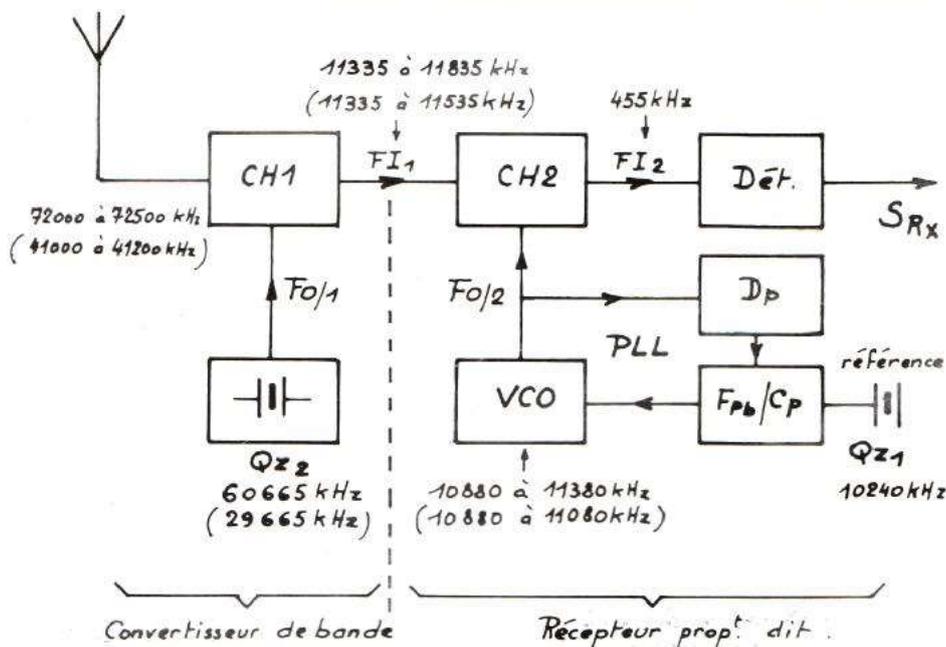


Fig. 2. — Solution choisie pour le RX9-S/F.

ennui. Pour arriver à un bon résultat, il suffit de placer la bande FI, soit au-dessus de $10\,240 + 455 \pm 5$ kHz soit au-dessous ($10\,695 \pm 5$ kHz). Nous verrons plus loin que le choix définitif tient compte de la facilité de programmation du MC 145151.

Il faut également éviter de trop s'éloigner de la fréquence standard de 10,7 MHz, car si le filtre céramique à cette fréquence est inutilisable, il faut réaliser un filtre LC. Tant qu'à faire, il est plus simple d'employer des bobines 10,7 MHz du commerce, ne serait-ce que pour éviter à l'auteur la punition supplémentaire de les bobiner pour vous !!

Le filtre FI₁, doit donc avoir une bande de 500 kHz à -3 dB et une très bonne coupure pour rejeter correctement la fréquence image du second

mixer. Un tel filtre peut se réaliser avec deux bobines accordées et couplées en tête par un condensateur de faible valeur. Si nous étions Graupner ou Multiplex ou autre seigneur de la RC, nous commanderions à MURATA un filtre céramique aux caractéristiques exactes désirées ! Il est bien évident que le modeste amateur que nous sommes, ne risque pas de pouvoir s'offrir une telle fantaisie ! Rassurons-nous, le RX9-S/F n'en fonctionnera pas moins correctement !

Ainsi constitué, le RX9-S/F correspond d'ailleurs à ce que les radio-amateurs appellent un « convertisseur de bande » couplé à un récepteur classique. Voir figure 2. La partie convertisseur correspond au premier mixer qui produit une translation de la bande à recevoir. Le reste du mon-

tage constitue ce qui serait le récepteur proprement dit. C'est ainsi que se pratique parfois la réception des bandes 432 ou 144 MHz avec un récepteur décimétrique.

I - Etude du schéma effectif

Le RX9-S/F comprend trois modules électriquement et mécaniquement distincts. Cette séparation en trois parties présente de sérieux avantages. Chaque section est indépendante, elle peut se réaliser et se vérifier plus facilement. Il faut en effet penser que le montage d'un double changeur de fréquence à synthèse en une seule platine conduit ou bien à des dimensions importantes ou bien à un entassement des composants tel que le montage et les interven-

tions ultérieures sont des tours de force à la portée de peu d'amateurs. En adoptant le principe des petits modules il est possible d'aboutir à un récepteur très compact et très facile à monter. Nous allons étudier successivement les trois modules.

1. Le module de synthèse. Voir fig. 3.

Ce module est évidemment construit autour du MC 145 151. Nous avons simplement repris un des premiers montages décrits avec ce circuit (RP. n° 410). Le VCO est un oscillateur Hartley oscillant aux environs de 11 MHz. L'oscillation est prélevée sur le drain du FET, type 2N4416, pour attaquer l'entrée du diviseur programmable du CI de synthèse et par ailleurs envoyée vers le second mixer du récepteur. L'accord est effectué par la seule varicap BB105. Le filtre passe-bas qui alimente cette diode est à composants passifs. Il est classique dans sa forme (voir notice Motorola) mais deux condensateurs ajoutés, C₃ et C₅, améliorent le fonctionnement (RP. n° 426). Le verrouillage est excellent sur toute la gamme à couvrir (500 kHz en 72 MHz) et va même bien au-delà. On sait que cet état est caractérisé par la nature des impulsions visibles à l'oscillo au picot 28 du MC 145 151. Ici ces impulsions sont très fines, à peine visibles. En définitive, un montage fonctionnant parfaitement sans problème particulier.

Le quartz de référence est un 10 240 MHz, type fondamentale. C'est finalement la valeur la plus convenable pour aboutir au pas de 5 kHz désiré, compte tenu des possibili-

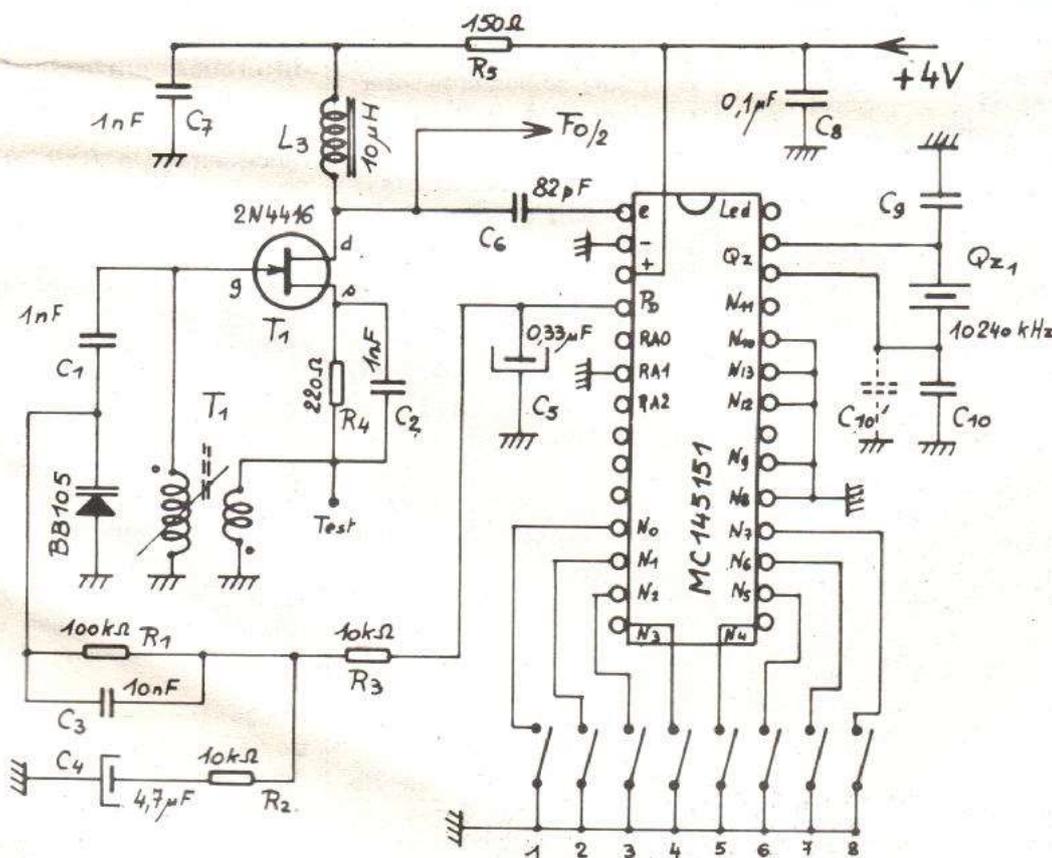


Fig. 3. - Schéma du module Synthèse RX9-S/F.

tés du MC 145 151. Cette valeur nous pose cependant quelques problèmes dont nous avons déjà parlé. Pour diviser par 2 048, les entrées RA0, RA1, RA2, sont à placer à 1, 0 et 1.

Comme la fréquence générée par le VCO est du même ordre de grandeur (env. 11 MHz) la dérive de l'horloge se retrouve exactement dans celle de ce VCO. Comme il n'y a pas de multiplication de fréquence, la même dérive se retrouve dans celle globale du récepteur. Ainsi, si vous adoptez un quartz banal de dérive $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ vous aurez une dérive de 550 Hz max. dans la gamme de température et ceci aussi bien en 72 qu'en 41 MHz (sans parler de la dérive de FO/1).

Il est donc inutile de chercher un « oiseau rare » ! Sur ce sujet nous voulons faire un « mea culpa », car le texte concernant la platine HF de synthèse (n° 1 692) et relatif à ce quartz était particulièrement ambigu, nous l'avons constaté après coup ! En effet, le problème est exactement identique pour cette platine HF. Le « down-mixer » de HF6-S/F délivre du 12 MHz environ et un banal $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ convient parfaitement. L'exemplaire de luxe dont nous avons parlé (le XS2 306 de KVG) et qui a été monté sur le proto, avec ses $\pm 7 \cdot 10^{-6}$, dérive de seulement 84 Hz dans sa gamme de température ! C'est merveilleux mais tout à fait excessif, car il faut tenir compte aussi de la dérive du second quartz. Ne vous croyez donc pas obligé de monter, A TOUT PRIX, ce XS2 306 et adoptez éventuellement un quartz ordinaire ! Vous n'aurez pas d'ennuis pour autant.

Voyons maintenant la

question de la programmation de la fréquence de sortie. Nous avons choisi de placer la gamme du VCO au-dessus de 10 240 kHz pour éviter le brouillage interne par cette fréquence. Le facteur de division à programmer par les mini-interrupteurs sera donc supérieur à $10\,240/5 = 2\,048$. On aura ainsi : $N_{11} = 1$ (voir n° 1 692, p. 138). Nous avons pensé qu'il serait très agréable de pouvoir programmer la fréquence du récepteur en fonction du NUMERO de CANAL choisi. Ainsi, si nous désirons 72 000 kHz exactement, nous programmerions « 0 » partout. Pour avoir le dernier canal, soit 72 500 kHz, nous programmerions 100 en binaire, puisque c'est le centième canal (en commençant à compter à 0). Dans ces conditions, le tableau de programmation devient presque inutile pour les bons en calcul mental. Par exemple, vous désirez recevoir 72 325 kHz. Vous faites $325/5 = 65$ et vous programmez 65 en binaire ($65 = 64 + 1$). Selon ce principe, le maximum à afficher est de 100_{10} , soit 1 100 100 en binaire et il suffit de 7 interrupteurs. Comme le bloc utilisé en possède 8, le dernier, inutile, peut se mettre à 0 ou à 1.

S'il est à 0, la programmation permet de passer de $2\,048 + 0 = 2\,048$ à $2\,048 + 100 = 2\,148$. Cela conduit à faire osciller le VCO de $2\,048 \times 5$ à $2\,148 \times 5$ soit de 10 240 à 10 740 kHz, solution impossible à cause du brouillage par l'horloge à 10 240 kHz.

Il faut donc placer ce dernier interrupteur à 1, ce qui ajoute un poids de 128 au nombre programmé, le faisant passer de 2 048

$+ 128 + 0 = 2\,176$ à $2\,048 + 128 + 100 = 2\,276$, avec un VCO oscillant (en 72 MHz) de 10 880 à 11 380 kHz nous dégageant complètement du risque de brouillage par le 10 240 kHz de l'horloge.

Dans ces conditions, la bande FI₁ va de 10 880 + 455 à 11 380 + 455 donc de 11 335 à 11 835 kHz. Pour obtenir ce résultat le premier quartz donnant FO/1 doit être taillé sur $72\,000 - 11\,335 = 72\,500 - 11\,835 = 60\,665$ kHz. Un raisonnement similaire et l'adoption du même principe en bande 41 MHz nous conduit à un quartz de 29 665 kHz, donnant une bande FI₁ allant de 11 335 à 11 535 kHz. La programmation doit aller de 0 à 40_{10} , ce que permettent 6 interrupteurs seulement. Le calcul est le même : Exemple, programmation de 41 080 kHz. On fait $80/5 = 16$ et on programme 16 en binaire, soit 10 000. Bien sûr, le huitième interrupteur est à 1 et le septième est à 0.

Les quartz choisis 60 665 kHz et 29 665 kHz seront mis en stock chez SELECTRONIC, dans les références SM816 et SM815 de MATEL, garantissant une fréquence exacte.

Un dernier mot sur le module de synthèse : sa consommation est de 8 mA sous 4 V ! On se situe donc très en dessous de ce que consommerait un module alimenté en tension « gonflée » par un convertisseur. Le supplément apporté à la consommation du récepteur global est finalement dérisoire en face de la consommation totale de l'ensemble, servos compris. Cette faible consommation est de plus un élément très favorable dans la recherche d'une stabilisa-

tion efficace de la tension de 4 V, comme nous le verrons plus loin.

2. Le module de réception. Voir fig. 4.

C'est ici que l'on retrouve le RX9 (voir HP n° 1 678). L'essentiel du montage est resté tel et donne toute satisfaction. On retrouve donc l'étage de préamplification HF à BF200 procurant une très bonne sensibilité. Les deux bobines L₁ et L₂ contribuent déjà à une présélection sévère des fréquences reçues, leur accord étant très précis. Puis la HF amplifiée est injectée dans le premier mixer, un SO42E, dont l'oscillateur local fonctionne, nous l'avons vu, soit sur 60 665 kHz, soit sur 29 665 kHz, selon la gamme choisie. Les éléments L₃ et C₁₈ favorisent l'entrée en oscillation sur le bon partiel du quartz.

C'est à la sortie que l'on trouve, non seulement la différence entre la fréquence reçue et celle de FO/1, mais aussi la différence entre le RX9 et le RX9-S/F. Plus de filtre céramique 10,7 MHz, mais un filtre de bande à deux bobines couplées en tête par C₂₀. On obtient de cette manière la bande passante désirée de 500 kHz, en 72 MHz. Le facteur de forme est suffisamment correct pour assurer une atténuation très sévère de la fréquence image du second mixer. Nous donnerons dans le prochain numéro du HP les photographies des courbes de réponse de ce filtre FI₁.

Les transfos T₂ et T₃ sont des modèles 10,7 MHz du commerce. Il faut cependant les accorder un peu plus haut en fréquence (au-dessus de 11 400 kHz). Le jeu normal des noyaux rend cet accord

possible. Cependant on peut remarquer au vobulateur, les noyaux presque entièrement dévissés, une petite baisse de la surtension des bobines. Pour éviter cela, un artifice de dessin du circuit imprimé permet d'insérer une capacité en série avec celle d'origine du transfo, la ré-

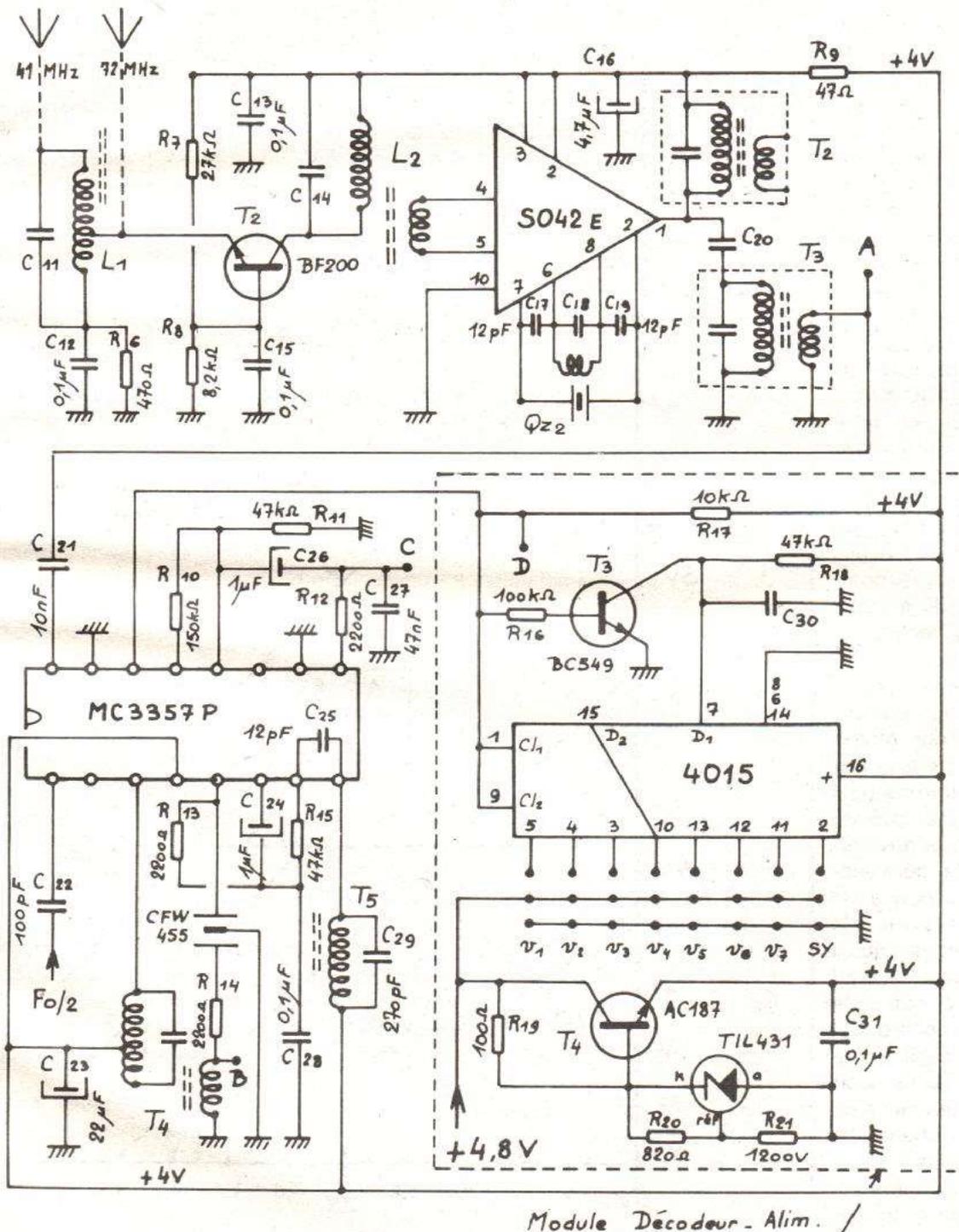
duisant d'autant et ramenant les noyaux dans une position plus normale. Nous verrons cela le mois prochain.

La fréquence intermédiaire FI_1 , dûment filtrée, est injectée dans le second mixer construit avec le MC 3357 de Motorola. Evidemment ce circuit inté-

gré ne fournit plus lui-même FO/2, mais la reçoit du module de synthèse. De ce fait, l'étage oscillateur interne est inutile (transistor interne T_1 , voir fig. 7, p. 167, n° 1 678) l'oscillation étant injectée directement sur la base du transistor T_2 .

Le reste du récepteur est

resté parfaitement identique à celui du RX9, comme en témoigne la figure 4. Un détail cependant qui a son importance. Il concerne le transfo T_5 . Ce bobinage est associé au démodulateur FM et permet l'extraction du signal S_{RX} de sortie. L'accord de ce transfo est très critique et détermine



Module Décodeur - Alim.

Fig. 4. - Schéma du RX9-S/F. Récepteur. Décodeur. Alimentation.

l'apparition puis l'amplitude de ce signal. Il suffit de tourner le noyau d'une fraction de tour pour provoquer une baisse importante du signal S_{RX} . Nous avons utilisé dans le RX9 le transfo FI, de TOKO, type 4 100 A. Or, l'expérience l'a prouvé, ce transfo est TRES sensible à la température. Un courageux modéliste, faisant voler par température sous 0° nous l'a signalé. Sérieuse vérification entreprise, il s'est avéré que la ferrite équipant le 4 100 A était responsable de cette dérive : il suffit d'un bon coup de sèche-cheveux, ou, à l'inverse, d'un coup de bombe givrante sur le 4 100 A, pour faire disparaître le signal. C'est plus que fâcheux, évidemment !

Il est donc impératif de remplacer le 4 100 A par un modèle stable en température, non seulement dans le RX9-S/F, mais également dans les RX9. Malheureusement, ce transfo stable n'existe pas dans le commerce (à notre connaissance !). Il a donc fallu que l'auteur réalise lui-même la pièce nécessaire ! Pour éviter le « piratage » nous ne donnerons pas les caractéristiques du transfo ainsi mis au point. Par contre nous fournirons bien volontiers cette pièce, prête à l'emploi, contre demande préalable convenable (enveloppe réponse de rigueur !). Avec le modèle fourni, la dérive est quasi nulle, du gel à la canicule ! Petite contre-partie : le condensateur d'accord C_{29} ne peut plus se placer à l'intérieur de T_5 . Il doit donc être à l'extérieur, à un endroit où justement les places sont chères ! On y arrive cependant, même sur les RX9 d'origine (document joint à l'envoi de T_5). Le condensateur C_{29} est de préférence au styroflex.

Comme le récepteur RX9-S/F se prétend « haut de gamme », nous ne l'avons prévu qu'avec le filtre céramique 455 kHz le plus performant : le CFW455HT de Murata. On peut ainsi prétendre à espacer les canaux effectifs de 10 kHz.

Le signal démodulé et filtré par la cellule $R_{12} C_{27}$ a une amplitude de 1 Vcc au point C. Il est envoyé dans l'un des amplificateurs internes du MC 3 357, qui l'amène aux niveaux haut et bas de l'alimentation soit 4 Vcc. La charge du tran-

sistor de sortie (picot 14) se trouve dans le module décodeur.

Avec la technologie TF7 - HF6-S/F et RX9-S/F, les impulsions sont positives en C. Le signal de sortie D est également positif. Se méfier des mariages de technologies que pratiquent certains réalisateurs, prenant l'émetteur « machin » et le récepteur « truc » et s'étonnant que ça ne marche pas !

La consommation du module de réception est de 4 mA sous 4 V.

3. Module de décodage et d'alimentation. Voir fig. 4, dans l'encadré.

a) le Décodeur

Rien de nouveau ! Toujours équipé du 4 015, fournissant les signaux des 7 voies sur les sorties v_1 à v_7 mais aussi l'impulsion de synchro sur v_8 . La sortie de cette dernière impulsion permet d'adjoindre au récepteur un système de sécurité. Par exemple le SECURITEF qui sera décrit prochainement dans cette revue. En effet dès que le récepteur est suffisamment

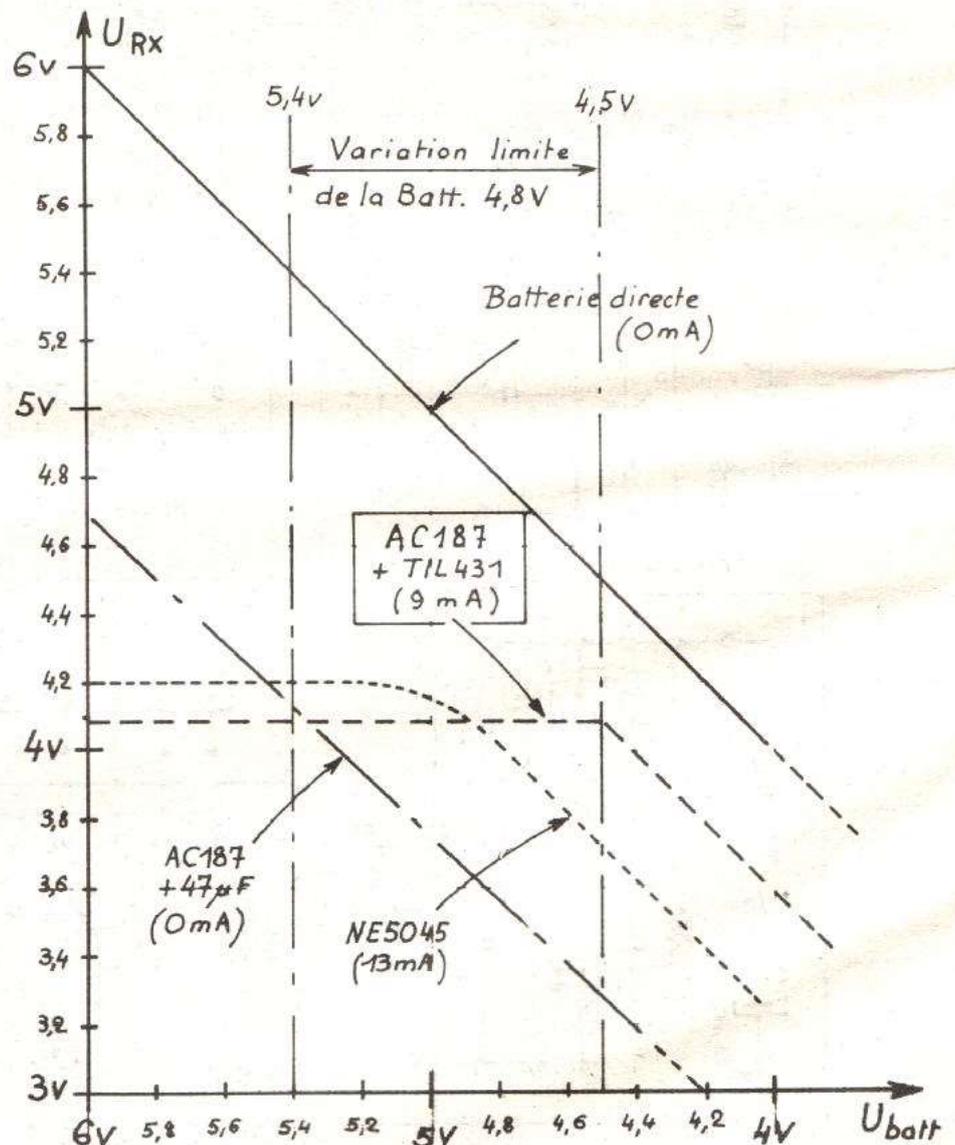


Fig. 5. - Performances comparées de l'alimentation du RX9-S/F. (... mA) → Consommation du régulateur à $U_{batt.} = 5V$. Courbes relevées en charge sur 330 Ω (12 mA à 4 V).

brouillé pour perturber le positionnement des servos, on peut constater que l'impulsion de synchro est tronquée, ne faisant plus sa durée légale. Un détecteur de défaut est alors actionné et la sécurité entre en action.

Insistons bien sur le fait qu'il est **IMPOSSIBLE** d'empêcher le brouillage d'un récepteur par une émission parasite à EGALITE de fréquence. Toutes les publicités disant le contraire sont mensongères ! Le fameux « PCM » autour duquel on fait grand bruit est exactement aussi vulnérable qu'un système classique. En fait, tout cela semble bien être un argument commercial.

Finalement il s'agit donc de trouver un moyen de faire savoir au récepteur que son signal est brouillé. Nous prétendons que l'analyse de la durée de l'impulsion de synchro est caractéristique de ce brouillage. De plus, cette impulsion est fournie gratuitement par le 4015. On ne voit donc vraiment pas la raison de chercher ailleurs ! Nous en reparlerons certainement.

Le décodeur utilisé est ultra simple, comme le montre la figure 4. Les impulsions D attaquent l'entrée horloge (Cl₁ et Cl₂) du registre à décalage 8 bits, tandis que T₃ assure la mise en forme du signal « Data ». N'insistons pas ! Tout cela est bien connu !

La consommation du décodeur seul est de... 150 μ A !

b) L'alimentation

Dans tous nos récepteurs précédents nous nous contentions de faire un FILTRAGE électronique de la tension d'alimentation du récepteur et du décodeur. Ce filtrage était suffisant pour éviter qu'un brusque

appel de courant d'un servo n'entraîne une réaction en chaîne de tous les autres. Mais ce filtrage n'apportait aucune stabilisation de la tension filtrée. Voir la courbe, figure 5, correspondant ainsi au AC187 + 47 μ F, solution retenue dans les RX4 à RX9.

Dans un récepteur synthétisé, il faut être plus exigeant. En effet, le module de synthèse est sensible à la variation de sa tension d'alimentation : la fréquence de l'horloge dérive provoquant un glissement de fréquence reçue. Les « à-coups » provoquent des variations instantanées du VCO, se retrouvant dans le signal démodulé. Quand on sait que la tension de la classique batterie RC, de 4,8 V, passe en réalité de 5,4 V, en fin de charge, à quelque 4,5 V, complètement à plat, on sent qu'il y a quelque chose à faire... Et nous l'avons fait !!

Le système REGULATEUR proposé est très simple, mais d'une efficacité surprenante. La courbe AC187 + TIL431 de la figure 5, en témoigne. La tension est régulée à 4 V typiques et ne change pas de 1/100 V, la batterie passant de 5,4 à 4,5 V ! Ainsi sur le proto nous conservons exactement 4,07 V jusque 4,5 V. En dessous, la tension suit celle de la batterie (courbes parallèles). A noter que si votre avion est encore en l'air avec une tension aussi basse, vous ferez sans doute un feu de bois avec les débris ! Signalons que le SECURITEF fait passer en sécurité quand la tension batterie descend à 4,55 V. On peut donc constater une parfaite compatibilité entre les deux appareils. Quand cela se produit, il faut poser IMMEDIATEMENT, avec

minimum d'action sur les commandes.

Le schéma retenu pour le régulateur comporte un transistor ballast, AC187, au germanium, pour économiser les précieux dixièmes de volt. La régulation proprement dite est assurée par une diode zener programmable de TEXAS, la TIL431, diode qui s'est avérée excellente... à condition de l'alimenter correctement.

Et c'est bien le seul défaut du système ! Pour 5 V batterie, ce qui correspond au régime « de croisière » de celle-ci, le régulateur consomme 9 mA. C'est évidemment agaçant de savoir que nous « perdons » ainsi des milliampères, mais il faut remettre les choses à leur place en calculant que la consommation totale est de 8 + 4 + 9 soit 21 mA pour l'ensemble du RX9-S/F et que cela donnerait une autonomie de 25 heures environ, avec une batterie de 500 mAh... s'il n'y avait pas les servos !

A noter que nos expérimentations nous avaient permis d'avoir le régulateur « parfait » car stabilisant à 4 V de 5,4 V à 4,37 V et ne consommant pour ses besoins propres que moins de UN milliampère. Malheureusement, il fallait faire appel à un circuit intégré plus encombrant, très cher et difficilement disponible. Nous avons donc finalement opté pour la solution raisonnable, même si la consommation est un peu supérieure.

Bien sûr, avec une telle stabilité de la tension régulée, rien à craindre des dérives de fréquences et des mouvements de servos. C'est particulièrement agréable.

Un mot encore concernant le NE5045, souvent utilisé dans les réalisations

commerciales. Outre que ce circuit intégré ne fournit pas la huitième voie, donc l'impulsion de synchro et qu'il est sensible au bruit, en l'absence d'émission, il s'avère que le régulateur de tension qu'il intègre a des performances bien inférieures à celles du RX9-S/F. Voir la courbe relevée, figure 5. Signetics indique que le 5045 régule si la tension batterie dépasse 5 V et se contente de filtrer en dessous de 5 V. C'est à peu près ce que nous avons constaté sur l'exemplaire testé. En réalité, la régulation s'effondre en dessous de 5,2 V, ce qui permet de dire que le 5045 n'a pas souvent l'occasion de réguler puisque la tension batterie n'est jamais bien longtemps au-dessus de cette valeur. Evidemment la difficulté de réguler est en dessous de 5 V et non au-dessus ! Remarquer également le coude très brusque du régulateur RX9-S/F, comparé à la dégradation progressive de la régulation du 5045. Enfin, pour faire ce travail assez médiocre, le NE5045 consomme 12 à 13 mA à 5 V, ce qui est nettement plus que notre système, qui ne soutire que 9 + 0,15 = 9,15 mA. En conclusion, pas de regrets à avoir !

Un dernier mot, ce mois, pour vous signaler que le kit du RX9-S/F sera disponible chez SELECTRONIC, dès la sortie du prochain numéro donnant la description pratique. Vous ne perdrez donc pas de temps !

A noter que l'auteur fournit les bobines L₁, L₂, T₁ et T₅, aux conditions habituelles.

(à suivre)
F. THOBOIS

Pratique de la mesure

Exemples

DE MESURE DE TENSIONS

DISPOSANT maintenant d'un bon voltmètre, grâce au montage que vous avez réalisé en suivant les indications de l'article du mois dernier, nous allons pouvoir envisager quelques exemples pratiques de mesure de tensions, ceci sans nous préoccuper de la perturbation apportée par le voltmètre lui-même, puisque l'adaptateur voltmètre prétend justement les supprimer.

Il n'est pas possible, évidemment, de passer en revue tous les montages possibles dans lesquels on est amené à faire des mesures de tensions, ces montages étant innombrables. Il n'est pas possible non plus, comme nous l'ont demandé quelques lecteurs de choisir LE montage les intéressant plus particulièrement, mais qui laisse indifférents tous les autres. Nous ne pouvons donc, dans le cadre d'un article général, que prendre quelques montages types, très classiques en nous en servant pour étayer notre raisonnement.

Il faut aussi savoir que, quel que soit le circuit sous test, toutes les tensions mesurées ne sont pas significatives. N'oublions pas, en effet, que si certains points dits « froids » sont à des potentiels continus et fixes, donc mesurables avec profit, par contre, de nombreux autres dits « chauds » sont soumis à

des tensions essentiellement variables dont la mesure n'apporte généralement qu'un renseignement discutable, voire absolument sans intérêt. Là encore, une bonne connaissance des conditions de fonctionnement permet de faire la part des choses.

A noter enfin que certaines mesures sont très perturbantes pour le montage lui-même. L'effet de shunt apporté par un voltmètre à résistance interne trop faible fait par exemple chuter les impédances de fonctionnement et peut faire « dérailler » le système. Dans ce cas, la mesure ne veut strictement rien dire. Dans d'autres cas, c'est l'effet de capacité parasite de la pointe de touche qui perturbe. Il en sera ainsi dans les circuits HF, par exemple. Un oscillateur peut ainsi « décrocher » tandis qu'un amplificateur lui, « accrochera », c'est-à-dire entrera en oscillations parasites. Notons que la ré-

sistance de 10 k Ω intercalée à l'extrémité de la sonde de mesure de notre adaptateur est justement destinée à réduire au maximum ces types de perturbation. La prudence reste cependant de rigueur. Il faudra surveiller le fonctionnement au moment de la mesure, pour voir si la pointe de touche le modifie. Dans un tel cas, la mesure n'est pas possible.

Mais nous allons passer maintenant à l'analyse de quelques exemples concrets, afin d'essayer d'apporter un peu plus de lumière sur un problème difficile, très vaste et souvent très mal connu des débutants.

EXEMPLE I :

Etage amplificateur BF à transistors

Quoi de plus simple et de plus classique que le banal schéma de la figure 1. Il s'agit du montage amplificateur à transistor monté en « émetteur commun ». C'est de loin le plus répandu. Le transistor choisi est au silicium, de type NPN, par exemple BC107, BC549, 2N2926...

Il existe des centaines de références sensiblement équivalentes pour un tel montage !

Rappelons brièvement le fonctionnement. Le pont diviseur de base, R_1 , R_2 fixe le courant de repos de la base du transistor. Il détermine ainsi le point de fonctionnement. Ce courant de base, par le gain en courant du transistor (β) provoque un courant collecteur tel que la tension collecteur est à peu près le demi-potentiel de l'alimentation. Ainsi les signaux BF injectés sur la base, en modifiant le point instantané de fonctionnement, modifieront le courant de collecteur ce qui, loi d'Ohm aidant, modifiera la tension de collecteur, donnant les signaux BF de sortie. La résistance R_4 d'émetteur est destinée à stabiliser le point de fonctionnement en température. En effet, le courant de base dépend de la différence de potentiel existant entre B et E. Si le courant de collecteur, donc d'émetteur, a tendance à augmenter, par exemple par emballement thermique, alors la tension d'émetteur augmente et, de ce fait, réduit la différence de potentiel entre B et E et du même coup tend

à réduire le courant de base, donc celui de collecteur. A noter que la résistance R_2 formant pont diviseur avec R_1 , comme déjà dit, tend à stabiliser le potentiel de B et partant à faciliter l'action précédente.

Pour faire une approche très concrète, nous vous conseillons vivement de monter provisoirement cet étage avec les composants indiqués, par exemple sur une boîte à connexions rapides, genre N-DEC ou sur une plaquette genre Veroboard. L'alimentation peut se faire avec une pile de 9 V, ou deux piles standard de 4,5 V.

Les points A et E du montage sont des points « froids ». Les tensions y sont continues et fixes, mesurables sans aucune difficulté. Par contre, en fonctionnement réel, les points B et C sont « chauds ». L'entrée e reçoit le signal à amplifier et la sortie s délivre le résultat de l'amplification. Ne prétendant pas analyser le fonctionnement dynamique, il ne sera pas nécessaire de monter les condensateurs d'entrée et de sortie, destinés à couper la composante continue de B et de C.

En principe, la mesure des potentiels de B et C soulève donc une difficulté. Pourtant, ici, cette difficulté est très relative. D'abord parce que les impédances d'entrée et de sortie sont

faibles, de l'ordre de quelques milliers d'ohms, donc très en dessous de la résistance d'entrée de notre adaptateur. Par ailleurs parce que le montage est à Basse Fréquence (BF) donc que les capacités parasites ne sont pas un problème, même en fonctionnement réel. Enfin parce que les tensions variables apparaissant en B et E sont toujours globalement symétriques par rapport aux potentiels de repos, du moins si le fonctionnement est normal. Par conséquent l'aiguille du voltmètre continu qui ne peut pas suivre les fluctuations de la modulation indique simplement le potentiel moyen, donc en principe le potentiel de repos. Les mesures en B et C sont donc tout à fait possibles avec un bon voltmètre, tel celui que vous possédez maintenant.

Dans tous les montages à transistors, une règle sacrée : il doit exister entre base (B) et émetteur (E) une tension égale à la tension typique de jonction, si le transistor est bon et en régime normal. Cette tension est très voisine de 0,6 V pour un transistor au silicium et de 0,1 V pour un transistor au germanium (ces derniers se faisant de plus en plus rares dans les montages récents). La mesure de la tension entre B et E est donc la première à faire quand il y a doute sur

le fonctionnement du transistor ou de l'étage correspondant. La tension U_{BE} peut se mesurer directement entre B et E, mais on peut également la déterminer par différence en mesurant la différence de potentiel entre E et masse, puis celle entre B et masse et en faisant une soustraction. Ce procédé peut paraître curieux à certains, mais il faut savoir que la plupart des voltmètres électroniques, tels les multimètres numériques ou simplement... l'adaptateur décrit sont utilisés en reliant masse à masse et que dans ce cas, c'est bien la seconde méthode qui est la plus pratique.

Rappelons que si le point de fonctionnement du transistor est correctement calé, la tension collecteur est moitié de celle de l'alimentation : Par exemple 4,5 V si l'alimentation se fait sous 9 V.

Un mot encore au sujet de la cellule R_5, C_4 dite de « découplage ». Cette cellule est destinée à réduire les interférences des divers étages d'un ensemble électronique les uns sur les autres. En effet, tout appel brutal de courant d'un étage tend à faire chuter la tension d'alimentation, ce qui modifie un peu les performances des autres étages, modifications qui peuvent être cumulatives avec l'effet initial, entraî-

nant par exemple, les fameux accrochages dont nous parlons plus haut. Le condensateur C_4 doit donc être considéré comme un « réservoir » de courant destiné à atténuer fortement sinon à éliminer totalement les variations de la tension d'alimentation de l'étage, par les autres étages. La résistance R_5 assure la charge de C_4 .

Voyons maintenant quelques exemples d'incidents pouvant survenir dans le montage de la figure 1. Ces incidents peuvent être parfaitement simulés sur le montage expérimental, ce qui est très instructif.

a) U_A et toutes les autres tensions sont nulles

C'est la panne la plus simple. Vérifier d'abord la tension d'alimentation à l'entrée du montage. Si elle est nulle aussi, voir l'alimentation. Si la tension y est normale, vérifier d'abord à l'ohmmètre la continuité de R_5 . Si cette résistance n'est pas coupée, il y a fort à parier que le coupable est C_4 , probablement claqué, c'est-à-dire en court-circuit.

b) $U_B = 0,7$ V. $U_E = 0,1$ V. $U_C = U_A = 9$ V.

Le courant de base existe, mais le courant d'émetteur est très faible. La chute de tension dans R_3 est nulle confirmant que le courant de collecteur fait défaut. On peut supposer que le transistor a son collecteur claqué ou déconnecté,

c) $U_B = 0,7$ V. $U_E = 0,1$ V. $U_C = 0,1$ V. $U_A = 9$ V.

Le courant de base existe encore, le courant collecteur égal au courant d'émetteur fait par contre défaut puisque U_E est très faible.

Cette fois, c'est la résistance R_3 qui est coupée ou déconnectée.

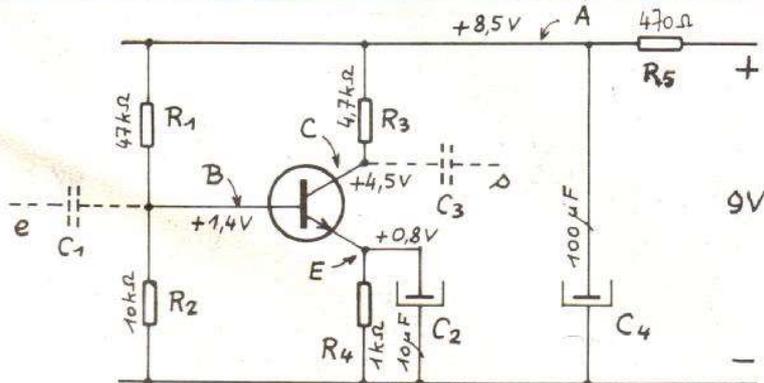


Fig. 1. — Etage BF type RC.

d) $U_B = 0\text{ V}$. $U_E = 0\text{ V}$
 $U_A = 9\text{ V}$.

Le courant de base est nul. Il faut supposer que la résistance R_1 est coupée.

e) $U_B = 1,5\text{ V}$. $U_E = 0\text{ V}$
 $U_C = 9\text{ V}$.

La tension entre B et C est égale à 1,5 V. Elle est donc bien trop grande. Il est presque certain que la jonction de base de T est claquée.

f) $U_B = 0,6\text{ V}$. $U_E = 0\text{ V}$
 $U_C = 0\text{ V}$. $U_A = 8\text{ V}$.

Il y a courant de base et différence normale de 0,6 V entre B et E. Par contre, la tension de collecteur est nulle ou presque et celle du point A est plus basse qu'normalement. Il faut en déduire que le courant de collecteur est très excessif avec passage du transistor à la saturation. Comme la tension d'émetteur est nulle, c'est sans doute le condensateur de découplage de l'émetteur, C_2 , qui est claqué.

g) $U_B = 2,2\text{ V}$. $U_E = 1,6\text{ V}$
 $U_C = 1,5\text{ V}$. $U_A = 8,3\text{ V}$.

Le transistor est apparemment normal puisque la tension entre B et E fait bien 0,6 V. Pourtant la tension émetteur est trop forte ce qui suppose un courant émetteur trop intense, hypothèse confirmée par une tension collecteur très basse, donc tendance à la saturation du transistor. Notons aussi la tension de A un peu faible, ce qui va bien dans le sens d'un débit de l'étage trop élevé. Il faut alors penser au point de fonctionnement et se tourner vers R_1 et R_2 , en mesurant leur valeur réelle pour voir si celle de R_1 n'est pas trop basse ou celle de R_2 trop forte, voire cette résistance coupée.

h) $U_B = 1,5\text{ V}$. $U_E = 1,2\text{ V}$
 $U_C = 9\text{ V}$.

Pas de courant collecteur et tension U_{BE} trop faible (0,3 V). Penser à une coupure de la résistance R_4 .

EXEMPLE II :

Etage d'amplification HF à transistor

Il y a une grande ressemblance avec le schéma précédent (voir figure 2). La différence essentielle vient du fait que la charge de l'étage est inductive. Il s'agit généralement d'un enroulement accordé placé dans le collecteur du transistor. Le couplage à l'étage suivant peut se faire comme en figure 2, à l'aide d'un secondaire bobiné sur l'enroulement précédent, mais il se fait aussi souvent par capacité, comme dans la figure 1. L'attaque de l'étage peut être purement capacitive, comme en figure 1. Par contre, dans le cas du couplage par secondaire de la figure 2, dans lequel la polarisation de base est appliquée au pied du secondaire constituant un point froid. L'émetteur du transistor est monté comme en figure 1. Les points B et E sont des points froids et la mesure de leur tension ne pose aucun problème. Par contre, les points B' et C sont chauds : les mesures y seront presque toujours perturbantes car elles provoquent presque inévitablement des désaccords des enroulements par les capa-

cités parasites apportées. Bien entendu, la difficulté des mesures sera d'autant plus grande que la fréquence est élevée. Les enroulements insérés dans la base et le collecteur sont au plus de quelques dizaines de tours, donc de résistance pure très faible. Les chutes de tensions créées par ces enroulements sont donc très faibles, elles aussi. On aura donc $U_B \approx U_{B'}$ et $U_C \approx U_A$. Pour la simulation des défauts, sur la boîte à connexions rapides, les enroulements de collecteur et de base pourront être remplacés par de simples conducteurs.

Indiquons quelques anomalies possibles :

a) $U_B = U_{B'} = 1,7\text{ V}$
 $U_E = 0,1\text{ V}$. $U_C = 0,1\text{ V}$
 $U_A = 9\text{ V}$.

Le courant de base passe normalement donnant une très faible tension d'émetteur. Par contre, la tension de collecteur très faible indique que ce dernier n'est pas claqué mais qu'il n'est pas alimenté. C'est donc probablement le primaire de l'enroulement de sortie qui est coupé.

b) $U_B = 0\text{ V}$, $U_E = 0\text{ V}$.

Le pont de polarisation de base est correct mais l'enroulement alimentant cette base est coupé.

c) $U_B = U_{B'} = U_E = 0\text{ V}$
 $U_C = 9\text{ V}$.

Cette fois, c'est la résistance de base R_1 qui est coupée à moins que ce ne soit le condensateur de découplage C_1 qui soit claqué.

d) $U_B = U_{B'} = 0,6\text{ V}$
 $U_E = 0\text{ V}$. $U_C = U_A = 4,6\text{ V}$.

Le courant collecteur est très élevé donnant une chute de tension anormalement élevée dans R_5 . Par contre, la tension d'émetteur est nulle. C'est donc par cet émetteur qui est à la masse par court-circuit : certainement C_2 claqué.

EXEMPLE III : Circuits logiques

Les deux exemples précédents étaient des systèmes analogiques dans lesquels les tensions aux points chauds pouvaient prendre n'importe quelle valeur instantanée entre le minimum et le maximum fixés par l'alimentation. Par contre, en logique, les tensions dynamiques passent brutalement du niveau 0 au niveau 1, ou inversement. Ces niveaux étant proches des potentiels limites de l'alimentation. Si le fonctionnement est à cadence très lente, de l'ordre du hertz ou moins, l'aiguille du contrôleur arrive à suivre les variations de niveaux et les mesures des tensions sont possibles sinon faciles. Par contre, dès que la vitesse augmente, l'aiguille

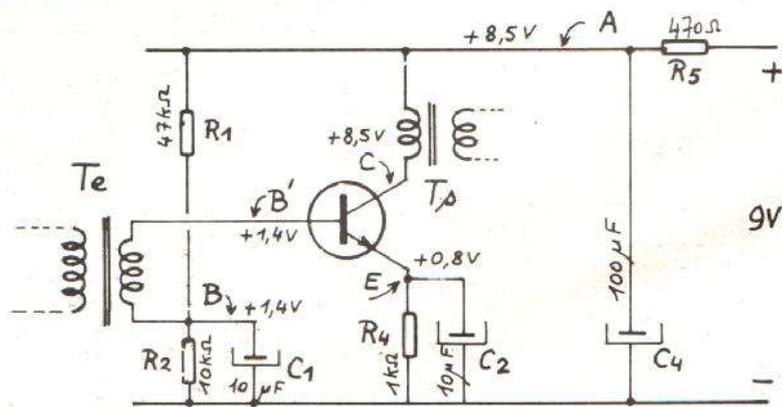


Fig. 2. - Etage BF ou HF à transfos.

n'arrive plus à suivre et indique une valeur « moyenne » compromis entre les états hauts et bas.

Nous nous proposons d'expérimenter un montage très simple construit avec une quadruple porte NAND, type C.MOS : la 4011 bien connue. Voir figure 3.

Les circuits C.MOS ont l'avantage de donner en sortie des niveaux 0 et 1 pratiquement égaux aux potentiels de l'alimentation. Ainsi, si le circuit de la figure 3 est alimenté en 9 V, alors « 0 » vaudra 0V et « 1 » vaudra +9 V. Ces potentiels étant mesurés par rapport au pôle - de l'alimentation.

Le circuit expérimenté est simplement celui d'un oscillateur RC. Ce sont les portes N_1 et N_2 qui assurent cette fonction. Les signaux rectangulaires obtenus ne font ensuite que traverser les portes N_3 et N_4 . La fréquence de l'oscillation est déterminée par la constante de temps des composants associés aux portes N_1 et N_2 . Plus exactement on a $T \approx 2,4 R_1 C$, formule qui permet de prévoir approximativement la période en secondes, connaissant les composants en ohms et farads. Pour avoir la fréquence, il suffit de calculer l'inverse de T , $F = 1/T$. Le résultat est en hertz.

Nous commencerons par monter $C = 1 \mu F$ et $R_1 = 2,2 M\Omega$ donc $R_2 = 4,7 M\Omega$. Dans ces conditions la période de l'oscillation est de l'ordre de 5 secondes et la fréquence voisine de 0,2 Hz. L'oscillateur fonctionne ainsi très lentement.

Mesurons la tension entre les points B, C, D et masse puis entre S et masse le contact Int étant ouvert. Nous allons constater que, dans chaque cas, l'aiguille du voltmètre suit parfaitement la cadence de l'oscillateur : environ 2,5 s à +9 V et 2,5 s à 0 V. On peut remarquer que le niveau haut correspond bien au potentiel de l'alimentation. Les mesures ne sont pas perturbantes car elles se font sur les sorties des portes NAND qui ont une impédance, ou résistance très faible aussi bien côté + que côté -, selon qu'elles se trouvent à 1 ou à 0. Par contre, si vous mesurez entre A et masse, avec un voltmètre ordinaire, l'oscillateur se bloquera. Avec l'adaptateur la perturbation existera aussi mais sera très légère, sans arrêt de l'oscillation.

Si vous pouvez disposer de deux voltmètres, vous pourrez les connecter l'un entre C et masse, l'autre entre D et masse et ainsi visualiser le fonctionnement en inverseur de

l'étage N_3 , la sortie passant à 1 lorsque l'entrée est à 0 et réciproquement. Tant que le contact Int est ouvert, le signal sort en S, mais dès qu'il est fermé, la porte N_4 se bloque avec sa sortie à 1, donc +9 V, en permanence. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle on appelle ce type de circuit PORTE, car il laisse ou ne laisse pas passer le signal, suivant le niveau appliqué à l'entrée de contrôle. La table de vérité ci-dessous donne d'ailleurs le mode de fonctionnement de la NAND, en général :

e_1	e_2	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

En mode inverseur (comme N_3) les entrées e_1 et e_2 sont réunies et la porte fonctionne uniquement soit en ligne 1, soit en ligne 4.

En mode PORTE, l'une des entrées est affectée à la commande, par exemple e_2 . L'autre reçoit le signal logique à transmettre ou pas. Si l'entrée de commande e_2 est à 0 (lignes 1 et 3) la sortie est bloquée à 1. Si l'entrée e_2 est à 1, la sortie donne le « complémentaire » de l'entrée e_1 , soit 1 pour 0 (ligne 2) et 0 pour 1 (ligne 4).

Notons que cette expérimentation ayant trait à la mesure, vous permettra peut-être ainsi de faire vos premières armes logiques !

Mais passons maintenant la valeur de C, de $1 \mu F$ à 10 nF, soit 100 fois moins. L'oscillateur va fonctionner 100 fois plus rapidement : la période sera de 50 ms, environ et la fréquence voisine de 20 Hz. C'est encore faible mais... mesurons les mêmes tensions entre B, C, D, S et masse !

Surprise ! Le voltmètre n'indique plus les battements de l'oscillateur, mais une tension apparemment très stable de 4,5 V environ. Que se passe-t-il donc ? Eh bien, tout simplement que l'aiguille du voltmètre ne peut pas suivre la cadence de 20 battements par seconde ! Elle se fixe alors par inertie sur une valeur « moyenne » entre le haut et le bas, d'où cette indication moyenne de 4,5 V, qui ne veut pas dire grand-chose puisque les potentiels instantanés des points sous mesure sont toujours de +9 V ou 0 V et qu'ils ne sont jamais à +4,5 V.

Voilà donc un type de mesure qui ne sert à rien... ou presque ! Tout au plus peut-on savoir que l'oscillateur... oscille, ce qui n'est déjà pas si mal ! Pourtant en allant un peu plus loin dans la réflexion, nous pouvons tirer des renseignements complémentaires sur la NATURE de l'oscillation rectangulaire.

En effet, si nous mesurons soigneusement les niveaux moyens, d'abord en B, puis en C, nous allons trouver deux valeurs légèrement différentes. Par exemple +4,2 V et +4,8 V. Pourquoi cette légère différence ? Parce que les paliers haut et bas du signal n'ont pas exacte-

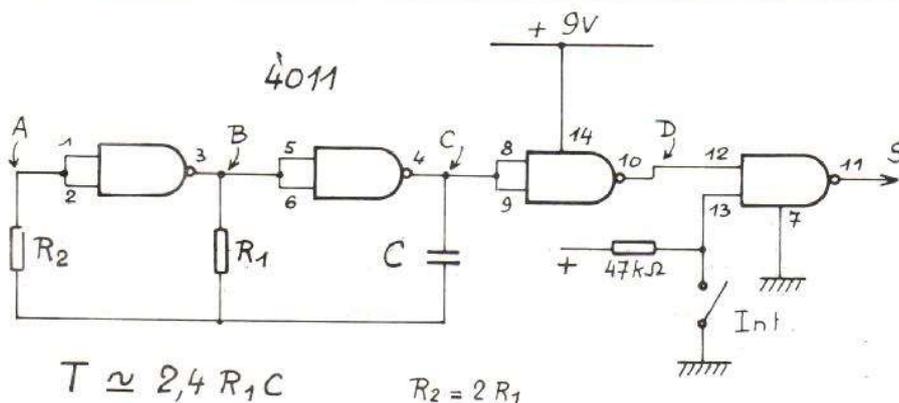


Fig. 3. — Montage logique C.MOS.

ment la même durée. Mais reportons-nous à la figure 4 dans laquelle nous observons une période du signal rectangulaire, soit un palier haut, durant t_1 et un palier bas durant t_2 . La période complète est la somme de ces deux durées :
 $T = t_1 + t_2$.

Dès que la cadence de l'oscillation dépasse l'inertie du voltmètre, l'indication de l'aiguille correspond à u telle que l'aire du rectangle ABCD soit égale à celle du rectangle DEFG.

On a donc :

$$(U - u) \times t_1 = u \times t_2$$

$$Ut_1 - ut_1 = ut_2$$

$$Ut_1 = ut_1 + ut_2$$

$$Ut_1 = u(t_1 + t_2)$$

d'où

$$u = U \times t_1 / t_1 + t_2$$

– Si $t_1 = t_2$, on dit que le rapport cyclique (c'est t_1/t_2) est égal à 1.

Dans ce cas, le facteur de forme $t_1/t_1 + t_2$ (duty cycle, en anglais) vaut $1/2 = 0,5$, et on lit $u = 1/2$ de la tension d'alimentation U . Dans notre cas, ce serait $4,5$ V, aussi bien en B qu'en C.

– Si $t_1 > t_2$, le rapport cyclique est plus grand que 1, le facteur de forme plus grand que $0,5$ et $u = U/2$.

– Si $t_1 < t_2$, c'est l'inverse.

En faisant, sur le montage d'essai, des mesures exactes de durées, à l'aide d'un impulsimètre, nous avons obtenu (avec $C = 10$ nF).

$t_1 = 22,5$ ms et $t_2 = 26$ ms. U valant 9 V.

En mesurant u au voltmètre, on doit obtenir

$$9 \times \frac{22,5}{22,5 + 26} \simeq 4,17$$

(la mesure réelle a donné $4,2$ V).

Si le signal est inversé, t_1 est remplacé par t_2

$$u' = 9 \times \frac{26}{26 + 22,5}$$

calcul qui donne $4,82$ V. La mesure réelle a donné $4,8$ V.

A noter que, tant que l'oscillateur fonctionne dans le domaine de la BF, ces résultats sont parfaitement vérifiés par la pratique. Ainsi, en faisant $R_2 = 4\,700 \Omega$ donc $R_1 = 2\,200 \Omega$, $C = 10$ nF, la fréquence de l'oscillateur passe à 20 kHz environ.

Nous avons mesuré
 $t_1 = 28,7 \mu s$
 $t_2 = 24,7 \mu s$.

Le calcul donne

$$u = 9 \times \frac{28,7}{28,7 + 24,7}$$

soit $4,83$ V. La mesure donne $4,8$ V.

Au-delà de 20 kHz, les effets des capacités parasites tendent à fausser quelque peu le résultat mesuré.

Pour terminer l'article de ce mois, nous vous proposons les deux exercices suivants.

1. Un signal rectangulaire de tension crête à crête $U = 10$ V a une fréquence F de $2\,500$ Hz. Son rapport cyclique est de $0,25$. Calculer la tension u mesurée par un voltmètre continu alimenté par ce signal et ne le perturbant pas.

2. La mesure au voltmètre continu d'une tension rectangulaire de 5 V crête à crête (U) a donné $3,5$ V. Calculer le rapport cyclique et le facteur de forme.

F. THOBOIS

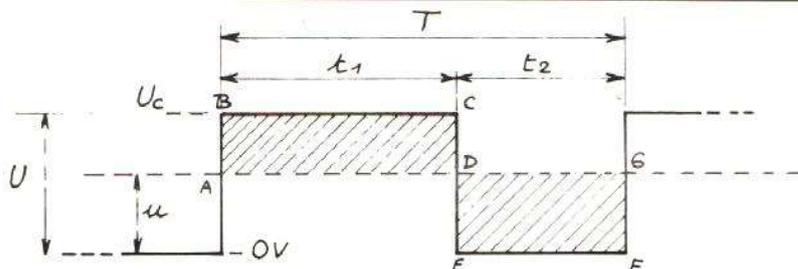


Fig. 4. – Le voltmètre continu indique « u » tel que $A_{ABCD} = A_{DEFG}$.

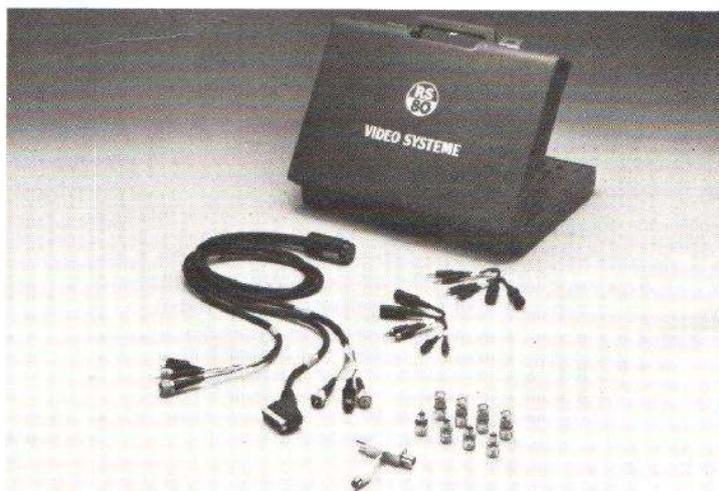
Bloc-notes

CORDONS DE LIAISONS VIDEO 3M

La gamme de kits de liaisons et d'accessoires vidéo 3M s'enrichit d'un kit universel de péricopie RS80, qui est à la fois un kit universel de raccordement inter-magnétoscopes et une liaison péritélévision universelle.

Ce kit permet, lorsque l'on dispose de deux magnétoscopes et d'un téléviseur :

- de réaliser les liaisons entre ces différents matériels quelles que soient leurs caractéristiques.
- D'enregistrer sur les deux magnétoscopes deux émissions différentes diffusées par



deux chaînes de télévision, et de regarder une troisième chaîne.

– De contrôler à tout moment l'enregistrement qu'effectuent les deux magnétoscopes sans interrompre pour autant ces enregistrements.

– De transférer un enregistrement d'un magnétoscope à l'autre sans avoir à modifier les branchements, grâce à la présence d'un interrupteur inverseur.

Le kit universel de péricopie RS 80 est proposé à un prix de vente public de 950 à $1\,000$ F environ.

L'ENTRETIEN

des magnétoscopes

L'USAGE de magnétoscopes, professionnellement parlant, remonte à la fin des années 1950 ; cela veut dire que leur technologie est parfaitement au point. Pour les versions « grand public », la vulgarisation est beaucoup plus récente avec une ombre majeure au tableau qui est la multiplicité des « systèmes » commercialisés : VHS – VCR – BETA – SVR – VIDEO 2000, etc., systèmes, hélas, incompatibles entre eux. Mais on parle maintenant – enfin – d'un standard universel dit « 8 mm ».

Il est donc hors de question d'analyser tout cela en détail dans le cadre de cet article, et nous nous limiterons à donner des conseils pratiques d'ordre général pour la vérification et l'entretien des appareils.

La figure ci-contre rappelle très schématiquement le principe de l'enregistrement vidéo ; les caractéristiques indiquées sont valables pour le système VHS. Les « traces » magnétiques sont effectuées en biais sur la bande du fait de l'inclinaison du tambour porteur des têtes vidéo par rapport à la bande ; tous les signaux d'une image complète sont contenus dans deux traces successives.

N'oublions pas que tout enregistrement suivi de sa reproduction s'accompagne d'une légère perte de qualité.

L'entretien des appareils et des cassettes ne soulève aucun problème capital si

l'on se méfie de leurs quatre ennemis : l'humidité, la poussière, les traces de doigts et le magnétisme.

– En période de non-utilisation, il faut toujours recouvrir la trappe avec le cache-poussière. Un encrassement des têtes tournantes provoque des

images neigeuses ; la lecture d'une bande peut parfois les nettoyer. On peut aussi utiliser une cassette auto-nettoyante, mais il est peu recommandé de tenter le nettoyage du cylindre à l'aide d'un tampon imbibé d'alcool (ou alors uniquement l'entrefer des têtes et avec les plus grandes précautions).

– Les cassettes seront toujours rangées entièrement bobinées, dans leur chemise, stockées verticalement et à plus de 50 centimètres du téléviseur ou de tout champ magnétique dangereux.

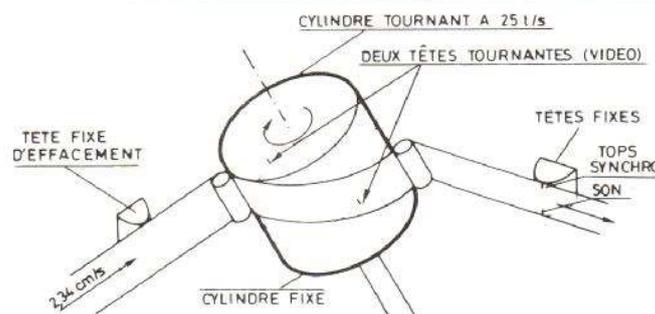
– Il ne faut pas abuser de la touche « PAUSE », car le cylindre tourne alors sur une bande immobile, d'où usure et échauffement local (5 à 10 minutes max.). Le

rebobinage et l'avance rapide ne présentent aucun risque, car la bande va généralement directement d'une bobine à l'autre sans passer par les têtes.

– Dans le cas de la lecture d'une cassette (enregistrée sur un autre appareil) qui pose des problèmes de synchronisation ou qui donne des images floues, il suffit généralement de retoucher le réglage marqué « Alignement » ou « Phase » ou « Tracking ».

– Généralement, les magnétoscopes comportent de nombreux dispositifs de sécurité électriques ou électroniques. Lorsqu'une extrémité de la bande est atteinte (en rebobinage, en enregistrement ou en lecture), le défilement doit s'interrompre pour éviter toute tension excessive. Pour cela, chaque extrémité de la bande magnétique est dotée d'une amorce transparente dont le but est de laisser passer un rayon lumineux émis par une ampoule située au centre du logement de la cassette. Le rayon atteint alors un phototransistor qui commande l'arrêt du défilement.

– Toute bande magnétique



usagée dont certaines parties laisseraient passer la lumière pourrait donc commander l'arrêt automatique de la bande.

— Si l'ampoule venait à « griller », le magnétoscope s'arrêterait de la même façon.

— Si la bande magnétique venait à se rompre, ce dispositif d'arrêt automatique interviendrait également.

— Si la bande se bloque par suite d'un incident, un compteur électronique détecte l'absence de défilement et arrête l'appareil, remettant les touches au repos.

— Les têtes rotatives du tambour vidéo enregistrent et reproduisent la bande. Si ce tambour ne tourne pas, l'arrêt de la bande se fait aussitôt automatiquement.

— L'appareil ne peut démarrer que lorsque la cassette est en place dans son logement. Un microcontact situé au fond du logement détecte sa présence et permet le démarrage.

— La bande magnétique est en contact sur 180° avec un tambour rotatif tournant à 1 500 tr/mn. La condensation ou l'humidité sur la bande et le tambour peuvent faire coller ceux-ci au démarrage. Il y a alors risque de rupture, ou de froissage de la bande, ou encrassement prématuré des têtes vidéo rotatives ; l'image peut disparaître ou être atténuée. Pour éviter cela, sur les magnétoscopes, un circuit de chauffage permanent du tambour évite la condensation ; il entre en fonction dès que l'appareil est mis sous tension. En règle générale, il est sage d'attendre une quinzaine de minutes après la mise sous tension pour commander le défilement.

— Les orifices de ventilation ne doivent pas être obstrués ; l'appareil doit

donc être dégagé de tous côtés, et ne pas oublier d'enlever totalement la housse de protection.

— Une bande magnétique usagée se caractérise par des petits traits horizontaux, des sortes de parasites, qui se remarquent çà et là sur l'écran du téléviseur ; plus la bande est vieille, plus leur densité est importante. Il n'y a pas de risque à utiliser une telle bande, mais la qualité de l'image est altérée.

— Les têtes vidéo s'encrassent rarement si l'on respecte les consignes d'utilisation. Nous avons vu qu'un dispositif de déshumidification entretient en permanence l'état de sécheresse du tambour rotatif. Par contre, un démarrage trop hâtif dans un lieu humide favoriserait une accumulation des poussières au niveau de l'entrefer et neutraliserait celui-ci. Si l'image, l'appareil étant en position lecture, disparaît partiellement ou totalement, on peut conclure à un problème de têtes ; on voit alors une multitude de points noirs et blancs.

— Sur tout magnétoscope, il est recommandé de procéder systématiquement aux révisions périodiques suivantes :

- après 500 heures d'usage, nettoyage des têtes et du système d'entraînement de la bande ;

- après 1 000 ou 1 500 heures, procéder à une vérification générale plus complète (têtes, poulies, courroies, etc.).

Nous l'avons dit, tout enregistrement suivi de sa reproduction s'accompagne forcément d'une perte dans la qualité de l'image. Il ne faut cependant rien exagérer, et lorsqu'on observe de la « neige » sur l'écran, il faut tout d'abord penser à un encrassement possible des têtes de lecture... En

effet, et quoi que l'on fasse, **après un grand nombre d'heures d'utilisation**, de fines particules de l'enduit magnétique de la bande finissent par se déposer sur les têtes vidéo. Du reste, il convient de signaler que le défaut ne peut qu'aller en croissant, et qu'à partir du moment où il se déclenche... il croît même très rapidement ! En fait, moins les têtes sont lisses et propres, plus elles ont tendance à retenir les dépôts et à s'encrasser vite, cela se conçoit.

Lorsque l'encrassement est à ses débuts, on peut charger une cassette vierge et la passer **en visualisation accélérée** dans les deux sens, deux ou trois fois de suite ; on doit observer un mieux sensible. Si cela ne suffit pas, il faut faire appel à une cassette auto-nettoyante (dont le fonctionnement et l'efficacité sont similaires à celles utilisées pour les magnétophones).

On trouve dans le commerce (Comindus-Bib, Agfa, etc.) des boîtes d'entretien vidéo que nous ne pouvons que recommander. Certaines boîtes contiennent des « outils » de nettoyage pour les têtes, outils spécialement étudiés en étroite collaboration avec les constructeurs de magnétoscopes. Ces outils de nettoyage ont une extrémité confectionnée dans une matière non pelucheuse de laquelle ne peut se détacher aucune particule libre susceptible de se transférer et de stationner sur les têtes.

On trouve aussi une bombe aérosol dépoussiérante, un miroir de vérification pour les endroits difficiles (miroir genre dentaire !), un chiffon anti-statique, et bien sûr une cassette auto-nettoyante comportant une bande spé-

ciale quant à sa texture et **non abrasive**, permettant de se débarrasser des dépôts d'oxydes tout au long du chemin suivi par les bandes vidéo normales.

De toute façon, la contrainte « d'ouvrir » l'appareil pour aller s'attaquer directement aux têtes magnétiques ne peut provenir qu'à la suite de négligence. Si l'on s'astreint à un nettoyage fréquent et régulier avec une cassette auto-nettoyante, on ne doit pas être obligé d'en arriver là, tout au moins pas avant un millier d'heures d'usage au minimum.

Bien entendu, l'utilisation d'une cassette auto-nettoyante est à la portée de tout le monde ! S'il est nécessaire d'intervenir à l'intérieur du magnétoscope, il faut déjà être un peu technicien ou, en tout cas, un bon « bricoleur ». Enfin, s'il s'agit d'un défaut provenant carrément d'une usure des têtes, ou provenant des têtes déplacées, décalées, nous le disons très compétent ; mieux même, il est souvent plus simple et plus économique (moins de main-d'œuvre) de remplacer **tout le tambour** plutôt que de changer les têtes !

Bien sûr, tout s'use, et il est normal, comme dans toute « mécanique », qu'un minimum d'entretien et de révision soit nécessaire de temps à autre. Toutefois, que cela n'effraie nullement les possesseurs de magnétoscopes ou les acheteurs potentiels ; l'expérience de centaines de milliers d'appareils déjà en service a permis de constater qu'aucun défaut majeur n'existait... La fiabilité des magnétoscopes actuels est un fait maintenant parfaitement reconnu.

Roger A. RAFFIN

Notre courrier

TECHNIQUE

Par R.A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR - 05.04-F : M. Michel BESSON, 44 NANTES, désire connaître les caractéristiques de différents transistors, ainsi que celles du circuit intégré SFC 2308 (avec son brochage).

Caractéristiques maximales des transistors :

AF 117 : germanium PNP ; Pc = 80 mW ; Ft = 75 MHz ; Vcb = 20 V ; Vce = 20 V ; Veb = 0,5 V ; Ic = 10 mA ; h fe = 40 pour le = 1 mA et Vcb = 6 V.

AF 139 : germanium PNP ; Pc = 60 mW ; Ft = 580 MHz ; Vcb = 20 V ; Vce = 15 V ; Veb = 0,3 V ; Ic = 10 mA ; h fe = 40 pour le = 1,5 mA et Vcb = 12 V.

AF 106 : 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.

AF 240/252 : germanium PNP ; Pc = 60 mW ; Ft = 650 MHz ; Vce = 15 V ; Veb = 0,3 V ; Ic = 10 mA ; h

fe = 10 à 25 pour le = 2 mA et Vcb = 10 V.

BF 167 : silicium NPN ; Pc = 130 mW ; Ft = 350 MHz ; Vcb = 40 V ; Vce = 30 V ; Veb = 4 V ; Ic = 25 mA ; h fe = 57 pour le = 4 mA et Vcb = 10 V.

BC 173 : silicium NPN ; Pc = 260 mW ; Ft = 550 MHz ; Vcb = 40 V ; Vce = 25 V ; Veb = 4 V ; Ic = 25 mA ; h fe = 88 pour le = 7 mA et Vcb = 10V.

3N 140 : FET canal N ; Pd = 400 mW ; Vp = 4 V ; Vds = 16 V ; Vdss = 20 V ; Vgss = 4 V ; Id = 50 mA ; Idss = 30 mA ; Igss = 1 nA ; G fs = 6 à 18 millisiemens pour Vds = 14 V et Vgs = 4 V.

3N 187 : FET canal N ; Pd = 330 mW ; Vp = 4 V ; Vds = 15 V ; Vdss = 20 V ; Vgss = 20 V ; Id = 50 mA ; Ig = 1 mA ; Igss = 50 nA ; G fs = 7 à 18 millisiemens pour Vds = 15 V et Vgs = 7,2 V.

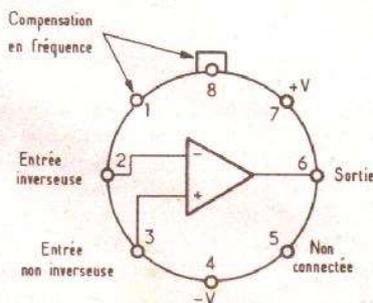
Caractéristiques du circuit intégré **SFC 2308 :**

Amplificateur opérationnel. Tension d'alimentation = de

$\pm 2 V$ à $\pm 15 V$; tension de décalage à l'entrée = 10 mV max ; courant de polarisation moyen = 10 nA max ; courant de décalage à l'entrée = 1,5 nA max ; courant fourni par les alimentations = 800 μA max ; impédance différentielle d'entrée

= 40 M Ω ; tension d'entrée limite = $\pm 14 V$. Brochage : voir figure RR-05.04.

RR - 05.05 : M. Albert PERRIN, 36 CHATEAUROUX, désire des renseignements



SFC 2308

Fig. RR - 05.04

ELECTRONIQUE/ ANALOGIQUE RADIO-TV etc.

MICRO-ELECTRONIQUE MICRO-INFORMATIQUE LOGIQUE

ELECTRICITE ELECTROTECHNIQUE

AERONAUTIQUE NAVIGANTS PN NON NAVIGANTS PNN

PILOTAGE : STAGES FRANCE ou CANADA (QUEBEC AVIATION)

TECHNIQUES DIGITALES MICROPROCESSEURS

INDUSTRIE AUTOMOBILE

DESSIN INDUSTRIEL

activités de pointe, études à distance et stages ponctuels de groupes (jour ou soir) à différents niveaux avec supports pédagogiques exclusifs

infra

TECHNIQUES AVANCEES

DOCUMENTATION GRATUITE HP 3000 SUR DEMANDE
 PRECISEZ LA SECTION CHOISIE, VOTRE NIVEAU D'ETUDES ACTUEL, LE MODE D'ENSEIGNEMENT ENVISAGE (COURS PAR CORRESPONDANCE, STAGES DE JOUR OU DU SOIR) JOINDRE 8 TIMBRES POUR FRAIS D'ENVOI

infra ECOLE TECHNIQUE PRIVEE SPECIALISEE
 24, rue Jean-Mermoz - 75008 PARIS - M° Champs Elysées
 Tél. 225.74.65 • 359.55.65

complémentaires au sujet d'un montage décrit dans notre ouvrage « L'émission et la Réception d'Amateur ».

Il est bien évident que le type de transformateur BF nécessaire à la réalisation du contrôleur-monitor décrit dans « L'émission et la Réception d'Amateur » soit de plus en plus difficile à se procurer. Notez cependant qu'un rapport d'impédance de 2 kΩ à 20 kΩ correspond à un rapport de transformation (nombres de tours) de l'ordre de 3. En conséquence, il suffit de se procurer un transformateur BF de rapport élévateur de l'ordre de 3... ou davantage, tel qu'un TRS-51 ou TRS-53 de AUDAX par exemple.

Autre solution : Il est possible d'utiliser un potentiomètre Pot.3 de 50 kΩ log. en lieu et place de celui indiqué ; puis on effectue une liaison entre le curseur de ce potentiomètre et la broche 5 du circuit intégré en intercalant un condensateur de 0,1 μF ; par ailleurs, mettre la patte 6 du circuit intégré à la masse ; enfin, connecter une résistance de l'ordre de 100 kΩ entre les pattes 5 et 6.

Nous vous signalons également une erreur de dessin concernant ce montage : dans la connexion allant de la prise sur L à la diode OA 95, il faut intercaler un condensateur de 220 pF. Cette erreur a d'ailleurs été rectifiée dans la dernière édition.

Nous profitons de cette réponse pour formuler une remarque. Nous avons observé qu'une proportion de plus en plus importante de lettres de nos lecteurs émane de radioamateurs ou de futurs radioamateurs... Finalement, cela nous fait bien plaisir, et nous les remercions de la confiance qu'ils portent à notre revue.

RR - 05.07-F : M. Marc GOLFIER, 57 ST-AVOLD, nous demande les caractéristiques et les brochages de divers circuits intégrés.

Voici les renseignements demandés :

TL 081 : Amplificateur opérationnel à FET d'entrées. Ten-

sion d'alimentation admissible = ± 18 V ; normale = ± 15 V. Tension différentielle d'entrée maximale = 30 V ; Pd = 670 mW. Tension d'entrée pour une tension de sortie nulle = 6 mV. Courant d'offset = 0,2 nA ; courant de repos = 2 nA ; excursion maximale de la tension de sortie = ± 13 V. Impédance d'entrée = 1 GΩ. Gain de tension en boucle ouverte = 106 dB. Taux de réjection en mode commun = 90 dB. Vitesse de montée du signal de sortie = 9 V/μs.

Deux brochages possibles ; voir figure RR-05.07.

Les amplificateurs opérationnels BI-FET comportent un transistor FET (intégré évidemment) sur chacune des deux entrées (inverseuse et non inverseuse). Cela leur permet de présenter des impédances d'entrée élevées ; par contre, ils sont plus fragiles (électriquement parlant).

TDA 1022 : Dispositif de retard pour signaux analogiques (BBD) ; ligne de retard

pour traitement de signaux BF. Tension d'alimentation = nom. - 15 V ; fréquence d'horloge = 5 à 500 kHz ; nombre d'étages = 512 ; temps de retard = 0,512 à 51,2 ms ; fréquence du signal = 0 à 45 kHz ; tension d'entrée nom. = 7 V c. à c. ; atténuation de la ligne = nom. 4 dB.

CA 3080 : Amplificateur opérationnel. Tension d'alimentation maximale = ± 18 V ; tension maximale d'entrée admissible = 18 V ; tension différentielle d'entrée = ± 5 V ; Pd = 125 mW ; offset = 0,4 mV 0,12 μA ; réaction de la tension offset aux variations de la tension d'alimentation = 76 dB ; courant de repos = 2 μA ; impédance d'entrée = 26 kΩ ; taux de réjection en mode commun = 110 dB.

CA 3094 : Amplificateur opérationnel différentiel ; Vcc max = ± 18 V ; offset = 7 mV 300 nA ; polarisation = 700 nA ; ΔV entrée = 27 V ; impédance différen-

tielle d'entrée = 500 kΩ ; ΔV sortie = 27 V sur 2 kΩ ; gain de tension en boucle ouverte = 86 dB.

Brochages : voir figure RR-05.07.

RR - 05.08 : M. Roland CHALET, 71 MACON, nous demande :

1° des renseignements complémentaires concernant le T.O.S.-mètre/wattmètre décrit dans « L'émission et la Réception d'Amateur » (11^e édition) ;

2° le schéma d'un voltmètre numérique utilisant de préférence le circuit intégré ICL 7106 dont il dispose.

1° Concernant le T.O.S.-mètre/wattmètre décrit à partir de la page 596 de notre ouvrage « L'émission et la Réception d'Amateur », nous vous précisons que la ligne de mesure en U est la même qu'il s'agisse des bandes décimétriques ou des bandes VHF.

Cette ligne étant placée entre les deux socles coaxiaux SO 239 montés aux extrémités droite et gauche du boîtier et ce dernier faisant 150 mm de large, cette dimension détermine donc automatiquement la longueur de la dite ligne (environ 130 mm). L'espacement entre le conducteur central de liaison et les deux conducteurs latéraux parallèles est de l'ordre de 3 mm ; l'écartement entre les deux branches du U de « blindage » est d'environ 15 à 18 mm.

Comme vous le voyez, rien n'est critique du point de vue dimensions et ces dernières sont valables aussi bien pour 50 Ω que pour 75 Ω d'impédance. Le principal est de réaliser une symétrie mécanique parfaite, afin d'obtenir ensuite la symétrie électrique requise comme cela est exposé dans le texte.

2° Un montage de voltmètre numérique utilisant le circuit intégré ICL 7106 a été décrit dans le N° 1644, à partir de la page 213. Nous attirons toutefois votre attention sur le fait que ce circuit intégré ne peut commander qu'un afficheur à cristaux liquides (LCD) et non pas à LED (consommation trop importante).

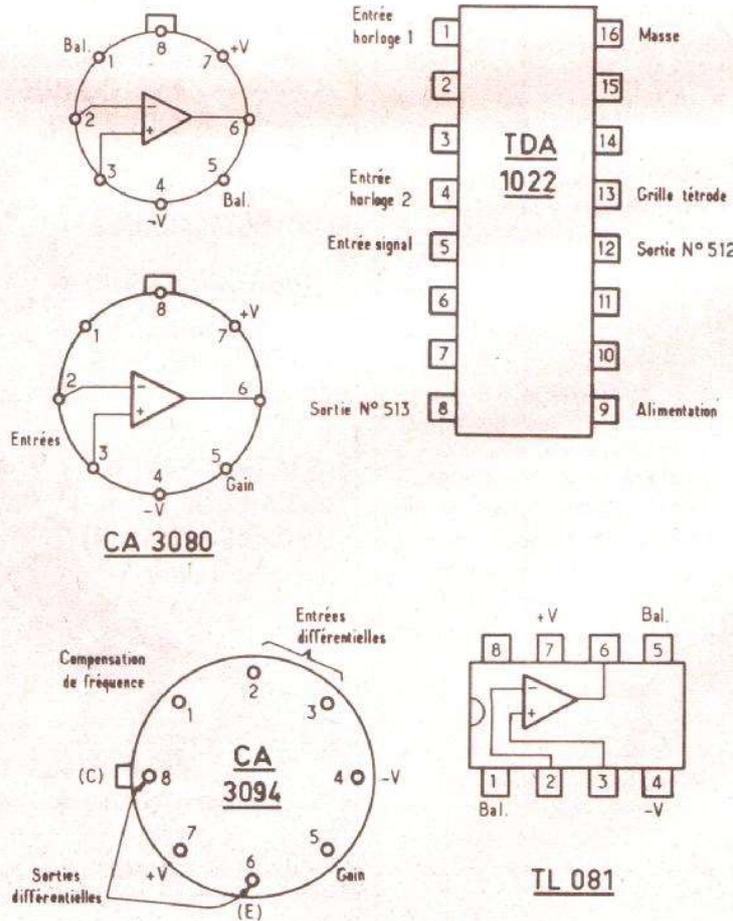


Fig. RR - 05.07

RR - 05.09 : M. Georges MOREL, 58 NEVERS constate divers défauts sur son téléviseur couleur (amorçage intermittent d'étincelles ; décalage horizontal de l'image suivi d'une altération des couleurs et parfois d'une disparition complète de l'image) et nous demande conseil.

Concernant votre téléviseur et plus particulièrement l'étincelle jaillissant entre le tube et l'enjoliveur, cela indiquerait que le revêtement extérieur du tube cathodique n'est pas à la masse, ou en tout cas présente un mauvais contact avec la masse.

Quant aux autres défauts, nous l'avons dit à maintes reprises dans cette rubrique, il est impossible de déterminer l'origine d'une panne à distance, faute de pouvoir examiner l'appareil et de s'y livrer à des mesures systématiques.

Les défauts signalés peuvent effectivement provenir du tube cathodique lui-même ; il peut également s'agir d'un réglage incorrect de la fréquence « lignes » ou du réglage défectueux de la « phase » (625 lignes) sur la platine base de temps « lignes ».

C'est malheureusement tout ce que nous pouvons vous dire par correspondance et le cas échéant, nous vous suggérons de consulter un radio-dépanneur **dépositaire de la marque** de votre téléviseur.

RR - 05.10-F : M. Maurice PORTALIER, 75013 PARIS :

1° nous demande le schéma d'un rhéostat électronique destiné à être intercalé sur une ligne d'alimentation en courant continu de 12 V ;

2° sollicite divers renseignements sur les filetages et taraudages des vis et écrous (difficulté pour trouver des éléments ayant le même pas !).

1° Sur la figure RR-05.10, nous vous proposons le schéma d'un rhéostat électronique pour courant continu (BC 108 + 2N 3055) pour 12 V : sortie 4 A avec un

2N3055 ; davantage avec plusieurs 2N3055 en parallèle ; commande par potentiomètre classique de 5 kΩ à loi de variation linéaire.

2° Dans le domaine du filetage et taraudage, le S.I. (système international) n'est qu'une vue de l'esprit, car il est loin justement d'être international ! Il est surtout utilisé dans la mécanique **proprement dite** (populairement la « grosse mécanique »). Dans toutes les autres applications, les filetages, taraudages et pas relèvent de la plus haute fan-

n'existe malheureusement pas...

1° Nous vous suggérons de vous reporter au N° 1652, à partir de la page 261, où se trouve décrit un compteur à 3 digits (donc de 0 à 999) à usages multiples. Ce compteur électronique devrait donc pouvoir s'adapter assez facilement à l'emploi que vous souhaitez en faire.

2° C'est exact, la figure a « sauté » à l'imprimerie. Néanmoins, grâce au repérage des composants et en se reportant

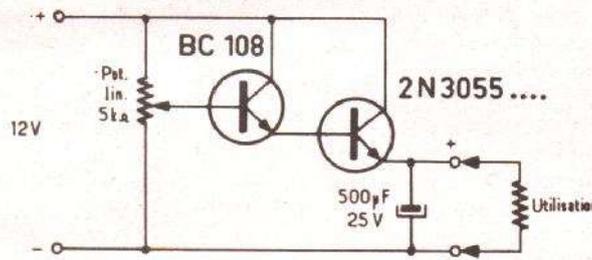


Fig. RR - 05.10

taisie ; nous pouvons vous citer :

a) Pour les tubes : pas de Paris, pas de Lyon, pas de Rouen et pas du « gaz ».

b) En outre, nous avons évidemment le pas S.I. et le pas ISO qui sont les mêmes, sauf pour les diamètres de 4 et de 5 mm !

c) Enfin, nous avons les filetages Whitworth, Sellers, Acme, Loewenhez... pour ne pas citer encore certains pas spéciaux employés en horlogerie !

En radioélectricité et électronique, le S.I. est parfois utilisé, mais c'est le pas Whitworth que l'on rencontre le plus souvent (U.S.A. et Japon).

RR - 05.11 : M. Alain DUBOST, 60 CREIL :

1° recherche le schéma d'un compteur digital susceptible d'atteindre 999 ;

2° possède un transceiver TS 240 et est très intéressé par les modifications indiquées dans notre article publié dans le N° 1657, page 160, article dans lequel la figure dont il est question

au schéma général de l'appareil, il était tout de même relativement commode de s'y retrouver.

De toute façon, cette figure schématisant la modification a été ensuite publiée dans le N° 1671, page 37, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

RR - 05.12 : M. Bernard MELEY, 43 LE PUY :

1° nous demande des renseignements sur l'adaptation d'impédance d'antenne par bazooka ;

2° sollicite notre avis au sujet du fonctionnement et de l'utilisation d'un dipmètre qu'il vient de construire.

1° L'adaptation d'impédance par bazooka en câble coaxial ne se fait pratiquement plus (dispositif trop lourd et encombrant). On utilise main-

**RADIO
COMPTOIR
ELECTRIQUE**

Grand spécialiste de l'électro-ménager, grandes marques.

Matériel neuf déballé ou emballé, avec garantie du constructeur :

Philips, Radiola, Laden, Vedette, Zoppas, Zanussi, Kelvinator,

Ariston, Sauter, Thermor, Cadillac...

**Ouvert
en
août**

Reportez-vous à nos pages
de publicité des mois précédents

ENTREPOTS et EXPEDITIONS : 94, quai de la Loire, 75019 Paris.
Tél. : 205.03.81. Métro Crimée

tenant le « balun » sur ferrite toroïdale qui réalise la transformation d'impédance (si besoin est) et le passage de « symétrique » à « asymétrique » ; voir l'ouvrage « L'Emission et la réception d'amateur », 11^e édition, à partir de la page 317 (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2° Concernant votre dip-mètre, il est tout à fait normal que l'aiguille du galvanomètre indicateur varie avec la rotation du condensateur variable... puisque l'amplitude de l'oscillation est fonction du rapport L/C. Il en est ainsi avec tous les dip-mètres ; mais cela n'empêche absolument pas l'aiguille d'accuser le « dip » au passage (s'il y en a un), car la chute de l'aiguille est alors très brutale et très accusée.

RR - 05.13 : M. Gérard ROCHE, 28 DREUX :

1° sollicite divers renseignements au sujet des antennes d'émission et de leur installation ;

2° nous demande si nous avons publié des articles concernant la programmation et les programmeurs de PROM.

1° En ce qui concerne l'installation de l'antenne 4 - BTV, les points suivants peuvent modifier le T.O.S. :

- nombre des radiaux ;
- inclinaison de ces radiaux ;
- longueur de l'élément de l'antenne correspondant à la

bande considérée (fréquence de résonance).

Néanmoins, pour apprécier si les modifications apportées vont dans le bon sens, il vous faut nécessairement posséder un T.O.S.-mètre pour mesurer et en tirer des conclusions.

Une antenne horizontale 1/2 onde est directive, alors que la 4 BTV ne l'est pas. L'angle de départ par rapport au niveau horizontal de la terre est plus important avec la 4 BTV ; ceci peut favoriser le DX dans certaines conditions. On peut accroître la directivité (et donc le gain) d'une antenne horizontale par l'installation d'éléments réflecteurs et directeurs (ce qui ne peut pas se faire avec une 4 BTV) ; mais il faut alors que l'antenne dipôle horizontale soit orientable.

Il est extrêmement difficile de présumer des résultats des antennes dont vous nous entretenez ; cela dépend essentiellement des conditions locales, de la qualité du sol, etc. Cela ne peut se déterminer d'une façon précise que par essais et comparaisons.

Toutefois, d'après l'avis de plusieurs radioamateurs nous ayant fait part de leurs expériences, il apparaît qu'en ce qui concerne les antennes verticales, de bien meilleurs résultats sont généralement obtenus avec l'antenne installée à même le sol, plutôt que sur un toit ou une terrasse.

2° Des articles se rapportant aux sujets qui vous intéressent ont été publiés dans les revues suivantes :

« Radio-Plans » numéros 357 (p. 49), 364 (p. 103),

365 (p. 115), 366 (p. 115), 367 (p. 67), 397 (p. 72), 420 (p. 27) et 424 (p. 41).

« Electronique Pratique » numéro 48 (p. 124).

RR - 05.14-F : M. Jacques GONDRAND, 03 VICHY, désire connaître les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés TDA 1048 C et TBA 1440.

Voici les renseignements demandés :

TDA 1048 C : il s'agit d'un amplificateur FI avec détecteur AM destiné à la partie « son » des téléviseurs aux normes françaises. Ce circuit remplit les fonctions suivantes :

- Amplification FI (39,2 MHz) avec contrôle automatique de gain.

- Détection avec faible distorsion.

- Potentiomètre électronique (commande du volume sonore par variation d'une tension continue).

Tension d'alimentation ; de 10 à 15 V, intensité d'alimentation ; 40 mA environ ; Pd = 700 mW ; sortie BF = 0,5 à 1,2 V Eff.

TBA 1440 : Amplificateur FI vidéo. Tension d'alimentation = 12 V ; tension max. sur la patte 5 (C.A.G. tuner) = 20 V ; résistance ohmique entre les pattes 8 et 9 = 20 Ω max ; Pd = 0,7 W.

Brochages : voir figure RR-05.14.

RR - 06.01 : M. Paul JANISSET, 71 CHALON-SUR-SAONE, est prié de nous communiquer son adresse complète à l'intention d'un lecteur qui souhaite entrer en rapport avec lui.

RR - 06.02 : M. Roger MAINGUE, 69006 LYON, possède un récepteur de trafic dit à « couverture générale » de 100 kHz à 30 MHz et se plaint d'un manque de sensibilité sur les gammes de fréquences peu élevées.

Sur les ondes très longues, si vous n'obtenez pas des résultats suffisants avec une grande antenne filaire, ce n'est certainement pas l'utilisation d'un bobinage-cadre-ferrite qui apportera une amélioration ! Nous pensons plutôt à un réglage des circuits des bandes de fréquences basses du récepteur. Le cas échéant, veuillez consulter votre fournisseur à ce sujet (ou un radioélectricien de votre région) qui pourrait procéder à une vérification de ces réglages.

Autre éventualité : Etes-vous certain d'avoir connecté l'antenne à la bonne douille, c'est-à-dire celle correspondant aux bandes de fréquences inférieures ; en effet, beaucoup de récepteurs de ce genre possèdent deux entrées « antenne », l'une pour les gammes de fréquences élevées, l'autre pour les gammes de fréquences inférieures.

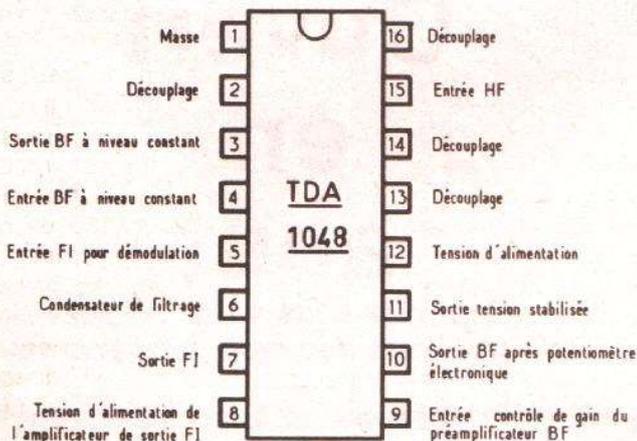


Fig. RR - 05.07

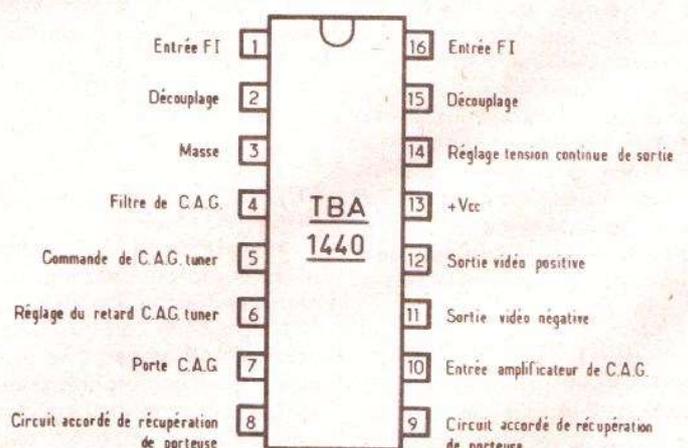


Fig. RR - 05.14

Le téléviseur BRANDT 10801T



LE téléviseur Brandt 10 801 T peut être un merveilleux compagnon de vacances ou un téléviseur discret pour ceux qui n'aiment pas voir un appareil moderne au milieu de leur salon Louis XV. Son écran de 25 cm est petit, c'est vrai, mais derrière ont pris place les composants les plus modernes que l'on ne trouvait, jusqu'à présent, que sur des téléviseurs nettement plus sophistiqués.

Ce téléviseur est un « tout écran », sa présentation est très sobre, toutes les commandes sont situées sur la partie inférieure de l'appareil. Une glace en plastique protège le tube image, mais, attention, nous avons eu quelques difficultés après démontage à la remettre en place ; on ne peut pas l'inverser (haut-bas) ce qui n'est pas signalé dans la notice d'emploi et n'est pas, à première vue, évident.

Une poignée qui s'encastre totalement dans l'ébénisterie permet le transport du téléviseur. Derrière cette poignée, un logement abrite le boîtier de commande à distance, un boîtier ultra-plat qui

compte davantage de touches que la façade, ce qui permettra d'autres modes de commandes, tout en autorisant une manipulation simplifiée à partir de la façade.

Toutes les commandes sont confiées à des touches, cette solution est pratiquement imposée par la commande à distance.

Derrière le logement de ce boîtier, nous avons une partie qui ressemble à un dissipateur thermique et qui, en fait, cache la grille du haut-parleur. C'est là aussi que l'on trouvera une antenne télescopique pour les VHF et une antenne « papillon » pour les UHF. Ces deux antennes ont leur câble branché à l'arrière du

téléviseur. En poste fixe, on utilisera une antenne extérieure.

Ce téléviseur a été doté d'une prise d'entrée vidéo et audio qui sert aussi d'alimentation et permet de brancher directement une caméra. C'est pratique pour ceux qui veulent s'amuser, l'intérêt de cette prise étant assez secondaire. Par contre, si vous avez acheté un magnétoscope équipé d'une prise péritélévision (il n'y en a pas beaucoup) vous bénéficierez du signal vidéo, ce qui vous permettra d'enregistrer des scènes prises à la caméra sans avoir besoin de bloc d'alimentation externe. La commutation de l'image se fait par la gâchette de la caméra qui permet d'obtenir soit le signal du tuner soit celui de la caméra, un peu comme avec la prise SCART.

Cette prise SCART est d'ailleurs présente sur la face arrière où l'on trouvera aussi une paire de prises

pour haut-parleurs externes et une sortie qui permet de relier la sortie audio du démodulateur son à l'entrée d'un amplificateur audio ou d'un magnétophone.

Pour une écoute solitaire au casque, on utilisera la prise pour jack quart de pouce installée en face avant. La commande de volume audio est à boutons, cette technique ne permet pas de baisser le niveau brusquement, pour cela il faut prendre le boîtier de télécommande et actionner la touche « silencieux ».

La recherche des stations est automatique, un synthétiseur de fréquence équipe ce téléviseur. Une fois les stations trouvées, on peut les mettre en mémoire. La mémoire est conservée par une batterie intégrée au téléviseur. L'emploi du synthétiseur permet d'indiquer directement le numéro du canal sur un afficheur placé au-dessous de l'image, on

n'utilise pas ici la technique de surimpression d'un texte sur l'image.

A partir du clavier du téléviseur, on commandera l'avance ou le recul des stations programmées, alors qu'avec le boîtier de commande à distance, on pourra commander directement le canal choisi, comme on le fait sur un récepteur radio lorsque la fréquence de réception est connue.

Les commandes de luminosité, de couleur et de volume se font par poussoirs, en agissant sur l'un d'eux, les chiffres de 0 à 99 défilent sur les afficheurs, le point milieu peut être programmé par l'utilisateur, c'est ce réglage moyen que l'on obtient à la mise sous tension du téléviseur.

Une lettre indique le paramètre affiché et, comme ce téléviseur est aussi destiné à être vendu en Allemagne, la lettre peut, par une programmation accessible à l'utilisateur, correspondre au terme français ou allemand. Si vous lisez L, il peut s'agir, en français de luminosité et en allemand du volume sonore... Ce côté « interactif » du téléviseur plaira certainement.

Nous vous avons dit au début que ce téléviseur était portable, il peut donc être alimenté par une batterie, une prise d'alimentation reliera directement le téléviseur à la batterie de votre voiture, par le truchement d'un câble muni de pinces qui est livré avec le téléviseur, au même titre que la télécommande ou que l'antenne UHF.

Technique

L'émetteur infrarouge est la partie la plus simple de l'appareil. Cet émetteur s'alimente sur 4 piles de 1,5 V, des piles que l'on ne

trouvera malheureusement pas partout, nous préférons, à ce niveau, les systèmes à 2 piles de 1,5 V de type R6.

Le circuit intégré est associé à un résonateur céramique, version économique du quartz, moins cher que ce dernier et intéressant lorsque la précision demandée est sans importance.

Un transistor établit le courant dans la diode Led d'émission, ce courant est limité par une résistance de 1,2 W.

Le faisceau infrarouge est reçu par une photo diode Pin classique, son amplificateur utilise des transistors traditionnels montés en amplificateur accordé ; cet amplificateur est doté d'une commande automatique de gain, la variation de gain est apportée par la saturation plus ou moins importante d'un transistor. Ce transistor est en série avec un condensateur qui n'agit donc que sur les composantes alternatives et ne modifie pas les points de fonctionnement.

Le train d'informations série, qui constitue le signal, est envoyé sur un vaste circuit intégré à beaucoup de pattes (54) qui, suivant la destination du produit (Allemagne ou France) sera d'un modèle différent, sans doute pour un problème de bande de fréquence ou d'appellations de canaux.

Ce vaste circuit intégré est donc le microprocesseur de service, il assure un tas de fonctions, en commençant par l'interprétation du train de signaux de commandes. Certaines de ses entrées en matrice sont attaquées par les touches du clavier de bord.

Onze transistors assurent l'interface entre l'afficheur et le circuit, quatre sont réservés aux quatre chiffres et sept aux sept

segments, vous avez tous compris que nous avons affaire ici à un affichage multiplexé. Quatre sorties analogiques commanderont les paramètres variables : volume sonore, contraste, couleur et luminosité. Signalons aussi à ce sujet que la couleur se règle à distance et le contraste sur le téléviseur, l'inverse n'est pas possible.

Signalons à propos de ce microprocesseur qu'une entrée permet de le programmer pour travailler avec un circuit de synthèse de fréquence de Philips (Valvo) ou de Siemens.

Les tuners UHF et VHF sont accordés par des diodes à capacité variable, les commutations sont assurées par des diodes de commutation. Les deux oscillateurs locaux sont suivis par un diviseur par 64 qui attaque le synthétiseur proprement dit. Ce dernier est couplé à « l'ordinateur » et reçoit les informations concernant la bande et le rapport de division à utiliser pour générer la fréquence qui sera comparée à la fréquence de référence dans le comparateur de phase. Le circuit PLL est un SDA 2002. L'amplification FI vidéo est assurée par un TDA 4426, ce circuit intégré est relativement récent, il est précédé d'un filtre à onde de surface ce qui simplifie considérablement les réglages.

La platine son assure l'amplification FI son à partir d'un circuit à transistors discrets, le filtrage se fait par inductances et capacités aucun filtre céramique n'est à signaler ici. Comme ce produit est destiné à être utilisé dans d'autres pays, on changera purement et simplement le module pour recevoir un son en FM. Cette platine comporte un réglage de volume par tension continue. L'am-

plificateur de puissance audio est équipé d'un TDA 2006, circuit monté avec un système de muting qui bloque l'étage d'entrée différentiel pour couper le son.

Le balayage est assuré par un circuit TDA 1950, il commande les circuits de puissance qui sont équipés de transistors.

L'exploitation de la couleur est assurée par deux circuits intégrés principaux, dont un japonais, de type AN 5630. Il est associé à un TDA 3506, circuit prévu pour les récepteurs à télécommande et dont les entrées sont commandées par tensions continues pour le contraste, la saturation des couleurs et la luminosité.

Les sorties de ce circuit intégré attaquent les amplificateurs vidéo reliés aux grilles du tube cathodique.

Le circuit TDA 3506 a des entrées pour les signaux RVB avec commutation électronique, cette commutation est adaptée à la prise SCART.

La fabrication de ce téléviseur est du type modulaire, le constructeur a conçu une ébénisterie intéressante : pour le dépannage elle peut, en effet, se démonter en enlevant seulement trois vis !

Conclusions

Ce téléviseur est particulièrement réussi : indépendance d'alimentation, prise pour caméra, affichage de données ou de canal, prise SCART, sorties pour HP externes, commande à distance, bref de quoi faire du bon travail en vidéo ou plus simplement pour regarder confortablement ses émissions préférées n'importe où.

Les techniques mises en œuvre sont à la pointe de l'actualité et la présentation attrayante. Une belle réalisation. **E.L.**

Initiation à la pratique de l'électronique

LE BISTABLE ET LE MONOSTABLE

CET article complète l'étude des montages de la famille du multivibrateur.

Ces circuits existent aussi en version intégrée, mais nous avons voulu les présenter sous leur forme transistorisée afin que le débutant puisse en comprendre le fonctionnement et mieux les utiliser ensuite.

Les plus nombreuses applications du bistable se rencontrent dans les circuits digitaux : dans les compteurs, ou pour mettre en mémoire une information binaire... Déclenché par des impulsions régulièrement espacées, le bistable donne en sortie des signaux rigoureusement carrés.

Quant au monostable, son impulsion de sortie est réglable en durée, on s'en sert comme retardeur de signal.

Tout comme l'astable et le trigger de Schmitt, le calcul des éléments constitutifs de ces montages ne pose aucune difficulté particulière. Le déclenchement se fait aisément par le relaxateur à transistor unijonction dont nous donnons la description pratique.

Le bistable

Ce montage fait partie de la famille des multivibrateurs. Il est également appelé « flip-flop » ou « bascule » ou encore « Eccles-Jordan », du nom de ses inventeurs qui, lors de la Première Guerre mondiale, imaginèrent ce circuit utilisant des tubes triodes, qui venaient d'être inventés par l'Américain Lee de Forest, ce qui était pour ce temps-là une innovation extraordinaire.

Cette bascule électronique ne tarda pas à être employée dans les premiers calculateurs électroniques qui utilisaient le système

binaire. C'est toujours le circuit de base (sous sa forme intégrée) des ordinateurs les plus modernes.

Outre ses applications

dans les circuits de calcul (compteurs, mémoires, registres à décalage...), le bistable est très utilisé, par exemple, pour obtenir des signaux bien carrés. Il nécessite pour cela un relaxateur pour le déclencher, comme nous le verrons plus loin.

Constitution du bistable

Si on remplace les deux condensateurs du multivibrateur (voir le numéro 1693 du « Haut-Parleur ») par des résistances, le montage n'oscille plus et il nécessite, pour changer d'état, une impulsion provenant de l'extérieur. Le circuit présente la caractéristique d'avoir deux états stables, d'où l'origine de son nom. Les deux transis-

tors T_1 et T_2 auront les états suivants : soit T_1 passant et T_2 bloqué, soit T_1 bloqué et T_2 passant. La durée des signaux de sortie ne dépend plus des constantes de temps internes du circuit, mais seulement de l'espacement entre les impulsions de commande (fig. 1).

Fonctionnement du bistable

Les deux transistors composant le bistable sont chargés par des résistances identiques.

A l'état initial, l'un des transistors est passant, l'autre est forcément bloqué, et cela dès la mise sous tension. Pour notre explication, nous supposons que dans cet état initial T_1 est passant et T_2 est bloqué (fig. 2). Le courant traversant T_1 passe à travers la résistance commune d'émetteur R_E , créant ainsi aux bornes de celle-ci une tension V_E . La chute de tension interne (entre collecteur et émetteur) d'un transistor à l'état passant étant très faible, on peut dire que la tension entre collecteur et masse est $V_{C1} \simeq V_E$.

Quant à la tension sur le collecteur de l'autre transistor, elle est sensiblement égale à la tension d'alimen-

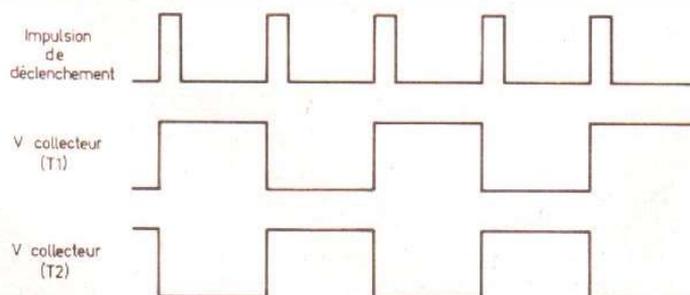


Fig. 1. — Si le temps est toujours le même entre les impulsions de déclenchement, les signaux sur chaque collecteur sont rigoureusement symétriques. On remarque que le nombre d'impulsions sur chaque collecteur est égal à la moitié du nombre d'impulsions de déclenchement (circuit diviseur par deux).

tation U puisque, le courant I_{c2} étant nul, il n'y a pas de chute de tension aux bornes de R_{c2} .

Voyons quelle est la tension sur les bases. Sur celle de T_2 , le diviseur de tension R_2R_3 applique sur la base une tension de :

$$V_E \times \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

Ce potentiel entre base et masse est donc plus petit que le potentiel (V_E) entre émetteur et masse, le transistor T_2 est donc bien bloqué.

En ce qui concerne l'autre transistor, la tension appliquée sur la base est environ :

$$U \times \frac{R_1}{R_1 + R_4}$$

(la tension collecteur étant sensiblement égale à U), cette tension sur la base est supérieure à V_E , le transistor T_1 est bien bloqué.

Basculement

Une tension négative appliquée pendant un court instant (ou mieux, une im-

pulsion négative) simultanément sur les deux bases va faire basculer le montage. Ce « top » extérieur va bloquer T_1 . La tension collecteur de celui-ci qui était faible va croître subitement, et cette variation positive est transmise instantanément à la base de T_2 à travers le pont de résistances (fig. 3).

La base du transistor T_2 reçoit donc d'une part le top négatif provenant de l'extérieur et, d'autre part, le flanc positif venant du collecteur de T_1 . Si ce dernier a une amplitude plus grande que le top négatif, T_2 devient passant. Son potentiel collecteur chute rapidement, cette brusque variation négative est transmise instantanément à la base de T_1 , qui reste alors dans son nouvel état bloqué.

Il faut dire que ce basculement est puissamment aidé par les condensateurs C_1 et C_2 (ordre de grandeur : 100 pF). Un condensateur soumis à un flanc bref se comporte comme un court-circuit. Le top de déclenchement n'arrive pas directement sur les bases, mais à travers deux diodes. Ces diodes jouent le rôle d'interrupteur. En l'absence d'impulsions extérieures, elles sont bloquées et le bistable se trouve isolé du circuit de déclenchement. Elles sont passantes pendant un temps très bref, celui de la durée de l'impulsion négative. A ce moment précis ce top négatif intervient sur les deux bases, bloquant le transistor passant et restant sans effet sur l'autre transistor déjà bloqué (mais qui ne tardera pas à débiter, comme nous venons de l'expliquer).

Pour effectuer le basculement, le même résultat est obtenu en appliquant une impulsion positive sur

les collecteurs, l'extrémité de la résistance R doit être reliée alors à +U.

La résistance R_E doit être shuntée par un condensateur C_E de telle sorte que la tension entre base et masse reste constante pendant le basculement (constante de temps R_EC_E généralement de l'ordre de la milliseconde pour un temps de basculement d'une microseconde).

Bistable pour calculateur

Le schéma de la figure 4 montre un bistable qui pourrait être utilisé dans un circuit d'ordinateur. Ici la résistance R_E est supprimée ; elle est remplacée par une deuxième source pour la polarisation des bases. Cette tension U pol peut être égale à celle de l'alimentation U ($U = +12V, U_{pol} = -12V$). Le montage possède deux entrées pour le basculement (X et Y), ainsi qu'une entrée de commande pour la remise à zéro de la bascule (RAZ). Si cette entrée reçoit momentanément une tension positive, T_2 va forcément conduire, et son collecteur se trouve au potentiel 0 V. La tension de sortie (au point S) indique l'état binaire dans lequel se trouve la bascule.

Schéma simplifié

Les schémas que nous avons présentés sont d'une grande fiabilité. Ils peuvent être grandement simplifiés pour des applications ayant pour but de comprendre le fonctionnement du montage.

Le circuit de base donné sur la figure 1 peut être simplifié si on lui supprime la résistance R_E (émetteurs de T_1 et T_2 reliés directe-

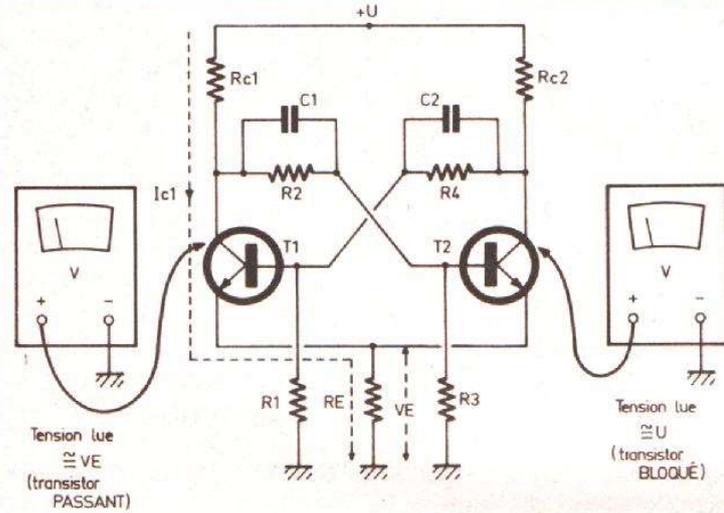


Fig. 2. — Schéma de base du bistable ($R_{c1} = R_{c2} = 1\text{ k}\Omega$; $R_2 = R_4 = 15\text{ k}\Omega$; $R_1 = R_3 = 47\text{ k}\Omega$; $R_E = 470\ \Omega$; $T_1 = T_2 =$ le transistor le meilleur marché).

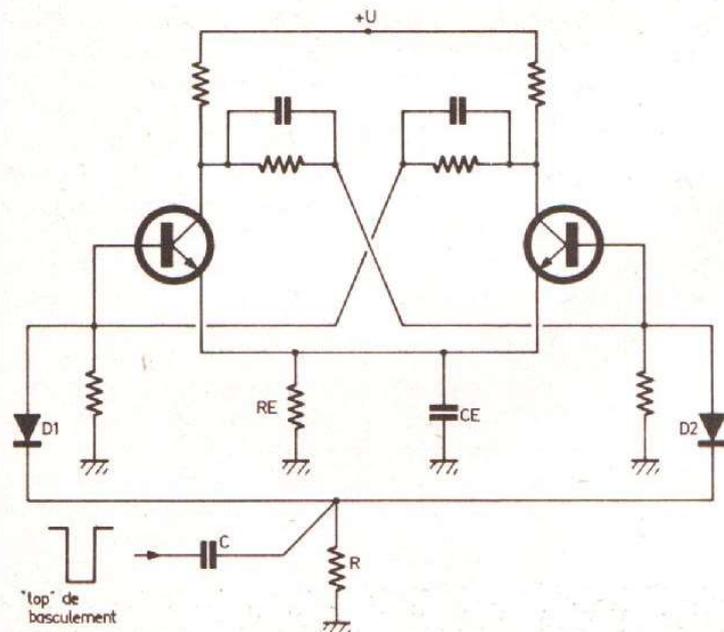


Fig. 3. — Bistable et son circuit de basculement ($R = 10\text{ k}\Omega$, $C = 10\ \mu\text{F}$, $D_1 = D_2 = 1N4148$).

ment au 0 V). Le montage utilise des transistors silicium dont la tension V_{BE} est de l'ordre de 0,6 V. Il est facile de bloquer le transistor en lui appliquant une tension inférieure à cette valeur. De même les composants R_1 , R_3 , C_1 et C_2 peuvent être enlevés, et les résistances R_{c1} et R_{c2} (1 k Ω) peuvent être remplacées par des petites ampoules de 4,5 V, ceci pour se rendre compte de l'état des deux transistors (fig. 5).

Pour faire basculer le bistable, il suffit de relier alternativement à la masse les points a et b. Dans l'exemple de la figure, le transistor T_2 est passant,

l'ampoule correspondante a donc 4,5 V environ à ses bornes. Le bistable basculera si on relie à la masse le point b du montage.

On aurait pu garder les résistances R_{c1} et R_{c2} et utiliser comme voyant une diode électroluminescente, comme cela a été décrit dans le numéro de juin 1983 du « Haut-Parleur » (n° 1693).

Basculement par aiguillage

Les résistances R (10 k Ω) ne reviennent pas à la masse mais sur le collecteur des transistors (fig. 6).

Si T_1 est conducteur et T_2 bloqué, la diode D_1 est passante puisque son anode est positive par rapport à sa cathode, et l'autre diode D_2 est bloquée (cathode positive par rapport à l'anode). Autrement dit, la résistance interne de D_1 est faible, tandis que celle de D_2 est très élevée. L'impulsion négative de déclenchement traversera D_1 et viendra bloquer T_1 et faire basculer le bistable.

Le monostable

Autre montage de la même famille, le monostable ne possède qu'un état stable, mais il peut être dé-

clenché et passer dans un état « quasi stable » s'il reçoit une impulsion extérieure. Le temps durant lequel le monostable reste dans cet état quasi stable dépend de la constante de temps d'un circuit RC interne, réglable, ce qui donne la possibilité d'obtenir à la sortie du montage des impulsions de longueur réglable (fig. 7).

Le monostable est également appelé « one-shot » ou « single-shot » (en anglais) ou encore « univibrateur » (en français). Dans la littérature américaine, il a été appelé « flip-flop », mais ce terme a été ensuite utilisé pour désigner les bis-

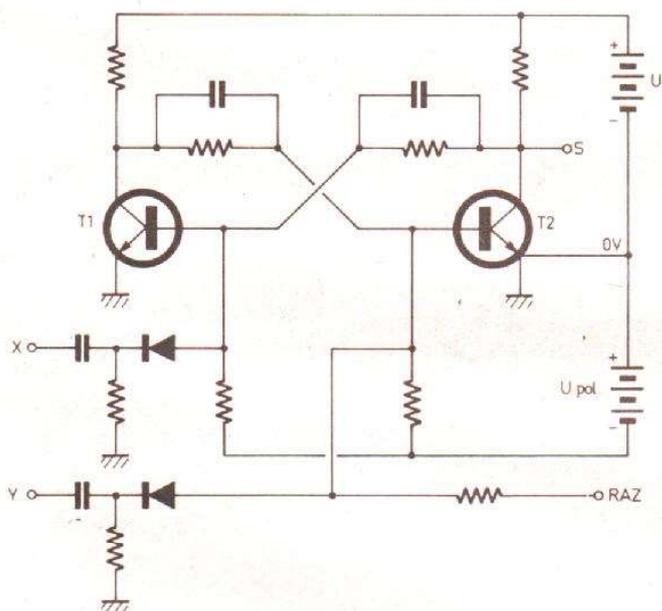


Fig. 4. - Schéma d'un bistable pour application dans un ordinateur.

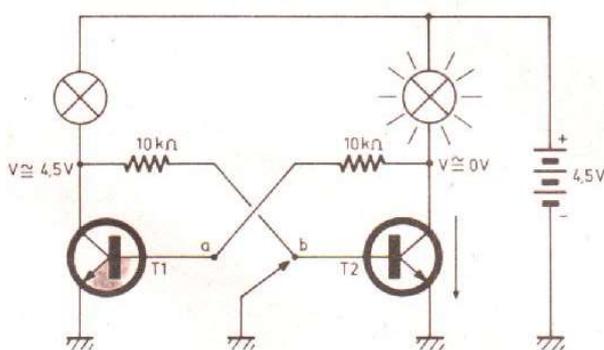


Fig. 5. - Schéma simplifié du bistable. Deux ampoules 4,5 V remplacent les résistances R_{c1} et R_{c2} , la tension d'alimentation a été abaissée à 4,5 V.

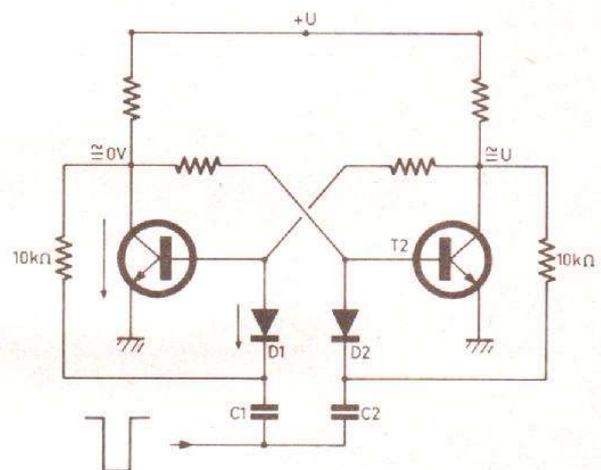


Fig. 6. - Basculement par aiguillage.

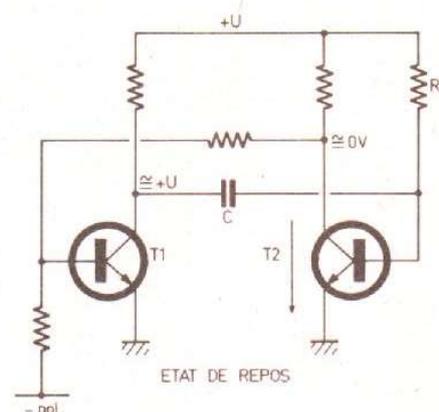


Fig. 7. - Schéma du monostable. A l'état de repos le transistor T_2 conduit et le condensateur C est chargé à une tension sensiblement égale à U .

tables. Remarquons que « flip-flop » convient parfaitement pour désigner un monostable, puisque « flip » signifie « donner une chiquenaude », cette chiquenaude électronique est l'impulsion de déclenchement. Le terme « flop » veut dire « tomber lourdement », ce qui traduit bien le retour à l'état de repos du montage.

Composition du monostable

Tout comme les autres circuits déjà étudiés, la version transistorisée du monostable se compose de deux transistors couplés l'un à l'autre. Un des couplage est galvanique (liai-

son résistive) comme dans le bistable ; l'autre est capacitif (liaison par condensateur), comme dans le montage astable. Le temps de décharge du condensateur définit la durée de l'impulsion générée.

Fonctionnement du monostable

A l'état de repos (état stable), le transistor T_2 conduit et T_1 est bloqué (fig. 7). En effet la base de T_2 est reliée directement à la tension U d'alimentation à travers une résistance R , tandis que la base de T_1 est alimentée à travers un pont de résistances relié d'un côté au collecteur de T_2 dont le potentiel au repos

est proche de 0 V. L'autre extrémité du pont est reliée à une source de polarisation bloquant la jonction base-émetteur de ce transistor T_1 .

Voyons maintenant quelle est la charge du condensateur C . Au repos, le potentiel aux bornes de celui-ci est de l'ordre de la tension U . Puisque T_1 est bloqué, la tension sur son collecteur est égal à $+U$. L'autre extrémité du condensateur est reliée au 0 V à travers la jonction (passante) base-émetteur de T_2 (chute de tension de 0,6 V).

Pour déclencher le montage, on envoie une impulsion négative sur la base de T_2 afin de bloquer ce tran-

sistor. Cette impulsion se retrouve inversée (top positif) sur le collecteur du même transistor, et appliquée sur la base de T_1 , qui devient alors passant.

On est en présence d'un effet cumulatif, car le collecteur de T_1 est relié à la base de T_2 . Le monostable se trouve à l'état « quasi stable » en état de travail. Le transistor T_2 est maintenu bloqué par la charge négative de C . Mais ce dernier se décharge dans R (relié à la borne « + » de l'alimentation), et T_2 est maintenu bloqué jusqu'à ce que la base de T_2 redevienne positive. Le montage revient alors à l'état de repos. La tension collecteur de T_2 chute alors de $+U$ à 0 V, cette variation négative est transmise à la base de T_1 .

La période (en seconde) de l'impulsion de sortie est égale à $0,7 RC$ (R en ohms et C en farads).

Circuit de déclenchement

L'impulsion extérieure est appliquée à travers la diode D et le condensateur C_1 sur la base du transistor T_2 . Sur le schéma (fig. 9), la durée de l'impulsion de sortie est réglable grâce à la présence d'un potentiomètre câblé en résistance variable. Le condensateur C_1 accélère la transition entre les états du montage.

Remarque pratique

Le condensateur C ne doit pas avoir une valeur trop élevée, à moins qu'il ne soit de bonne qualité (faibles fuites). On évitera d'employer une valeur supérieure à $1\ 000\ \mu\text{F}$. De même pour R , sa valeur limite sera de $470\ \text{k}\Omega$.

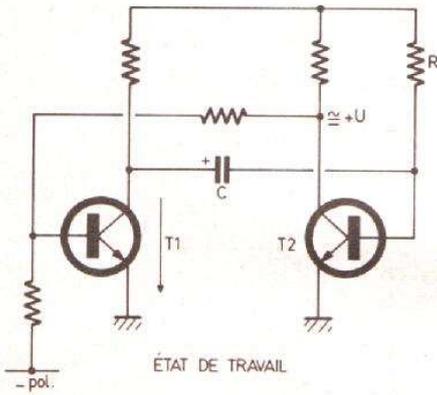


Fig. 8. - Monostable dans son état quasi stable.

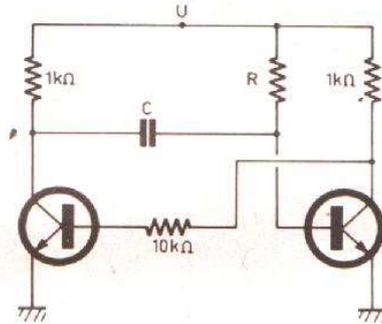


Fig. 10. - Schéma simplifié du monostable.

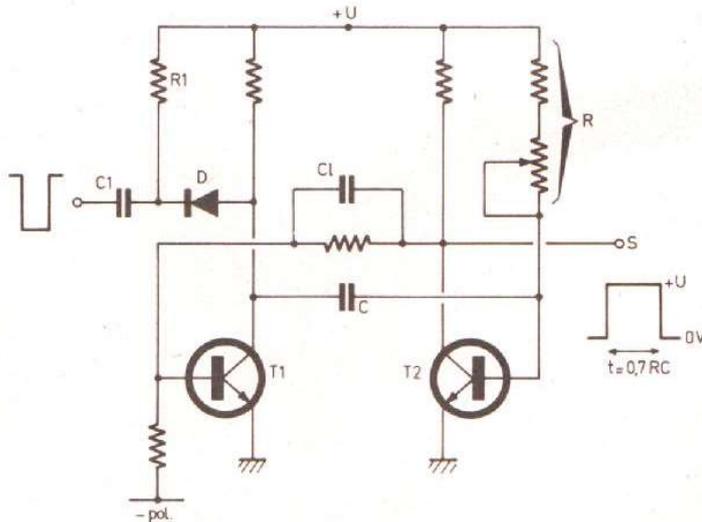


Fig. 9. - Montage monostable et son circuit de déclenchement.

D'autre part, lorsque le monostable passe de l'état quasi stable à l'état de repos, il faut que le condensateur puisse se recharger afin d'être prêt lorsqu'une impulsion viendra faire basculer le montage. Ce temps de recharge de C est appelé « temps de recouvrement », il est fonction de la constante de temps $C \times R_c$. On évitera donc également d'avoir une résistance R_c trop élevée,

$1\text{ k}\Omega$ est une bonne valeur. Malgré la limitation de ces valeurs, l'amateur pourra facilement utiliser le monostable pour retarder une impulsion ou réaliser une minuterie. De même que pour le bistable, on peut simplifier le schéma du monostable (fig. 10).

Le tableau récapitulatif de la figure 11 résume les différents montages que nous avons présentés.

Générateur de signaux de déclenchement

Ces signaux nécessaires pour le fonctionnement du bistable et du monostable peuvent être obtenus avec un relaxateur : transistor unijonction (UJT). Nous en donnons le schéma sur la figure 12. La période du signal obtenu est très proche de la constante de temps du circuit RC. Le potention-

mètre P permet de faire varier la période de répétition dans de grandes proportions. Les signaux aux bornes de la $100\ \Omega$ sont des impulsions positives très brèves. Quant à ceux recueillis entre B_2 et la masse, ce sont des pointes négatives également très brèves. L'unijonction utilisé est un 2N2646 dont nous indiquons le branchement vu du dessous.

J.-B.P.

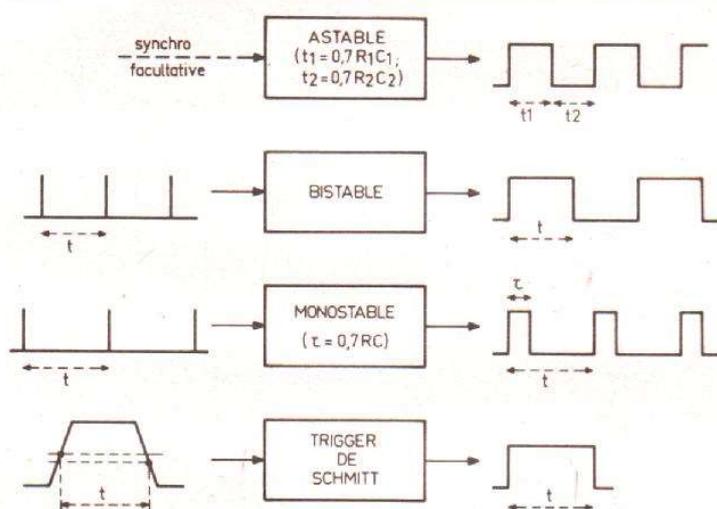


Fig. 11. — Tableau récapitulatif des différents circuits étudiés (production de signaux rectangulaires).

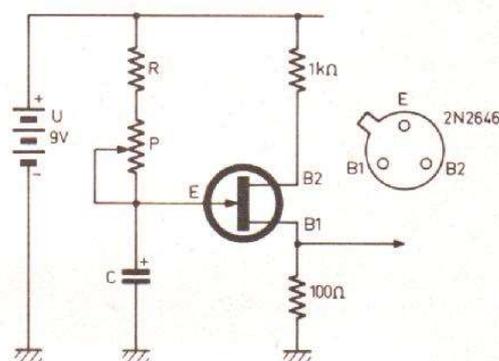


Fig. 12. — Schéma du relaxateur à UJT (P : potentiomètre linéaire de $220\text{ k}\Omega$; $R = 22\text{ k}\Omega$, $C = 100\ \mu\text{F}/25\text{ V}$).

Bloc-notes

ORIC CHEZ ASN DIFFUSION

A dater du 29 juin dernier, ASN est devenu l'importateur officiel de l'Oric en France. Qu'est-ce que l'Oric ? Oric 1, c'est un micro-ordinateur existant en deux versions, 16 K-octets ou 48 K-octets de mémoire, et organisé autour du microprocesseur 6502 A. Il se caractérise par un mode graphique à haute résolution avec huit couleurs en avant-plan et huit autres en arrière-plan. Sa sortie vidéo permet d'attaquer directement un téléviseur couleur équipé d'une prise péritel (modulateur pour canal 36 sur demande). Il possède en outre une sortie pour imprimante parallèle de type Centronics et une interface cassette. Son



clavier, agréable à manipuler, comporte 57 touches anti rebond. En configuration 48 K, le prix de l'Oric est inférieur à 2 200 F. Dans les périphériques présents ou à venir très prochainement, on notera une imprimante quatre couleurs (2 500 F environ), une disquette 3" et un modem. Selon le distributeur, au 30 juin 1983, quinze mille Oric 1, version 48 K, auraient déjà été vendus. Une quantité qui, dit-on, a dépassé les prévisions les plus optimistes en la matière...

ASN Diffusion électronique S.A., Z.I. « La Haie-Griselle », B.P. 48, 94470 Boissy-Saint-Léger.

TABLE DES MATIERES

ANNEE 1982-1983

DU NUMERO 1683 AU NUMERO 1694 INCLUS

HIFI - AUDIO - TECHNIQUE GENERALE				HIFI - AUDIO - TECHNIQUE GENERALE			
TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page	TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Les phonocapteurs SHURE M95-A-V 15 V	août	1683	42	- Les cassettes HITACHI	novembre	1686	131
- Technique phonographique : le bras de lecture unipivot de Pierre Lurne - Une réalisation française bien étudiée.....	août	1683	51	- Les cassettes TDK	novembre	1686	132
- L'amplificateur KENWOOD KA 9X	août	1683	108	- Le tuner GENERAL T 850	décembre	1687	115
- A Ludwigshafen, la BASF	septembre	1684	75	- Le tuner GRUNDIG ST 2000	décembre	1687	117
- BASF et la bande magnétique	septembre	1684	79	- Le tuner NEC T 650 E	décembre	1687	119
- Mesure sur les amplificateurs.....	septembre	1684	105	- Le tuner AKAI ATS 210 L	décembre	1687	121
- L'amplificateur MARANTZ PM450	septembre	1684	107	- Le tuner TOSHIBA ST S5	décembre	1687	123
- L'amplificateur ONKYO A35	septembre	1684	109	- Le tuner KENWOOD KT9 XL	décembre	1687	125
- L'amplificateur AKAI AM-U-41	septembre	1684	111	- Vérification et entretien des magnétophones	décembre	1687	127
- L'amplificateur LUXMAN L 120 A	septembre	1684	113	- Les tuners : l'évolution.....	décembre	1687	131
- L'amplificateur BRANDT A 4010	septembre	1684	115	- Le Beosystem 7700 : une chaîne multi-espaces	décembre	1687	135
- Système Sigma et amplificateur à haut rendement chez KENWOOD	septembre	1684	117	- Histoire du disque stéréophonique : II. Conflits d'intérêts - Choix d'une solution.....	décembre	1687	192
- Les haut-parleurs électrostatiques : l'éternel retour.....	septembre	1684	171	- L'entretien des disques : le Permaclean et le Permostat II	janvier	1688	89
- Les tourne-disques : l'évolution	octobre	1685	103	- Le lecteur de disques numériques PHILIPS CD 100	janvier	1688	107
- La table de lecture MITSUBISHI LT 10 V	octobre	1685	107	- Le lecteur de disques numériques SONY CDP 101	janvier	1688	111
- La table de lecture TECHNICS SL 5	octobre	1685	109	- Histoire du disque stéréophonique : III. La conquête du marché. ...	janvier	1688	115
- La table de lecture DUAL CS 627Q	octobre	1685	111	- A propos de puissance musicale ...	janvier	1688	121
- La table de lecture RADIOLA RT 173	octobre	1685	113	- Le tuner-amplificateur-magnéto-cassette CONTINENTAL EDISON CAT 9222	janvier	1688	122
- La table de lecture SONY PS-FL3	octobre	1685	115	- Le tuner-amplificateur FISHER RS 255	janvier	1688	125
- Tourne-disques : entretien et accessoires	octobre	1685	117	- Le tuner-amplificateur JVC RX 40 L	janvier	1688	128
- Les haut-parleurs électrostatiques (2 ^e partie)	octobre	1685	198	- Le disque à lecture laser est arrivé	janvier	1688	139
- Histoire du disque stéréophonique : I. Disque microsillon et stéréophonie	novembre	1686	103	- « Computer Drive » et bande magnétique Angrom chez TECHNICS	janvier	1688	195
- Magnétophones à cassette : les réglages automatiques	novembre	1686	109	- La HiFi française - Chaîne BRANDT FRANCE 40 W	février	1689	81
- Le magnétophone à cassette ALPINE AL 65	novembre	1686	115	- Le lecteur de « Compact disc » SHARP DX3	février	1689	111
- Le magnétophone à cassette B et O Beocord 9000	novembre	1686	117	- Le lecteur de « Compact disc » HITACHI DA 1000	février	1689	115
- Le magnétophone à cassette AIWA AD-R-600	novembre	1686	119	- L'amplificateur DUAL CV 1450	février	1689	163
- Le magnétophone à cassette JVC W7	novembre	1686	121	- L'amplificateur LUXMAN L 510	février	1689	165
- Le magnétophone à cassette HITACHI D-E 66	novembre	1686	123	- L'amplificateur MARANTZ PM5	février	1689	167
- L'entretien des magnétophones.....	novembre	1686	125	- L'amplificateur TECHNICS SU V7	février	1689	169
- Les cassettes SONY UCX et UCX-S	novembre	1686	130	- L'amplificateur SHARP OPTONICA SM 5200	février	1689	171
				- L'adaptateur numérique SONY PCM-F1	février	1689	173
				- Le lecteur de « Compact disc » NEC CD 803	mars	1690	99
				- Le lecteur de « Compact disc » TECHNICS SL P10	mars	1690	103

HIFI - AUDIO - TECHNIQUE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Le mélangeur BST ML 42	mars	1690	140
- Retour sur le « Compact disc » et le PCM.....	mars	1690	157
- Le magnétophone NAKAMICHI BX 2	mars	1690	185
- Le magnétophone SANYO RD XM1	mars	1690	187
- Le magnétophone CONTINENTAL EDISON LE 9165	mars	1690	189
- Le magnétophone GENERAL C 900	mars	1690	191
- Le correcteur graphique automatique SANSUI SE9	avril	1691	86
- L'adaptateur P.C.M. ALPINE AP 6000	avril	1691	96
- Le lecteur de « Compact disc » AUREX XRZ90	avril	1691	99
- Le lecteur de « Compact disc » MARANTZ CD 73	avril	1691	103
- Le lecteur de « Compact disc » CONTINENTAL EDISON DAD 9370	mai	1692	95
- La chaîne SHARP 107	mai	1692	99
- La chaîne PATHE MARCONI VA 25, VR 25 et VD 35	mai	1692	105
- Le lecteur de « Compact disc » RADIOLA CD 1200	mai	1692	111
- Fabriquer un « Compact disc », ce n'est pas si simple.....	juin	1693	115
- La chaîne TECHNICS SA-CO5	juin	1693	145
- Le lecteur de « Compact disc » MITSUBISHI DP101	juin	1693	147
- Le lecteur de « Compact disc » BETA LASER ADD 200	juillet	1694	47
- Le walkman sport de SONY	juillet	1694	109
- Le Soundburger AUDIOTECHNICA	juillet	1694	111
- Le lecteur de « Compact disc » SONY CDP 101	juillet	1694	115
- Traitement numérique d'une information audio par modulation Delta et compresseur expasseur DBX modèle 700.....	juillet	1694	119

ELECTRONIQUE - TECHNIQUE GENERALE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Presse étrangère : Pour mesurer le gain en courant d'un transistor - Pour obtenir des impulsions rectangulaires à partir de sinusoides.....	août	1683	71
- Initiation à la pratique de l'électronique : les circuits arithmétiques.....	août	1683	77
- Commande à distance codée Delta Electronica - Radio Key.....	août	1683	117
- Presse étrangère : Comment obtenir de très faibles tensions stabilisées - Une variante intéressante d'un multivibrateur monostable - Commutation progressive des lampes de signalisation - Oscillateur RC pour fréquences très basses.....	septembre	1684	139
- Initiation à la pratique de l'électronique : les premiers pas.....	septembre	1684	148

ELECTRONIQUE - TECHNIQUE GENERALE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Presse étrangère : Stabilisateurs de tension sans diode Zener.....	octobre	1685	102
- Presse étrangère : Régulateur de puissance à triac - Une sonnette bitonale à circuits intégrés - Un étage inverseur de phase - Un relais temporisé à thyristors.....	octobre	1685	139
- Initiation à la pratique de l'électronique : les premiers circuits.....	octobre	1685	149
- Presse étrangère : Amplificateurs opérationnels à éléments discrets.....	octobre	1685	208
- Presse étrangère : Oscillateur commandé par une tension continue - Stabilisateurs de tension protégés contre des courts-circuits à la sortie.....	novembre	1686	147
- Initiation à la pratique de l'électronique : la diode et ses caractéristiques.....	novembre	1686	156
- Aide-mémoire de l'électronique : les résistances et la température.....	décembre	1687	95
- Presse étrangère : Un appareil pour essayer les semi-conducteurs - Presse étrangère : Un adaptateur pour augmenter les performances d'un multimètre - Un générateur B.F. à deux fréquences - Comment éviter le vol d'appareils portables dans les expositions - Commutation automatique de polarité pour voltmètre.....	décembre	1687	98
- Initiation à la pratique de l'électronique : la diode et ses applications.....	décembre	1687	147
- Aide-mémoire : le coefficient de température d'une résistance.....	décembre	1687	156
- Presse étrangère : Un voltmètre pour alternatif à échelle linéaire - La contre-réaction dans quelques montages - Un filtre sélectif avec deux inverseurs C-MOS - Pour se familiariser avec les combinaisons de circuits logiques - Un indicateur de fusible coupé ou fondu - Un générateur de dents de scie.....	janvier	1688	78
- Initiation à la pratique de l'électronique : la diode Zener et ses applications.....	janvier	1688	154
- Initiation à la pratique de l'électronique : connaissance du transistor.....	janvier	1688	165
- Presse étrangère : Pour ajuster rapidement la valeur d'une résistance.....	février	1689	141
- Aide-mémoire : quelques précisions utiles à connaître sur les résistances.....	février	1689	141
- Presse étrangère : Un multivibrateur astable rapide à couplage par émetteurs.....	mars	1690	74
- Presse étrangère : Pour ajuster rapidement la valeur d'une résistance.....	mars	1690	78
- Initiation à la pratique de l'électronique : calcul d'un étage à transistor.....	mars	1690	124
- Presse étrangère : Un trémolo électronique - Un régulateur de température à thyristor.....	mars	1690	125
- Presse étrangère : Un doubleur de fréquence simple - Un contacteur à touches électroniques.....	avril	1691	97
- Presse étrangère : Un doubleur de fréquence simple - Un contacteur à touches électroniques.....	avril	1691	128

ELECTRONIQUE - TECHNIQUE GENERALE				MICRO-INFORMATIQUE			
TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page	TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Initiation à la pratique de l'électronique : les montages fondamentaux.....	avril	1691	129	- Réalisez votre ordinateur individuel : carte RAM 256 K-octets....	août	1683	87
- Initiation à la pratique de l'électronique : quelques montages simples d'oscillateurs.....	mai	1692	123	- Initiation à la micro-informatique : comment assembler les divers composants (RAM - ROM - circuits logiques) pour constituer un ensemble à base de microprocesseur.....	août	1683	101
- Presse étrangère : Réglage séparé des graves et des aigus avec les amplificateurs opérationnels 761 ou 861.....	mai	1692	174	- La page du ZX 81. - Introduction.....	août	1683	119
- Presse étrangère : Comment protéger les amplificateurs B.F. sans transformateurs contre des surcharges - Une sonnette mélodique.....	juin	1693	56	- Réalisez un micro-ordinateur Basic avec seulement sept circuits intégrés (1 ^{re} partie).....	septembre	1684	81
- Initiation à la pratique de l'électronique : le multivibrateur.....	juin	1693	108	- Initiation à la micro-informatique : le décodage d'adresses par PROM. Mise en œuvre des amplificateurs de bus.....	septembre	1684	127
- Presse étrangère : Un indicateur de tension à LEDs - Un préamplificateur à grande résistance d'entrée.....	juin	1693	184	- La page du ZX 81 : l'augmentation de la taille RAM interne de 1 K à 2 K.....	septembre	1684	137
- Initiation à la pratique de l'électronique : le trigger de Schmitt....	juillet	1694	80	- Réalisez votre ordinateur individuel : les claviers ; la carte IVG 09. Mode d'emploi du Basic sur cassette.....	septembre	1684	157
RADIO - TV - VIDEO				- Réalisez un micro-ordinateur Basic avec seulement sept circuits intégrés (2 ^e partie et fin).....	octobre	1685	93
TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page	- Réalisez votre ordinateur individuel : la carte IVG 09.....	octobre	1685	123
- Le magnétoscope AKAI VS 2 S....	août	1683	98	- Initiation à la micro-informatique : le microprocesseur 6809.....	octobre	1685	171
- Le magnétoscope FISHER VBS 7320.....	septembre	1684	169	- La page du ZX 81. - Une alimentation plus musclée - Un programme : lutte anti-chars.....	octobre	1685	184
- La caméra vidéo BRANDT CRC 05.....	octobre	1685	163	- La page du ZX 81. - Deux programmes : le sous-marin et le pieuvre ; le pêcheur de perles.....	novembre	1686	107
- Le magnétoscope SONY SL-F1....	novembre	1686	134	- Initiation à la micro-informatique : modes d'adressage ; jeu d'instruction.....	novembre	1686	137
- Le magnétoscope SHARP VC 9700.....	décembre	1687	183	- Réalisez votre ordinateur individuel : mode d'emploi de l'éditeur ; compte rendu du SICOB.....	novembre	1686	197
- Le magnétoscope AKAI VP 88S..	décembre	1687	185	- La page du ZX 81. - Le célèbre jeu de la vie (life) en langage machine.....	décembre	1687	181
- La caméra vidéo JVC GX-S9S.....	janvier	1688	82	- Initiation à la micro-informatique : le jeu d'instruction du 6809..	décembre	1687	187
- Le mini-radiocassette KENWOOD FM 32.....	février	1688	140	- Réalisez votre ordinateur individuel : les disques souples.....	décembre	1687	195
- Le magnétoscope PATHE CINEMA MC 501.....	février	1689	177	- Initiation à la micro-informatique : Editeur - Assembleur.....	janvier	1688	84
- Le magnétoscope VHS COMPACT BRANDT.....	mars	1690	163	- Réalisez votre ordinateur individuel : mise en service des disquettes.....	janvier	1688	93
- Le magnétoscope PANASONIC NV 333.....	avril	1691	89	- La page du ZX 81. - Réalisez votre extension RAM 16 K (1 ^{re} partie).....	janvier	1688	199
- L'autoradio HITACHI CSK 440..	avril	1691	163	- Réalisez votre ordinateur individuel : description et mode d'emploi du DOS.....	février	1688	85
- L'autoradio REDSON AR 65S....	avril	1691	165	- La page du ZX 81. - Réalisez votre extension RAM 16 K (2 ^e partie et fin).....	février	1689	107
- L'autoradio BLAUPUNKT MADRID 23.....	avril	1691	167	- Initiation à la micro-informatique : quelques programmes simples.....	février	1689	119
- L'autoradio JENSEN RE 729.....	avril	1691	169	- La page du ZX 81. - Programmation en langage machine : la cassette ZX Assembleur.....	mars	1690	93
- La caméra vidéo AKAI VC X2S....	mai	1692	163				
- Le radiocassette SHARP GF 900G.....	juin	1693	129				
- Le radiocassette HITACHI TRK W1.....	juin	1693	131				
- Le radiocassette CROWN CSC 350L.....	juin	1693	133				
- Le radiocassette RADIALVA RKS 07.....	juin	1693	135				
- Le radiocassette BRANDT RK 861 S.....	juin	1693	137				
- La caméra PANSONIC WV 3300F.....	juin	1693	143				
- ANTIOPE : le décodeur GRUNDIG.....	juin	1694	113				
- Le radiocassette PANASONIC RX 5025.....	juillet	1693	160				
- L'ensemble vidéo portable PHILIPS VR 2220-VR 2120.....	juillet	1694	129				

MICRO-INFORMATIQUE

REALISATIONS

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Réalisez votre ordinateur individuel : Editeur et macro-assembleur sur disquette.....	mars	1690	143
- Initiation à la micro-informatique : quelques programmes standards.....	mars	1690	172
- La page du ZX 81. - Protection contre les coupures secteur.....	avril	1691	91
- Initiation à la micro-informatique : les circuits d'interface parallèle.....	avril	1691	174
- La page du ZX 81. - Jeu du Président.....	mai	1692	160
- Initiation à la micro-informatique : les liaisons asynchrones.....	mai	1692	165
- Réalisez votre ordinateur individuel : mode d'emploi du Basic étendu, sur disquette.....	mai	1692	183
- La page du ZX 81. - Réalisez une carte interface universelle (1 ^{re} partie).....	juin	1693	63
- Initiation à la micro-informatique : circuit d'interface série asynchrone.....	juin	1693	71
- Réalisez votre ordinateur individuel : les possibilités particulières du Basic : la carte IPT 09.....	juin	1693	89
- Initiation à la micro-informatique : mise en œuvre des liaisons série asynchrones.....	juillet	1694	57
- La page du ZX 81. - Réalisez une carte d'interface universelle (2 ^e partie).....	juillet	1694	72
- Réalisez votre ordinateur individuel : la carte IPT 09.....	juillet	1694	93

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Réalisez votre mini-chaîne HiFi. - Préamplificateur module de confort.....	décembre	1687	146
- Une étoile scintillante pour votre sapin de Noël.....	décembre	1687	163
- Voltmètre auto à échelle dilatée et avertisseur clignotant.....	décembre	1687	165
- Avertisseur d'extinction des feux.....	décembre	1687	167
- Un manipulateur morse.....	décembre	1687	169
- Rajeunissez votre réveil et construisez une minuterie acoustique.....	décembre	1687	171
- Réalisez un allumage électronique à décharge capacitive.....	décembre	1687	173
- Un jeu de loto électronique.....	janvier	1688	173
- Réalisez un circuit de course.....	janvier	1688	176
- Réalisez une minuterie pour cave.....	janvier	1688	179
- Contrôle automatique de l'intensité d'éclairage du tableau de bord de votre voiture.....	janvier	1688	182
- Réalisez votre mini-chaîne HiFi. - IV. La télécommande à infrarouge (1 ^{re} partie).....	janvier	1688	185
- Réalisez votre mini-chaîne HiFi. - IV. La télécommande à infrarouge (2 ^e partie).....	février	1689	98
- Une alimentation pour émetteur/récepteur C.B.....	février	1689	150
- Réalisez un gradateur de lumière à touche à effleurement.....	février	1689	153
- Réalisez un vrai clavier pour tous usages.....	février	1689	155
- Un micro-modulateur de lumière portatif.....	mars	1690	91
- Améliorez votre plafonnier de voiture.....	mars	1690	96
- Réalisez votre mini-chaîne HiFi. - IV. La télécommande à infrarouge (3 ^e partie et fin).....	mars	1690	133
- Une sonnette musicale, une boîte à musique ou un avertisseur automobile à 28 mélodies.....	mars	1690	165
- Réalisez un métronome.....	avril	1691	95
- A propos du compuphone décrit dans les numéros 1682 et 1683 du « Haut-Parleur ».....	avril	1691	140
- Réalisez un synthétiseur de fréquence 22-37 MHz (1 ^{re} partie).....	avril	1691	143
- Réalisez un « Jack Pot ».....	avril	1691	148
- Réalisez un antivol pour automobile.....	avril	1691	153
- Réalisez un détecteur d'humidité.....	avril	1691	181
- Réalisez un microrécepteur F.M. utilisant un circuit intégré révolutionnaire.....	mai	1692	77
- Réalisez un synthétiseur de fréquence 22-37 MHz (fin).....	mai	1692	151
- Un densitomètre simple pour agrandisseur.....	mai	1692	157
- Un antivol simple pour votre voiture.....	mai	1692	169
- Réalisez un dé analogique.....	mai	1692	171
- Une cellule pour agrandisseur.....	juin	1693	77
- Les kits électroniques Easy Kits.....	juin	1693	84
- Une minuterie à usages multiples.....	juin	1693	157
- Réalisez un chronomètre universel.....	juin	1693	169
- Un amplificateur audio 0,12 à 5 W - 3 à 12 V.....	juin	1693	178
- Un double chargeur à courant constant.....	juin	1693	181

REALISATIONS

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Réalisez une montre digitale pour votre voiture.....	août	1683	45
- Réalisez un préamplificateur RIAA.....	août	1683	74
- Réalisez votre mini-chaîne HiFi. - I. L'amplificateur.....	septembre	1684	88
- Réalisez une guirlande animée à diodes LED.....	octobre	1685	179
- Réalisez votre mini-chaîne HiFi. - II. Le préamplificateur (1 ^{re} partie).....	octobre	1685	187
- Réalisez un allumage automatique des lanternes de votre voiture.....	novembre	1686	163
- Pour obtenir un son étrange venu d'ailleurs.....	novembre	1686	165
- Un triple clignotant.....	novembre	1686	167
- Réalisez un pile ou face électronique.....	novembre	1686	169
- Réalisez une sonde logique.....	novembre	1686	171
- Réalisez votre mini-chaîne HiFi. - II. Le préamplificateur (2 ^e partie et fin).....	novembre	1686	173
- Un combiné posemètre comptepose digital IPH I.....	novembre	1686	185
- Réalisez votre mini-chaîne HiFi. - III. Le correcteur graphique.....	décembre	1687	105
- Réalisez un thermomètre digital avec un seul circuit intégré.....	décembre	1687	139

REALISATIONS			
TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Réalisez un tachymètre impulsio- mètre.....	juillet	1694	83
- Réalisez deux interrupteurs à triac.....	juillet	1694	105
- Réalisez une interface pour treuil à voile.....	juillet	1694	107

EMISSION RECEPTION

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Préamplificateur très faible bruit à GA AS FET pour 70 cm et 23 cm.....	août	1683	87
- Le téléphone sans fils FANTA- PHONE FF 600.....	août	1683	111
- Le coupleur KENWOOD AT 230 - Coupleur wattmètre, T.O.S.- mètre (pour 1,6 à 30 MHz).....	août	1683	114
- Le microémetteur stéréo FX 120..	septembre	1684	167
- Nos lecteurs écrivent : à propos de réception O.C.....	septembre	1684	177
- Préamplificateur compresseur et « bip » de fin d'émission.....	octobre	1685	209
- Emetteur-récepteur SHUTTLE- COCK II.....	novembre	1686	146
- Le téléphone sans fils SUPER- FONE CT 650.....	décembre	1687	103
- Le transceiver décimétrique FT 102.....	décembre	1687	210
- Retour sur l'antenne W8JK.....	décembre	1687	217
- Un émetteur de télévision.....	janvier	1688	154
- Pour les radios libres : un ampli- ficateur VHF 300 W gamme FM...	mars	1690	83
- Quelques antennes originales.....	mars	1690	88
- Le synthétiseur de fréquence - Applications en émission et ré- ception (HF et VHF).....	juin	1693	123

RADIOCOMMANDE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Réalisez un émetteur de radio- commande 3 voies ou plus.....	août	1683	61
- Codeur proportionnel à NE 5044.	septembre	1684	121
- Commande de train électrique Zéro 1-Hornby.....	septembre	1684	179
- Réalisez un chargeur d'accu à courant constant.....	octobre	1685	155
- Récepteur miniature à 7 voies - Modulation de fréquence 27 ou 41 MHz - Nouveau circuit S1469 décodeur NE 5045 - Mise au point simple.....	octobre	1685	165
- Réalisation : un avertisseur so- nore pour modèles réduits.....	janvier	1688	171
- Pour la radiocommande des mo- dèles réduits : un « GLOW-DRI- VER ».....	février	1688	147
- Servo-pilote pour moteur de trac- tion de modèles réduits.....	février	1689	158

RADIOCOMMANDE			
TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Nouveautés Robbe.....	avril	1691	172
- Platine H.F. à synthèse de fré- quence HF6-SF/4t ; HF6-SF/72 (1 ^{re} partie).....	mai	1692	131
- Le Salon du modèle réduit 1983 ..	juin	1693	86
- Platine H.F. à synthèse de fré- quence HF6-SF/4t ; HF6-SF/72 (2 ^e partie et fin).....	juin	1693	151
- Platine H.F. à synthèse de fré- quence HF6 - Rectificatif.....	juillet	1694	46

MESURE-SERVICE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- L'échelle « dB » des multimètres ..	octobre	1685	137
- Réalisez un fréquencemètre 500 MHz simple et économique (1 ^{re} partie).....	janvier	1688	131
- Réalisez un fréquencemètre 500 MHz simple et économique (2 ^e partie et fin).....	février	1689	71
- Pratique de la mesure - Introduc- tion.....	avril	1691	71
- Réalisez un capacimètre digital : le CX2 (1 ^{re} partie).....	avril	1691	135
- Réalisez un capacimètre digital : le CX2 (2 ^e partie et fin).....	mai	1692	141
- Pratique de la mesure : rappels sur les unités.....	mai	1692	148
- Pratique de la mesure : le contrô- leur universel.....	juin	1693	139
- Pratique de la mesure : vers le voltmètre idéal ; réalisation d'un adaptateur voltmètre électro- nique.....	juillet	1694	53

DIVERS

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Table des matières - Année 1981-1982 - Du numéro 1671 au numéro 1682 inclus.....	août	1683	81
- PHILIPS : le V2000 à Vienne.....	novembre	1686	99
- Inauguration de la nouvelle usine AKAI à Honfleur.....	novembre	1686	102
- Le VIDCOM 82.....	novembre	1686	207
- Le Consumer Electronics Show de Las Vegas.....	mars	1690	111
- Le 25 ^e Festival international Son et Image Vidéo : l'année du « Compact disc ».....	avril	1691	107
- Les logotypes des circuits intégrés	avril	1691	160
- Filière électronique et formation : I. Les professions de l'électroni- que.....	mai	1692	71
- Filière électronique et formation : II. Les professions de l'informati- que.....	juin	1693	59

Réalisez votre ordinateur individuel

Les sous programmes DU DOS

CONTRAIREMENT à ce que nous avons annoncé le mois dernier, nous allons consacrer cet article à la présentation des sous-programmes et des adresses particulières du DOS ; vous êtes en effet très nombreux à souhaiter posséder rapidement ces informations d'une part et le faible nombre de pages disponibles dans ce numéro d'août ne nous aurait pas permis de vous présenter complètement la carte de programmation de PROM d'autre part. Celle-ci est donc remise à septembre. Cet article va comporter également le listing d'un programme destiné à améliorer l'emploi du DOS chez ceux d'entre vous qui ne possèdent qu'un seul lecteur.

Généralités

Nous allons vous décrire ci-après tous les sous-programmes du DOS que vous pouvez utiliser ainsi que toutes les adresses mémoires utilisées par celui-ci et pouvant vous servir. Ces indications sont destinées à vous permettre d'écrire des programmes utilisant des fichiers disques et les ressources du DOS ; programmes que vous pourrez même transformer en commandes du DOS.

Il va de soi que l'utilisation de manière incontrôlée de ces sous-programmes peut conduire, si vous ne prenez pas quelques précautions élémentaires, à la destruction de tout ou partie de la disquette que vous utilisez pour vos essais. Même si vous avez bien étudié leur mode d'emploi, n'oubliez pas que dans la phase de mise au point d'un programme il se produit souvent des phénomènes plus ou moins contrôlés ; attention donc, c'est lors des essais de vos programmes utilisant ces sous-programmes que vos disquettes risquent leur vie. De ces quelques remarques, nous dégagons

donc deux règles fondamentales valables pendant toutes les phases d'essais de programmes utilisant les sous-programmes du DOS :

- Ne laissez pas votre disquette « système » (celle qui supporte le DOS et ses commandes) dans un lecteur.
- Ne faites pas d'essais d'écriture ou de lecture sur une disquette contenant des fichiers auxquels vous tenez.

Comme cela, même en cas de catastrophe, il vous suffira de formater à nouveau la disquette d'essais pour continuer vos travaux.

De même, lorsque vous aurez constaté que votre programme fonctionne, il vous faudra essayer toutes les combinaisons possibles pour voir s'il ne présente pas de défaut dans un cas particulier ; il est en effet trop bête d'avoir à refaire entièrement un fichier (par exemple) parce que l'on n'a pas prévu un cas de figure qui fait « planter » le programme agissant sur ce fichier.

Enfin, pour en terminer avec ces avertissements, sachez qu'aucun autre sous-programme du DOS et qu'aucune autre adresse que celles listées

ici ne doivent être utilisés. La liste que nous vous donnons est complète et strictement conforme à celle que l'on peut trouver dans les manuels américains qui accompagnent le noyau de ce DOS.

Structure du DOS

Le DOS est en réalité composé de deux sous-ensembles d'inégale importance : le DOS proprement dit qui interprète et traite les commandes et le FMS qui gère tous les accès aux disquettes. FMS signifie en américain « File Management System » c'est-à-dire, grosso modo, système de gestion des fichiers. Ces deux parties comportent des sous-programmes que vous pouvez utiliser ; ceux du DOS proprement dit sont d'un emploi simple et sans gros risques ; ceux du FMS sont d'un emploi un peu plus délicat mais permettent de faire ce que vous voulez d'une disquette (même essayer de voir comment elle est protégée si vous le désirez...).

Nous allons commencer notre présentation par les adresses utiles du DOS, nous poursuivrons par les sous-programmes du DOS puis nous conclurons par ceux du FMS. Nous vous demandons de bien vouloir passer sur les deux ou trois notions qui vous seront peut-être inconnues lors de la présentation des sous-programmes du DOS, certains font en effet référence à des notions exposées dans la partie consacrée au FMS.

Les adresses utiles du DOS

Pour simplifier, nous donnons celles-ci dans un ordre numérique, libre à vous, si vous le jugez utile, de les classer autrement.

- C080 à COFF contient le buffer de ligne. C'est une zone de 128 octets dans laquelle les caractères frappés au clavier sont placés les uns après les autres par le sous-programme INBUFF. Les caractères qui ont été effacés au moyen du CNTRL H n'apparaissent pas de même que le CNTRL H lui-même et tous les caractères de contrôle qui ont pu être frappés. Le retour chariot qui termine la frappe d'une ligne est, par contre, présent dans ce buffer.

- CC00 contient le caractère interprété comme l'ordre de retour arrière du curseur. Ce caractère peut être modifié au moyen de la commande TTYSET (voir notice du DOS). D'origine, le contenu de CC00 est 08 qui correspond au caractère de retour arrière normalisé CNTRL H.

- CC01 contient le caractère interprété comme l'effacement de ligne. Il peut être modifié par la commande TTYSET. Sa valeur d'origine est 18 ce qui correspond au caractère normalisé pour cette fonction CNTRL X.

- CC02 contient le caractère interprété comme fin de ligne c'est-à-dire celui qui est utilisé comme séparateur de plusieurs commandes sur une même ligne (revoir la notice du

DOS si nécessaire). Il peut être modifié par TTYSET et sa valeur par défaut est 3A ce qui correspond au caractère : (deux points).

– CC03 contient le nombre de lignes que le DOS doit imprimer sur une page. Il peut être modifié par TTYSET. Sa valeur d'origine est 0 ce qui signifie que cette fonction n'est pas activée et que le DOS imprime donc 56 lignes par page (valeur pour laquelle il est préprogrammé et à laquelle il se tient en l'absence d'indications contraires).

– CC04 contient le nombre de caractères que le DOS imprime sur chaque ligne. Si cette valeur est nulle, ce nombre est illimité et ne dépend donc que de ce que vous lui faites imprimer. Cette valeur peut être modifiée par TTYSET et sa valeur par défaut est 0.

– CC05 contient le nombre de caractères nuls que le DOS envoie après chaque retour chariot. Cette valeur peut être modifiée par TTYSET et sa valeur initiale est 4.

– CC06 contient le caractère interprété par l'éditeur disque comme le taquet de tabulation. Ce caractère n'est pas utilisé par le DOS lui-même.

– CC07 contient le caractè-

re renvoyé en écho sur le terminal lors de la frappe d'un retour arrière du curseur. Si la valeur de ce caractère est mise à 08, le DOS enverra au terminal un espace avant d'envoyer le 08 ce qui conduira à l'effacement réel du caractère sur l'écran du terminal. Cette valeur peut être modifiée par TTYSET et sa valeur par défaut est 08.

– CC08 contient le nombre de lignes blanches sautées par le DOS en fin de chaque page imprimée. Cette valeur peut être modifiée par TTYSET et sa valeur initiale est 0.

– CC09 indique si la pause en fin de page (voir notice de la commande TTYSET) est activée ou non. Si cet octet est à 00 la pause est activée ; si cet octet est différent de 0 la pause n'est pas activée. Ce paramètre peut être modifié par TTYSET et sa valeur par défaut est FF (donc pause non activée).

– CC0A contient le caractère interprété par le DOS comme le caractère ESCAPE ; sa valeur initiale est 1B qui est le code ASCII de ESCAPE.

– CC0B contient le numéro du disque système c'est-à-dire le numéro du disque sur lequel le DOS va aller chercher les

commandes que vous frappez. La valeur par défaut est 0. Si cet octet contient FF, tous les lecteurs sont examinés automatiquement pour trouver la commande demandée.

– CC0C joue le même rôle que CC0B mais pour le lecteur de travail, la remarque concernant la mise à FF de cet octet s'applique aussi.

– CC0D ne doit pas être utilisé, c'est une mémoire de travail du DOS.

– CC0E à CC10 contiennent la date courante du système sous la forme mois, jour, an. Les valeurs du jour et du mois sont codées en binaire. Pour l'année, seules les dizaines et les unités sont codées (les centaines et les milliers étant réputés faire 1 et 9 ; en l'an 2000 nous aviserons !!).

– CC11 contient le dernier caractère non alphanumérique rencontré lors du traitement du buffer de ligne. Voir plus avant lors de la description de NEXT et CLASS pour comprendre le rôle de ce caractère.

– CC12 et CC13 contiennent l'adresse d'une table de commandes que vous pouvez ajouter au DOS. La structure de cette table et les commandes qui peuvent s'y trouver sont décrites plus avant dans

cette notice. En l'absence de cette table, le contenu de ces deux octets est nul.

– CC14 et CC15 contiennent l'adresse du prochain caractère à traiter dans le buffer de ligne. Cette adresse est utilisée par les sous-programmes INBUFF, NXTCH, GETFIL, GETCHR et DOCMND décrits ci-après. Le contenu de CC14 et CC15 n'est donc rien d'autre que le pointeur de caractère du buffer de ligne.

– CC16 et CC17 contiennent l'adresse à laquelle le DOS doit sauter lorsque, après la frappe d'un ESCAPE, un retour chariot est frappé. En temps normal ces deux octets contiennent le point d'entrée chaud du DOS (CDO3).

– CC18 contient le dernier caractère lu dans le buffer de ligne par le sous-programme NXTCH.

– CC19 contient le caractère précédent le dernier caractère lu dans le buffer de ligne par NXTCH.

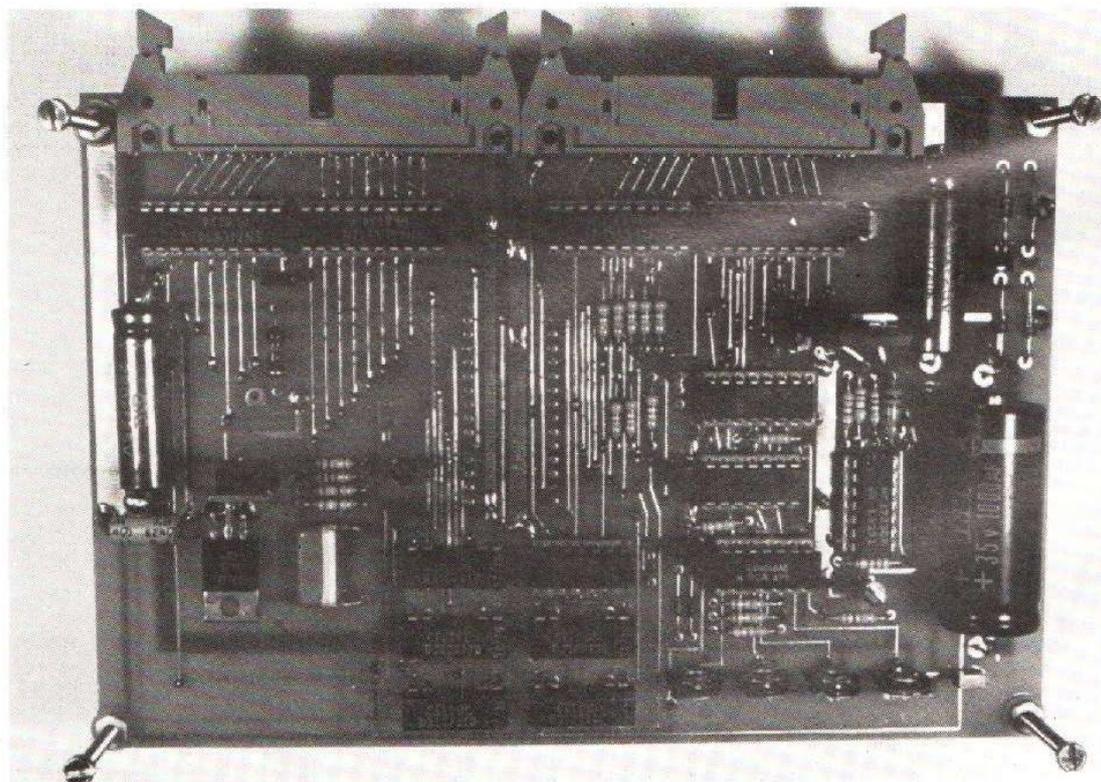
– CC1A contient le nombre de lignes déjà imprimées sur une page donnée. Cette valeur est comparée au nombre total de lignes par page autorisé pour savoir si une page complète a été imprimée ou non.

– CC1B et CC1C contiennent l'offset ajouté aux adresses d'un programme chargé par la commande LOAD du DOS lorsque celle-ci est utilisée avec un offset. Pour les autres commandes du DOS, ces deux octets peuvent servir de mémoires de travail.

– CC1D est l'indicateur d'adresse de transfert. Lorsqu'un programme a été chargé en mémoire, cet octet est mis à une valeur non nulle si le programme comportait une adresse de transfert et à une valeur nulle dans le cas contraire.

– CC1E et CC1F contiennent l'adresse de transfert du dernier programme qui vient d'être chargé en mémoire. Si le dernier programme chargé en mémoire ne comportait pas d'adresse de transfert, le contenu de ces deux octets est indéterminé.

– CC20 contient le numéro de l'erreur décelée par le programme de gestion du FMS. Chaque numéro correspond à une ligne de message d'erreur



Le prototype de la carte de programmation de PROM pendant les essais.

contenu dans le fichier ERREURS.SYS du DOS selon la table visible figure 1.

— CC21 est un indicateur pour le sous-programme PUTCHR. Si le contenu de cet octet est différent de 0, le sous-programme PUTCHR ignorera l'indication de nombre de caractères par ligne donnée par TTYSET ainsi que la frappe des séquences ESCAPE — retour chariot. La valeur normale et par défaut de cet octet est 0.

— CC22 est l'indicateur de sous-programme de sortie de caractère. Si cet octet est nul, la sortie de caractères faite par le sous-programme PUTCHR utilise le sous-programme OUTCH ; s'il est non nul la sortie se fait en utilisant OUTCH2. Voir au niveau de la description de ces sous-programmes pour plus de détails.

— CC23 est l'indicateur de sous-programme d'entrée de caractère. Si cet octet est nul, l'entrée de caractère faite par le sous-programme GETCHR utilise le sous-programme INCH ; s'il est non nul l'entrée se fait en utilisant INCH2. Même remarque que ci-avant.

— CC24 et CC25 contiennent l'adresse du FCB (voir description du FMS) du fichier utilisé comme fichier de sortie. Si ces deux octets contiennent 0, aucune sortie sur fichier n'est effectuée.

— CC26 et CC27 contiennent l'adresse du FCB (idem) du fichier utilisé comme fichier d'entrée. Si ces deux octets sont nuls, aucune entrée depuis un fichier n'a lieu.

— CC28 est un indicateur d'appel du DOS. Sa valeur est non nulle si le DOS a été appelé par un programme externe au moyen du point d'entrée DOCMND ; elle est nulle dans les autres cas.

— CC29 contient le nombre de caractères déjà imprimés sur la ligne en cours. Cette valeur est comparée au contenu de CC04 pour savoir quand aller à la ligne compte tenu du nombre de caractères par ligne spécifié.

— CC2B et CC2C contiennent l'adresse maximum de la mémoire à destination de l'utilisateur. Cette valeur est positionnée lors du chargement du DOS et les programmes ayant

besoin de celle-ci peuvent venir la lire lorsqu'ils le désirent.

— CC2D et CC2E ont un rôle dans l'affichage des messages d'erreur du DOS. Si le contenu de ces deux octets est nul, le fichier ERREURS.SYS est utilisé pour afficher des messages d'erreurs en clair. Si ces octets sont non nuls, la valeur qui y est contenue est l'adresse d'une chaîne de caractères constituant le nom du fichier de messages d'erreurs à utiliser.

— CC2F est un octet d'autorisation (ou non) d'écho. Si cet octet est différent de 0 et qu'une entrée de caractère ait lieu à partir d'un fichier, tous les caractères lus seront envoyés sur le terminal. Si cet octet est nul, ceux-ci n'apparaîtront pas sur le terminal. La valeur par défaut est non nulle.

— CCC0 à CCD7 contiennent le sous-programme d'initialisation de l'imprimante ainsi que vous avez pu le constater lorsque nous vous avons expliqué comment rédiger votre propre programme de gestion d'imprimante.

— CCD8 à CCE3 contiennent le sous-programme de test utilisé pour savoir si l'imprimante est prête.

— CCE4 à CCF7 contiennent

le sous-programme de sortie de caractères utilisé par l'imprimante.

Ces quelques cases mémoires sont les seules dont le contenu est mis à votre disposition pour exploitation éventuelle par vos programmes. L'intervention sur leur contenu ne présente, de plus, quasiment pas de risque quant au fonctionnement du DOS et vous pouvez même, pour la majeure partie d'entre elles, essayer d'en modifier le contenu au moyen de la commande M de TAVBUG09 pour voir l'effet produit.

Les sous-programmes du DOS

Comme vous allez le voir, ils sont assez nombreux et recouvrent la majorité de vos besoins d'entrées/sorties lors de la réalisation de vos propres programmes. Tous les sous-programmes ci-après respectent les règles générales suivantes :

— Sauf indication contraire, les sous-programmes décrits doivent être appelés par un JSR ou un LBSR (ce qui est mieux).

— Les registres U et Y ne sont

pas modifiés par aucun des sous-programmes ci-après.

— Sauf indication contraire, les registres A, B et X doivent être considérés comme étant modifiés par les sous-programmes. Généralement A est utilisé pour entrer une valeur dans un sous-programme et, lors de la sortie du sous-programme, A ou B contiennent une indication d'état.

L'exception confirmant la règle, nous allons commencer cette description par trois adresses qui ne correspondent pas à des sous-programmes puisque ce sont des points d'entrée du DOS. Vous n'aurez, en principe, à faire appel qu'à l'une d'entre elles mais les trois sont indiquées par souci d'exactitude.

— CD00 point d'entrée froid du DOS. Lors de la frappe d'une commande X du DOS, TAVBUG09 charge en mémoire le chargeur du DOS (le BOOT ou BOOTSTRAP en américain) qui, lui-même, charge le DOS. Lorsque c'est fait, le BOOT saute à cette adresse pour initialiser puis lancer le DOS. Ce point d'entrée ne doit pas être utilisé par vos programmes car, comme le DOS se modifie suite à sa première initialisation, une en-

Code	Signification
1	Code de fonction FMS illégal
2	Le fichier demandé est déjà utilisé
3	Le fichier spécifié existe déjà
4	Le fichier demandé est introuvable
5	Erreur dans le repertoire des fichiers - rechargez le DOS
6	Le repertoire des fichiers est plein
7	Toute la place disponible sur le disque a été utilisée
8	Fin de fichier rencontrée en lecture
9	Erreur de lecture sur le disque
10	Erreur d'écriture sur le disque
11	Le disque ou le fichier est protégé en écriture
12	Le fichier est protégé - effacement impossible
13	Bloc de controle de fichier illégal
14	Apparition d'une adresse disque illégale
15	Le lecteur demandé n'existe pas
16	Le lecteur demandé n'est pas prêt
17	Le fichier est protégé - accès refusé
18	Le fichier est protégé - accès refusé
19	Pointeur d'accès direct erroné
20	FMS inactif - rechargez le DOS
21	Le nom de fichier spécifié est incorrect
22	Erreur de fermeture d'un fichier
23	Débordement de la table des secteurs - disque trop segmenté
24	Le numéro d'enregistrement demandé n'existe pas
25	Fichier détérioré
26	Erreur de syntaxe dans la ligne de commande
27	Commande interdite pendant l'impression
28	Configuration matérielle insuffisante

Fig. 1. — Correspondance entre les numéros de code des erreurs et les messages.

trée à cette adresse peut conduire à des résultats imprévisibles.

— CD03 est le point d'entrée chaud du DOS. C'est le point d'entrée que vous devez utiliser lorsque vos programmes sont terminés et que vous voulez passer normalement sous le contrôle du DOS. Ce point d'entrée ne correspondant pas à un sous-programme, vous devez donc y accéder par un JMP ou par un LBRA. Vos programmes finissant par un retour sous DOS se termineront donc par un JMP \$CD03 ou par un LBRA \$CD03.

— CD06 est un point d'entrée direct dans la boucle d'attente de commande du DOS. Vous ne devez pas l'utiliser.

Nous allons maintenant aborder l'étude des sous-programmes proprement dit en indiquant pour chacun d'eux le point d'entrée et le nom « standard » tel qu'il est défini dans le manuel en langue américaine de Flex (marque déposée de Technical Systems Consultants) ainsi que dans toutes les publications décrivant des programmes compatibles de Flex.

— CD18, PUTCHR : ce sous-programme a pour fonction de faire sortir un caractère sur un équipement. Le caractère à sortir doit être contenu dans A lors de l'appel du sous-programme. Si le contenu de CC21 est nul, le compteur de caractères par ligne est testé et un retour chariot — saut ligne est généré automatiquement si nécessaire. L'organe d'entrée de caractère est testé pour voir si un ESCAPE a été frappé et, si c'est le cas, la sortie de caractère sera interrompue à la fin de la ligne en cours. Si le contenu de CC22 est non nul, le sous-programme OUTCH2 décrit ci-après est utilisé pour la sortie proprement dite. Si ce contenu est nul, le contenu de CC24 et CC25 est testé ; s'il est non nul, l'adresse trouvée en CC24 et CC25 est utilisée comme adresse du FCB d'un fichier (voir plus avant lors de la description du FMS ce qu'est un FCB) dans lequel est placé le caractère à sortir. Si le contenu de CC24 et CC25 est nul, le sous-programme OUTCH est

utilisé pour sortir le caractère. En temps normal, OUTCH envoie le caractère sur le terminal. Les registres B et X ne sont pas modifiés par PUTCHR.

— CD1B, INBUFF : ce sous-programme fait entrer une ligne frappée au clavier du système dans le buffer de ligne (voir ci-avant). Les caractères de retour arrière du curseur et d'effacement de ligne sont testés et interprétés s'ils sont rencontrés. Tous les autres caractères de contrôle sauf retour chariot et saut ligne sont ignorés. Le retour chariot considéré comme terminant la ligne est placé dans le buffer après le dernier caractère frappé. La taille du buffer étant de 128 caractères, il est impossible de frapper plus de 127 caractères par ligne (le dernier étant réservé pour le retour chariot) ; cela vous permet de comprendre pourquoi nous avons présenté cette limitation à la taille des lignes de commande du DOS lors de la description de son mode d'emploi. Lors de la sortie de INBUFF, le pointeur de caractère dans la ligne (dont la valeur est contenue en CC14 et CC15) pointe sur le premier caractère frappé.

Attention ! Lors de la frappe d'une ligne de commande sous contrôle du DOS, celle-ci est placée dans le buffer de ligne. Si votre ligne de commande comporte plusieurs ordres et que l'un de ceux-ci correspond à un de vos programmes faisant appel à INBUFF, il faut bien penser au fait que la ligne de commande frappée va être détruite puisque INBUFF utilise le buffer de ligne. Il faut donc soit sauvegarder son contenu, soit ne pas utiliser vos programmes faisant appel à INBUFF au sein de lignes comportant plusieurs commandes (ou alors seulement en dernière position).

— CD1E, PSTRNG : ce sous-programme est analogue au sous-programme PDATA de TAVBUG09 en ce sens qu'il a pour effet de faire imprimer une chaîne de caractères. Lors de l'appel de ce sous-programme, X doit pointer sur le premier caractère d'une chaîne terminée par le caractère de code ASCII 04. Ce sous-pro-

gramme honore (contrairement à PDATA de TAVBUG09) tous les paramètres positionnables par la commande TTYSET. Un retour chariot-saut ligne est automatiquement affiché avant la chaîne de caractères. Ce programme doit être employé de préférence à PDATA de TAVBUG09 par souci de cohérence d'une part et surtout parce qu'il respecte les paramètres positionnables par TTYSET (nombre de lignes par page, nombre de caractères par lignes, séquence ESCAPE — retour chariot, etc...).

— CD09, INCH et CDOC, INCH2 : chacun de ces sous-programmes attend la frappe d'un caractère au clavier et retourne celui-ci au programme appelant dans l'accumulateur A. Lors de l'initialisation du DOS, le contenu de CD09 et CDOC est positionné à la même valeur correspondant à un sous-programme d'entrée de caractère depuis le clavier du système. Vous pouvez, si vous le désirez, remplacer le contenu de CD09 et CDOA par l'adresse de début de votre propre sous-programme d'entrée ; par contre, vous ne devez en aucun cas remplacer le contenu de CDOC et CD0D sous peine de perdre le contrôle du DOS depuis le clavier. Par ailleurs, vos programmes ne doivent, sauf cas exceptionnel, pas faire appel à ces sous-programmes mais plutôt à GETCHR (voir ci-après) qui présente l'avantage de se conformer aux indications des paramètres positionnables par TTYSET alors que INCH et INCH2 ne font aucun contrôle à ce niveau.

— CD0F, OUTCH et CD12, OUTCH2 : lors de l'entrée dans l'un de ces deux sous-programmes, un caractère à sortir doit être contenu dans l'accumulateur A. Comme pour INCH et INCH2, OUTCH et OUTCH2 pointent initialement sur la même valeur qui correspond à une sortie de caractère sur le terminal ou la carte IVG09. Il est autorisé de modifier le contenu de CD0F et CD10 pour y placer l'adresse de votre propre sous-programme de sortie ; par contre OUTCH2 ne doit en aucun cas être modifié. Comme pour INCH et INCH2, il est décon-

seillé de faire appel directement à ces programmes mais plutôt à PUTCHR qui, lui, vérifie les paramètres positionnables par TTYSET alors que OUTCH et OUTCH2 n'en font rien.

— CD15, GETCHR : ce sous-programme attend la frappe d'un caractère au clavier du système et fournit celui-ci dans l'accumulateur A. Le contenu de CC1A (ligne courante affichée) est remis à zéro par tout appel à GETCHR. Si le contenu de CC23 est non nul, GETCHR utilise INCH2 comme sous-programme d'entrée de caractère. Si ce contenu est nul, le contenu de CC26 et CC27 est testé ; s'il est non nul la valeur qui est trouvée est considérée comme l'adresse du FCB d'un fichier d'où sera alors extrait le caractère attendu. Si le contenu de CC26 et 27 est nul, le sous-programme INCH est utilisé pour entrer le caractère. Les registres B et X ne sont pas modifiés par ce sous-programme.

— CD21, CLASS : ce sous-programme a pour fonction de classer un caractère. Lors de l'appel de ce sous-programme le caractère à classer doit être contenu dans l'accu A. Si le caractère est alphanumérique (c'est-à-dire si c'est une lettre ou un chiffre) le bit de retenue est mis à 0, sinon le bit de retenue est mis à 1 (rappelez-vous que le bit de retenue est le bit C du CCR du 6809 et qu'il peut être exploité par des instructions de branchement telles que BCC ou BCS). De plus, si le caractère n'est pas alphanumérique, il est placé en CC11 automatiquement. Aucun registre n'est modifié par ce sous-programme.

— CD24, PCRLF : ce sous-programme a pour fonction de faire sortir un retour chariot — saut ligne. Ce sous-programme réalise cependant un certain nombre de tests importants avant de s'exécuter. En premier lieu, ce sous-programme recherche si un ESCAPE a été frappé pendant l'impression de la ligne précédente ; si oui, le sous-programme attend la frappe d'un autre ESCAPE pour s'exécuter ou d'un retour chariot. Dans ce dernier cas, le sous-programme saute au pro-

gramme dont l'adresse est contenue en CC16 et CC17. En temps normal le contenu de CC16 et CC17 est CD03 ce qui renvoie le contrôle au DOS ; il est évident que votre programme peut changer à loisir ce contenu pour une toute autre exploitation. Ensuite, ce sous-programme teste si l'on est en fin de page. Si oui, il teste si la pause a été validée. Si oui, il attend la frappe d'un ESCAPE pour continuer. Si la valeur du paramètre EJ (voir commande TTYSET) est non nulle, l'éjection de lignes a lieu avant l'impression du retour chariot -- saut ligne. Enfin, malgré tous ces tests, le registre X n'est pas modifié par ce sous-programme.

— CD27, NXTCH : ce sous-programme est utilisé pour l'exploration du contenu du buffer de ligne. A chaque appel de ce sous-programme, le caractère en cours (contenu en CC18) est transféré en caractère précédent (CC19) et un nouveau caractère est lu depuis le buffer de ligne et est placé en caractère courant en CC18. Les espaces multiples sont ignorés par ce sous-programme et sont, quel que soit leur nombre, considérés comme étant un seul. Lorsque le caractère retour chariot ou fin de ligne (voir paramètre EOL de TTYSET) est atteint, ce sous-programme s'arrête dans son exploration du buffer de ligne et, même s'il est appelé plusieurs fois, il reste arrêté sur ce caractère. Ce sous-programme se termine dans tous les cas par un passage dans le sous-programme CLASS vu ci-avant. Les registres B et X ne sont pas modifiés.

— CD2A, RSTRIO : ce sous-programme permet une réinitialisation des sous-programmes d'entrées/ sorties vus ci-avant. Il a pour effet de rendre identiques les points d'appel à OUTCH et à OUTCH2 ainsi que ceux de INCH et de INCH2, de plus, il remet à 0 les contenus de CC24, CC25, CC26 et CC27 dont nous avons vu la signification ci-avant. Les registres A et B ne sont pas modifiés par ce sous-programme.

— CD2D, GETFIL : ce sous-programme a pour fonction de placer en mémoire, dans le

FCB d'un fichier, les paramètres correspondant à son nom tel qu'il est frappé sur une ligne de commande. Lors de l'appel de ce sous-programme, le registre X doit contenir l'adresse d'un FCB et le pointeur de caractère dans le buffer de ligne doit pointer sur le premier caractère d'un nom de fichier. Celui-ci et son extension si elle est présente, sont alors placés aux bons endroits dans le FCB. Si un numéro de lecteur n'est pas précisé avec le nom de fichier, celui de travail est pris par défaut. Si une extension n'est pas précisée, aucune extension n'est mise dans le FCB et il faudra ensuite faire appel au sous-programme SETEXT pour ce faire. Si aucune erreur n'a été commise dans la présentation du nom de fichier, le bit de retenue est mis à 0 en sortie de ce sous-programme. Si une erreur a été détectée, le bit de retenue est mis à 1 et le code d'erreur 21 est placé dans le FCB du fichier. Le registre X n'est pas modifié par ce sous-programme.

— CD30, LOAD : ce sous-programme a pour fonction de charger en mémoire un fichier binaire (pas de fichier texte). Lors de l'entrée dans ce sous-programme, le FCB système situé à l'adresse C840 doit contenir le nom d'un fichier binaire ouvert en lecture (voir paragraphe consacré au FMS pour ces notions). Le fichier est alors lu et stocké en mémoire à son adresse normale. Il est cependant possible de définir un offset pour le chargement de ce fichier ; offset qui est alors placé en CC1B et CC1C. Le fait de laisser 0000 à ces adresses signifie qu'aucun off-

set n'est utilisé. Le contenu de ces deux octets n'est pas effacé automatiquement par ce sous-programme aussi est-il nécessaire de penser à le remettre à 0 avant tout appel de celui-ci. Cet offset est tout simplement une valeur constante ajoutée aux adresses de chargement du programme. Cela ne modifie en aucune façon le programme ainsi chargé et, en particulier, si celui-ci n'était pas translatable, cela ne le modifie pas pour fonctionner aux nouvelles adresses de chargement ainsi générées. L'adresse de transfert du fichier ainsi chargé (s'il y en avait une) n'est pas modifiée par l'offset. Lors de la sortie de ce sous-programme, CC1E et CC1F contiennent l'adresse de transfert s'il y en avait une et CC1D est non nulle s'il y avait une adresse de transfert. Le fichier ouvert, en lecture, avant l'appel de ce sous-programme est automatiquement fermé en sortie de ce sous-programme. Si une erreur disque a lieu pendant le chargement du fichier, un message d'erreur est automatiquement imprimé et le contrôle est rendu au DOS par un saut au point d'entrée chaud (CD03).

— CD33, SETEXT : ce sous-programme a pour fonction de rajouter une extension à un nom de fichier qui en est dépourvu. Lors de l'entrée dans ce sous-programme, l'index X doit pointer sur un FCB dont le nom de fichier ne comporte pas d'extension. L'accumulateur A doit contenir une valeur numérique comprise entre 0 et 11, chacune d'elles correspondant à une extension particulière standard du DOS

comme indiqué en figure 2. Si le FCB pointé par X ne contenait effectivement pas d'extension, celle sélectionnée par A y est placée ; s'il contenait une extension, elle n'est pas modifiée et ce sous-programme est alors sans effet. Le registre X n'est pas modifié par ce sous-programme.

— CD36, ADDBX : ce sous-programme n'est là que par souci de compatibilité avec le DOS 6800 précédent ; en effet son rôle consiste à ajouter le contenu de l'accu B avec l'index X et à placer le résultat dans X. Cette instruction n'existait pas en 6800 alors que le 6809 sait faire cela en une seule instruction (ABX). Vous n'utiliserez donc jamais ce sous-programme à moins que vous ne souhaitiez rallonger à plaisir vos propres programmes...

— CD39, OUTDEC : ce sous-programme a pour fonction de faire imprimer un nombre décimal de quatre chiffres. Lors de l'appel du sous-programme, X doit pointer sur l'adresse de l'octet de poids fort d'un nombre de deux octets qui sera considéré comme non signé. Le nombre sera imprimé après conversion en décimal et suppression des éventuels 0 de début (0123 serait imprimé 123). Si le contenu de B est nul lors de l'appel de ce sous-programme, le nombre sera imprimé après suppression des 0 dès le premier chiffre significatif, si le contenu de B est non nul, les 0 non significatifs enlevés seront remplacés par des espaces. Cela permet, lors de la sortie de tableaux de valeurs, par exemple, de formater la présentation de ceux-ci très simplement.

— CD3C, OUTHEX : ce sous-programme a la même fonction que le précédent mais le nombre qu'il fait imprimer est en hexadécimal au lieu d'être en décimal. Lors de l'entrée dans ce sous-programme, X doit pointer sur l'octet de poids fort d'un mot de 16 bits qui est alors affiché sous forme de quatre chiffres hexadécimaux. La faculté de suppression des zéros non significatifs n'existe pas dans ce sous-programme. Les registres B et X

I	Code	I	Extension	I
I	0	I	BIN	I
I	1	I	TXT	I
I	2	I	CMD	I
I	3	I	BAS	I
I	4	I	SYS	I
I	5	I	BAK	I
I	6	I	SCR	I
I	7	I	DAT	I
I	8	I	BAC	I
I	9	I	DIR	I
I	10	I	PRT	I
I	11	I	OUT	I

Fig. 2. — Code des extensions compris par le sous-programme SETEXT.

ne sont pas modifiés par ce sous-programme.

— CD3F, RPTERR : ce sous-programme a pour fonction de faire afficher sur le terminal un message d'erreur ou un numéro de code d'erreur relatif à une opération sur un fichier. Lors de l'entrée dans ce sous-programme, X doit contenir l'adresse du FCB d'un fichier dans lequel l'octet d'indication d'erreur n'est pas à zéro (c'est-à-dire un fichier pour lequel s'est produite une erreur). Le code d'erreur lu dans le FCB est stocké en CC20, un appel à RSTRIO est fait puis le contenu de CC2D et CC2E est testé. Si ce contenu est nul le fichier ERREURS.SYS est ouvert en lecture ; si ce contenu est non nul, il est considéré comme étant l'adresse d'une chaîne de caractères représentant un nom de fichier complet (nom + extension). Ce nom complet doit impérativement comporter 11 caractères (8 de nom suivis de 3 d'extensions). Si le nom que vous voulez donner comporte moins de 8 caractères, le complément à 8 sera rempli par des caractères nuls (00). Ce fichier est alors ouvert en lecture comme dans le cas de ERREURS.SYS ci-avant. Dans un cas comme dans l'autre, le numéro de code de l'erreur est alors multiplié par 63 pour indiquer la position de la chaîne de caractères dans le fichier représentant le message d'erreur à imprimer. Les fichiers ERREURS.SYS ou votre propre fichier de message doivent être des fichiers à accès aléatoire (voir plus avant dans cette notice). Si, pour une raison ou pour une autre, le fichier ERREURS.SYS, votre fichier ou le message d'erreur, ne peuvent être trouvés, ce sous-programme fait alors afficher ERREUR DISQUE nnn où nnn est le numéro de code de l'erreur rencontrée, numéro dont nous avons déjà vu la signification dans la table de la figure 1. Ce cas-là se produit souvent chez ceux d'entre vous qui ne possèdent qu'un lecteur. En effet, lorsqu'une erreur arrive sur un fichier, ce sous-programme est appelé par le DOS, si votre disquette ne comporte pas ERREURS.SYS ce qui est le cas lorsque vous n'avez qu'un lec-

teur et qu'une disquette de travail est en place il se borne à afficher le numéro de l'erreur sans plus de précision.

— CD42, GETHEX : ce sous-programme a pour fonction de lire un nombre hexadécimal contenu dans le buffer de ligne. Lors de l'entrée dans ce sous-programme, le pointeur du buffer de ligne (contenu en CC14 et CC15) doit pointer sur le premier caractère d'un nombre dans le buffer de ligne. Lors de la sortie de ce sous-programme, le nombre considéré comme étant de l'hexadécimal est placé sans aucune modification ni conversion dans X et le contenu de l'accum B est mis à une valeur différente de 0 pour indiquer que tout s'est bien passé. Le pointeur du buffer de ligne pointe alors sur le premier caractère suivant le séparateur qui se trouve après le nombre ainsi lu (nous vous rappelons que les séparateurs admis par le DOS sur une ligne de commande sont l'espace, code ASCII 20, et la virgule code ASCII 2C). Si le premier caractère sur lequel pointe le pointeur du buffer de ligne est un séparateur et non un chiffre, le bit de retenue est toujours mis à 0 mais le contenu de B est lui aussi mis à 0 indiquant ainsi qu'aucun nombre n'a été trouvé ; dans ce cas, la valeur placée dans X en sortie du sous-programme est 0000. Si un caractère non hexadécimal est rencontré dans la lecture des quatre chiffres du nombre lu, le sous-programme se termine avec le bit de retenue positionné à 1 indiquant ainsi qu'un caractère illégal a été décelé. Le nombre contenu dans le buffer de ligne peut être de n'importe quelle longueur, seuls les quatre derniers chiffres de celui-ci seront pris en compte et placés dans X.

— CD45, OUTADR : ce sous-programme a pour fonction principale de faire imprimer une adresse (donc quatre caractères hexadécimaux) contenue quelque part en mémoire. Lors de l'entrée dans ce sous-programme, X doit contenir l'adresse de l'octet de poids fort d'un mot de deux octets qui sera alors imprimé sous forme de quatre chiffres hexadécimaux. Les zéros de

tête non significatifs sont affichés par ce sous-programme.

— CD48, INDEC : ce sous-programme a pour fonction de lire un nombre décimal non signé dans le buffer de ligne. Lors de l'entrée dans ce sous-programme, le pointeur du buffer de ligne (contenu en CC14 et CC15) doit pointer sur le premier caractère du nombre à lire dans le buffer de ligne. En sortie de ce sous-programme, le bit de retenue est mis à 0 si un nombre valide a été trouvé, l'accumulateur B est mis à 0 et l'index X contient la valeur binaire du nombre. Le comportement du pointeur du buffer de ligne est analogue à celui décrit pour le sous-programme GETHEX vu ci-avant. Si le caractère sur lequel pointe le buffer de ligne est un séparateur, la retenue est toujours mise à 0 mais B est lui aussi mis à 0 indiquant qu'un nombre n'a pas été trouvé ; le contenu de X est alors 0000. Le nombre peut, ici aussi, être de n'importe quelle longueur mais il est tronqué de façon à pouvoir être codé dans les 16 bits de X.

— CD48, DOCMND : cette adresse n'est pas celle de début d'un sous-programme mais c'est tout comme, en effet le fait d'effectuer un saut par un JSR ou un LBSR (donc par un appel de sous-programme) à cette adresse appelle le DOS complet comme un sous-programme, lui fait exécuter une commande et, lorsque celle-ci est terminée, rend le contrôle à votre programme appelant comme si un RTS existait en fin d'exécution du DOS. On voit l'intérêt énorme de cette possibilité. Avant d'effectuer le saut à cette adresse, il faut cependant préparer certaines choses pour que le DOS sache quoi faire. Il faut donc placer dans le buffer de ligne (de C080 à C0FF) une chaîne de caractères représentant une ligne de commande valide du DOS ; il faut ensuite positionner le pointeur de buffer de ligne (contenu en CC14 et CC15) sur le premier caractère de la chaîne (on mettra donc dans la plupart des cas C0 en CC14 et 80 en CC15 puisque le buffer de ligne commence en C080). La chaîne de caractères placée

dans le buffer de ligne doit impérativement se terminer par le caractère retour chariot (code ASCII OD) exactement comme se termine une ligne de commande lorsque vous la frappez au clavier ! Après exécution de la commande par le DOS, le contrôle est rendu à votre programme avec le contenu de B indiquant le code d'erreur généré par le FMS. Si ce contenu est nul il n'y a pas eu d'erreur, si ce contenu est différent de 0, il contient alors un code de message d'erreur conforme aux indications de la table de la figure 1. Attention ! Cette possibilité est à manier avec circonspection, en effet, si vous ne faites pas assez de tests dans votre programme appelant, vous pouvez par exemple ordonner au DOS de charger un fichier par-dessus lui-même ce qui conduit à des résultats pouvant entraîner l'effacement de tout ou partie de votre disquette en cours de lecture à ce moment-là.

— CD4E, STAT : ce sous-programme permet de savoir l'état du terminal du système, c'est-à-dire de savoir si une touche a été frappée ou non au clavier. Contrairement aux programmes d'entrée de caractères, celui-ci n'attend pas la frappe d'une touche mais indique si une touche a été frappée ou non et retourne tout de suite au programme appelant. Si un caractère a été frappé, le bit Z du CCR du 6809 est mis à 0 ; si aucun caractère n'a été frappé, le bit Z est positionné à 1. Cette façon d'agir permet de faire suivre très simplement ce sous-programme par un test en employant un BNE ou BEQ selon l'action que l'on désire déclencher.

En résumé

Nous en avons terminé avec la présentation des sous-programmes du DOS proprement dit. Ceux-ci couvrent 90 % des besoins d'entrées/sorties standards de vos propres programmes ; de plus, leur comportement est très logique si l'on prend la peine d'y réfléchir quelque peu. Certains points qui ont pu vous paraître incompréhensibles, en particulier lorsque l'on parlait de fichier et

de FCB, vont s'éclairer à la lecture de la description du FMS qui est, nous vous le rappelons, le morceau du DOS qui gère les fichiers du disque. Cette présentation du FMS, compte tenu de sa taille et de celle de ce numéro, aura lieu en début de notre prochain article avant la description du programme de PROM initialement prévu pour ce mois-ci.

Lors de cette description du FMS, nous verrons aussi comment écrire des programmes transformables en commandes du DOS en faisant ou non appel aux sous-programmes précédents dont nous donnerons quelques exemples d'utilisation.

Amélioration du DOS

Ainsi que nous l'avons déjà dit, le travail avec un seul lecteur est tout à fait possible mais, il faut bien le reconnaître, il est un peu astreignant. Pour faciliter celui-ci et, sur-

tout, pour ne pas vous obliger à avoir la majorité des commandes du DOS sur toutes vos disquettes, un sympathique réalisateur de ce système a mis au point le petit programme décrit ci-après qui, lorsque vous ne possédez qu'un lecteur ou lorsque vous avez défini le lecteur de travail comme étant identique au lecteur système vous demande, après la frappe de toute commande du DOS, si vous êtes prêt. En d'autres termes, vous placez votre disquette système dans votre lecteur, vous frappez la commande désirée, celle-ci se charge et le DOS vous demande alors si vous êtes prêt ; à ce moment-là, vous avez tout le temps que vous voulez pour changer de disquette (même si, par suite du temps que vous mettez, le lecteur s'arrête, cela ne fait rien) et lorsque la disquette de votre choix est mise en place et que vous frappez O (pour Oui) la commande s'exécute alors. Le listing assemblé de ce programme est indiqué figure 3. Il vous faut respecter

strictement les adresses qui y figurent sous peine de non-fonctionnement.

Pour modifier votre DOS de façon à y inclure ce programme, vous pouvez procéder de la façon suivante. Editez puis assemblez le programme de la figure 3. Faites un RENAME TAVDOS09.SYS,DOS.BIN ; supposons que vous ayez appelé le programme de la figure 3 MODOS ; après assemblage vous avez sur la disquette un fichier MODOS.BIN ; faites alors un APPEND DOS.BIN,MODOS.BIN, TAVDOS09.SYS qui a pour effet d'inclure cette modification dans le DOS d'origine et de redonner à l'ensemble le nom TAVDOS09.SYS. Faites ensuite un LINK TAVDOS09.SYS pour que ce nouveau DOS puisse être chargé sans problème. Arrêtez tout, chargez ce nouveau DOS et vérifiez le bon fonctionnement de la modification ainsi réalisée.

L'auteur tient à remercier

M. Schmitthausler pour cette intéressante communication ; le listing publié étant, à une modification de détail près, celui réalisé par ses soins.

La commande SPOOL

Par suite d'une erreur de l'auteur, les premiers DOS fournis l'ont été avec une commande SPOOL adaptée à notre système et fonctionnant donc très bien mais dont les messages et les commandes étaient en américain. Il vous est très facile de corriger cela en suivant les indications ci-après :

— Chargez votre SPOOL en mémoire en faisant un GET SPOOL.CMD.

— Passez sous TAVBUG09 par un MON puis, au moyen de sa commande M, faites les modifications indiquées figure 4.

— Faites ensuite un SAVE.LOW SPOOL.CMD, C100, C3FC, C100 qui remplacera le SPOOL précédent par le SPOOL corrigé.

A propos de la double densité

Plusieurs personnes nous ont posé des questions à ce sujet (parfois sur un ton peu aimable !) et nous nous devons de fournir à ce propos les informations suivantes. Comme nous l'avons écrit (et nous ne sommes pas des menteurs comme l'ont dit les lettres peu aimables évoquées ci-avant) la carte IFD09 peut fonctionner et fonctionne en double densité. Le DOS qui vous a été fourni ainsi que la commande FORMAT qui s'y trouve ne fonctionnent par contre qu'en simple densité pour l'instant en raison de petits problèmes techniques qu'il serait trop long de détailler ici ; mais ces problèmes sont uniquement logiciels ! Dès qu'ils seront résolus, et un peu à la manière de l'adjonction décrite ci-avant, nous publierons les quelques lignes de programme à ajouter au DOS et à FORMAT pour permettre la double densité. Vous n'avez donc aucune inquiétude à avoir de ce côté.

*MODIFICATION DU DOS POUR AMELIORATION
*DU FONCTIONNEMENT AVEC UN SEUL LECTEUR
*F. SCHMITTHAEUSLER
*C. TAVERNIER

*DEFINITION DES SOUS PROGRAMMES DOS

```

CD0C INCH2 EQU $CD0C
CD1E PSTRNG EQU $CD1E

D32C                                ORG $D32C

D32C 7E DFCD                        JMP PRET
D32F 12                                NOP

DFCC                                ORG $DFCC

DFCC 39                                RTS
DFCD B6 CCOB                        PRET LDA $CC0B
DFD0 B1 CCOB                        CMPA $CC0C
DFD3 26 11                            BNE FIN
DFD5 8E DFEA                        NON  LDX #MESPRES
DFD8 17 ED43                          LBSR PSTRNG
DFDB BD CD0C                          JSR $CD0C
DFDE 81 4F                            CMPA #'O
DFE0 27 04                            BEQ FIN
DFE2 81 59                            CMPA #'Y
DFE4 26 EF                            BNE NON
DFE6 6E 9F CC1E FIN                   JMP  *$CC1E5

DFEA 45 54 45 53 MESPRES              FCC /ETES VOUS PRET ? /
DFFB 04                                FCB 4

                                END $CD00

```

O ERREUR(S) DETECTEE(S)

Fig. 3. — Listing du programme d'amélioration du DOS pour les possesseurs d'un seul lecteur.

Logiciels disponibles

Depuis le début de cette année, la liste proposée n'a pas évolué en raison principalement de la trop forte charge de travail de l'auteur de ces lignes pendant le 1^{er} semestre 1983. Nous avons donc le plaisir de vous informer qu'une nouvelle liste de programmes beaucoup plus étendue que la précédente sera à votre disposition à partir du 1^{er} septembre. La procédure d'obtention est classique et les habitués de cette rubrique la connaissent :

— Envoyez à l'auteur, via le service du courrier technique de la revue, une enveloppe libellée à votre adresse (lisiblement pour les PTT, S.V.P.) d'un format minimum de 16 X 22 cm (pas plus petit car nous ne pouvons pas y loger les 10 ou 12 pages de la liste!). Cette enveloppe doit être affranchie à 10,40 F ou doit être accompagnée de quatre coupons-réponse internationaux si vous résidez à l'étranger. L'affranchissement doit être sous forme de timbres collés sur l'enveloppe (sauf pour le cas des coupons réponse). Votre

enveloppe doit être accompagnée d'un petit mot mentionnant « Informations 6809 — 1983 ». Ne joignez aucune question à cette demande car celle-ci n'étant pas traitée par l'auteur, il ne pourrait vous être répondu.

— Toute demande ne se conformant pas à ces indications, en particulier, enveloppe trop petite, pas d'enveloppe du tout, pas d'affranchissement ou affranchissement inférieur à la valeur demandée sera mise au panier.

Nous vous demandons un peu de patience, surtout dans les premiers jours de septembre ; en effet lorsque nous annonçons une nouvelle liste, les demandes arrivent par centaines et il faut un minimum de temps pour les traiter ; dans tous les cas, et sauf perte dans les postes ce qui est assez rare, si votre demande est conforme, elle sera traitée, en principe sous un délai maximum de 15 jours à 3 semaines.

Distribution de logiciel

Suite à divers problèmes qu'il ne nous appartient pas

ADRESSE	CONTENU INITIAL	Y METTRE
C13C	AA	AC
C163	C4	C6
C16C	E0	E7
C1B1	EA	F3

A partir de C39B mettre les valeurs suivantes :

C39B	4C	41	20	50	49	4C	45	20	45	53	54
C3A6	20	56	49	44	45	04	20	20	20	50	4F
C3B1	53	20	20	20	4E	4F	4D	20	20	20	54
C3BC	59	50	45	20	20	20	52	50	54	04	20
C3C7	20	2A	2A	20	4C	27	49	4D	50	52	45
C3D2	53	53	49	4F	4E	20	45	53	54	20	41
C3DD	52	52	45	54	45	45	20	2A	2A	04	43
C3E8	4F	4D	4D	41	4E	44	45	20	3F	20	04
C3F3	43	4F	4D	4D	45	4E	54	20	3F	04	

Fig. 4. Modification de la commande SPOOL pour la faire parler en français.

I	Adresse	I	Nom	I
I	CD00	I	Entrée froide DOS	I
I	CD03	I	Entrée chaude DOS	I
I	CD06	I	Ne pas utiliser	I
I	CD09	I	INCH	I
I	CD0C	I	INCH2	I
I	CD0F	I	OUTCH	I
I	CD12	I	OUTCH2	I
I	CD15	I	GETCHR	I
I	CD18	I	PUTCHR	I
I	CD1B	I	INBUFF	I
I	CD1E	I	PSTRNG	I
I	CD21	I	CLASS	I
I	CD24	I	PCRLF	I
I	CD27	I	NXTCH	I
I	CD2A	I	RSTRIO	I
I	CD2D	I	GETFIL	I
I	CD30	I	LOAD	I
I	CD33	I	SETEXT	I
I	CD36	I	ADDBX	I
I	CD39	I	OUTDEC	I
I	CD3C	I	OUTHEX	I
I	CD3F	I	RPTEER	I
I	CD42	I	GETHEX	I
I	CD45	I	OUTADR	I
I	CD48	I	INDEC	I
I	CD4B	I	DOCMND	I
I	CD4E	I	STAT	I

Fig. 5. — Tableau récapitulatif des sous-programmes et de leurs adresses.

d'exposer ici, la distribution de logiciel est toujours assurée par l'auteur jusqu'à nouvel avis. Les indications contenues dans les Informations 6809 en votre possession sont donc toujours valables à tous les points de vue.

L'avenir du système

Vu le succès de cette réalisation, nous continuons à étudier de nombreuses cartes très

intéressantes qui seront décrites dans les mois à venir. Nous tenons à ce que vous sachiez que, bien que le **Haut-Parleur** soit une revue de vulgarisation non spécialisée dans tel ou tel domaine, nous avons décrit dans ces pages le premier ordinateur individuel à construire soi-même à partir de février 1978 alors que certaines revues spécialisées commencent à peine maintenant une telle expérience ; notre avance en ce domaine est donc considérable et, sans prétendre que ces articles sont ce qui se fait de mieux dans le genre (loin de nous pareille idée), ils ont au moins le mérite de suivre de très près le développement de tous les nouveaux produits micro-informatique accessibles à l'amateur ; ceci étant dit pour répondre à certaines lettres...

Conclusion

Nous terminerons le mois prochain cette description des sous-programmes du DOS avec l'étude du FMS et quelques exemples à l'appui et nous entamerons la réalisation de la carte de programmation de PROM.

(A suivre)
C. TAVERNIER

Aide mémoire

DIMENSIONS ET FORMES DES RESISTANCES

Le plus souvent, lorsqu'il s'agit de résistances courantes à couche carbone ou métallique, on a affaire à des bâtonnets approximativement cylindriques, de longueur l et de diamètre d (fig. 1), dimensions qui, en principe, augmentent avec la puissance P_n . Cependant, la « dispersion » de ces dimensions est telle qu'il est pratiquement impossible de fixer, même simplement, l'ordre de grandeur de P_n en tenant compte de l et de d .

Le tableau 5 montre la valeur minimale et maximale de l et de d pour un certain nombre de puissances P_n courantes.

Dans le tableau 6 sont mentionnées, lorsque nous avons pu les trouver, certaines caractéristiques technologiques : agglomérée (ag) ; couche carbone (CC) ; couche métallique (Cm) ; haute précision (HP) ; puissance (P) ; haute tension (HT) ; ininflammable (IN).

Il faut noter cependant que, parmi les différents modèles figurant dans ces deux tableaux, certains ne sont peut-être plus fabriqués, ce qui n'empêche pas qu'on peut les rencontrer dans quelques appareils encore en service.

En ce qui concerne plus spécialement la forme des résistances à couche ou, d'une

façon générale, de faible ou de moyenne puissance (0,125 à 2-3 W), le bâtonnet cylindrique domine largement, mais il est quand même utile de signaler quelques formes particulières.

En premier lieu, il y a des résistances appartenant à la technique des couches épaisses et commercialisées, notamment par Ohmic, sous la dénomination « Vermet ». En résistances simples, cette série (VR) comprend sept modèles, dont la puissance va de 0,25 W à 8 W, en passant par 0,5, 1, 2, 4 et 6 W. La forme générale de toutes ces résistances correspond à la figure 2a, mais les différentes dimensions varient en fonction de la puissance, suivant le tableau 7.

Toutes ces résistances sont

fabriquées pour les tolérances de $\pm 5\%$, $\pm 2\%$ et $\pm 1\%$. La gamme des valeurs va de $10\ \Omega$ pour tous les modèles à $1\ \text{M}\Omega$ pour VR025 et VR05, $4,7\ \text{M}\Omega$ pour VR1, $5,1\ \text{M}\Omega$ pour VR2 et VR4 et $6,8\ \text{M}\Omega$ pour VR6 et VR8.

La figure 2b représente la forme et les dimensions de la résistance de haute précision NS33 (MCB), à film métallique sur substrat plat et enrobage époxy. Cette résistance existe dans la gamme des valeurs R_n de $50\ \Omega$ à $220\ \text{k}\Omega$ et des tolérances sur R_n de 0,1 % (B), 0,25 % (C), 0,5 % (D) et 1 % (F), les lettres correspondant à un code pour désigner cette tolérance.

La dissipation nominale à $70\ ^\circ\text{C}$ de cette résistance est de 0,125 W, et il existe trois classes de coefficient de tem-

pérature désignées par les lettres de code :

F = $\pm 10 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$

E = $\pm 25 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$

C = $\pm 50 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$,

de sorte qu'un marquage tel que NS33F47KD désigne une résistance dont le coefficient de température est $\pm 10 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$, dont la valeur est $47\ \text{k}\Omega$ et la précision $\pm 0,5\%$.

Enfin, la résistance représentée dans la figure 2c est du type NSO4 (MCB), de très haute précision, très grande stabilité et faible coefficient de température. Elle est constituée par un film métallique sur substrat plat et un boîtier moulé isolé. Sa dissipation, à $70\ ^\circ\text{C}$, est de 0,1 W. Il y a cinq groupes de tolérance sur R_n , qui dépendent de la gamme de valeurs et sont dé-

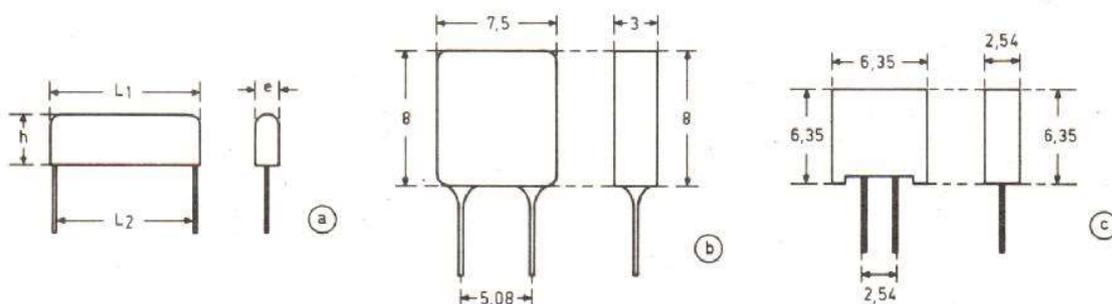


Fig. 2. – Différentes formes de condensateurs à couche autres que « bâtonnets ».

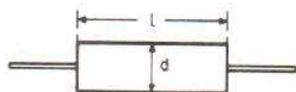


Fig. 1. – Dimensions à considérer dans une résistance bâtonnet classique.

P_n (W)	Dimensions min. (mm)		Dimensions max. (mm)		P_n (W)	Dimensions min. (mm)		Dimensions max. (mm)	
	l	d	l	d		l	d	l	d
0,125	3,6	1,6	12	4	1,5/1,6	10	3,7	32	9
0,25	5,6	2,3	16	5,8	2	17,5	6,8	61	9
0,33	6,5	2,5	12	3,7	3	23	5	100	9
0,5	9,1	3,5	25	6	5	43,5	8	155	13
1	14,5	5	29	9					

Tableau 5. – Variation des dimensions de résistances en fonction de leur puissance.

signés par des lettres de code. On a ainsi :

- 1 000 Ω à 100 kΩ : ± 0,025 % (Z) et ± 0,01 % (Y);
- 500 Ω à 470 kΩ : ± 0,05 % (Q);
- 50 Ω à 470 kΩ : ± 0,1 % (B);
- 10 Ω à 50 Ω : ± 0,25 % (C).

En ce qui concerne le coefficient de température, il est de $\pm 10 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ pour toutes les résistances (code F), mais peut être de $\pm 5 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ pour les résistances des groupes Q, Z et Y, à condition que la température ambiante soit comprise entre -10°C et $+70^{\circ}\text{C}$.

Réseaux résistifs

Depuis quelques années déjà, la plupart des fabricants de résistances offrent un choix souvent assez large de ce qu'on appelle des réseaux résistifs, c'est-à-dire un certain nombre de résistances, séparées ou connectées entre elles, et rassemblées soit dans une sorte de plaquette à une seule rangée de sorties, soit dans un boîtier analogue à celui des circuits intégrés, à deux rangées de broches.

Parmi les firmes françaises ou représentées en France qui s'intéressent à ce genre de composants, on peut citer Cemitronic, Bourns-Ohmic, Caudoint, Marelli, MCB, RTC, Sordilec, Sovcoz, Sfernice, etc.

Ce que l'on trouve dans le

catalogue RTC est assez réduit, la série étant constituée par trois boîtiers plats à 6, 8 ou 10 sorties, la figure 3 représentant celui à 10 sorties. Les

résistances que contient chaque boîtier sont soit séparées (fig. 3a), soit ramenées par l'une des extrémités à un conducteur commun (fig. 3b),

le nombre total de résistances contenues dans un boîtier variant évidemment en conséquence.

Dans les réseaux aussi simples que ceux de la figure 3 et quel qu'en soit le fabricant, toutes les résistances sont de même valeur et de mêmes caractéristiques. Ainsi, pour le réseau de la figure 3 et ceux de la même série, mais à 6 et 8 broches, les valeurs des résistances utilisées couvrent la gamme de 47Ω à $1 \text{ M}\Omega$, en série E12 (10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68 et 82), avec une tolérance sur la valeur de $\pm 2\%$, un coefficient de température de $\pm 200 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ et une puissance totale de $1,125 \text{ W}$ pour un boîtier à 10 sorties, ce qui, malheureusement, ne permet pas de déduire la puissance d'une résistance, car un tel boîtier peut en contenir 5 ou 9. Néanmoins, par comparaison

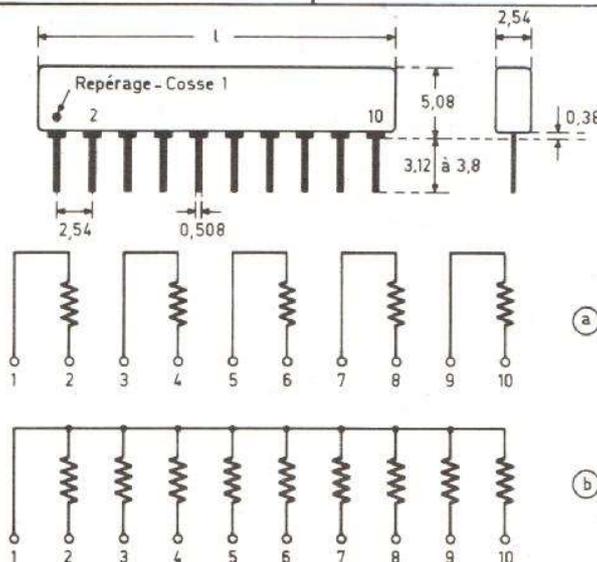


Fig. 3. - Dimensions et schéma interne de réseaux résistifs RTC (ici à 10 broches).

P_n (W)	Modèle	l_1	l_2	h	e
0,25	VR025	$7,4 \pm 1$	5,08	5 ± 1	$2,1 \pm 1$
0,5	VR05	$9,3 \pm 1$	7,62	$8,5 \pm 1$	$2,9 \pm 1$
1	VR1	$16,3 \pm 1$	12,7	$8,5 \pm 1$	3 ± 1
2	VR2	26 ± 1	22,86	$8,5 \pm 1$	3 ± 1
4	VR4	$36,3 \pm 1$	35,56	13 ± 1	3 ± 1
6	VR6	$46,7 \pm 1$	45,72	17 ± 1	4 ± 1
8	VR8	52 ± 1	50,80	21 ± 1	4 ± 1

Tableau 7. - Dimensions, en millimètres, des résistances VR en fonction de P_n .

P_n (W)	Dimensions (mm)		Technologie	P_n (W)	Dimensions (mm)		Technologie
	l	d			l	d	
0,125	10 à 12	3	CC	1	23,5	5	CC-HT (5 kV)
	3,6 à 7,5	1,6 à 2,5	Cm		14,3 à 18	4,8 à 5	Cm
	5,9	2,4	HP		14,2	4,8	Cm-IN
0,25	6,4	2,3	ag	1,5	32	9	CC
	16	5	CC		10	3,7	Cm-P
	5,6 et 10	2,3 et 3	Cm		17,5	8	ag
0,33	7,8	2,7	HP	2	47	9	CC
	6	2,3	Cm-IN		51,5	9	CC-HP
	12,2	3,7	Cm		47	7	Cm
	19 ou 23	5 ou 6	CC		17,5 à 18	8,1 à 6,8	Cm
0,5	10	4	ag	2,5	18	6,8	Cm-HT
	10	3 à 3,7	CC		61	7,3	Cm-HT
	10 et 14,6	5,3	CC		17,5	8	Cm-IN
	9,6	3,5	CC-HP		16,7	5,2	Cm-P
	15	4,5 à 5	Cm		72	9	CC
	10	3,7	Cm		100	9	CC-HP-HT (3,5 kV)
0,66	9,1	3,5	Cm-IN	3	47	5	CC-HT (15 kV)
	15	5	CC-HT (2 kV)		23	8	Cm-IN
	14	5,8	ag		155	9	CC-HP-HT (5 kV)
1	28,5	9	CC-HP	5	47	13	Cm
					43,4	8	Cm-IN

Tableau 6. - Dimensions de quelques résistances de caractéristiques particulières.

avec d'autres fabricants réalisant des réseaux analogues, on peut supposer que la puissance de chaque résistance est de 0,225 W pour le montage 3a et de 0,125 W pour 3b.

L'appellation commerciale de la série RTC est SIL9S, suivi par 06, 08 ou 10 pour le nombre de sorties. Toutes les dimensions sont indiquées sur la figure 3, sauf la longueur l : 15,2 mm pour 6 sorties ; 20,3 mm pour 8 et 25,4 mm pour 10 sorties.

La série de réseaux résistifs Ohmic-Bourns utilise deux sortes de boîtiers : SIL, à une seule rangée de sorties (6, 8 ou 10) (photo A) ; DIL, qui n'est autre chose qu'un boîtier classique de circuit intégré, à 14 ou 16 broches (photo B). Deux séries de boîtiers SIL (101 et 102) sont équipés comme ceux des figures 3b et 3a respectivement, avec quelques différences minimales dans les caractéristiques électriques, mais un troisième boîtier (série 104) contient plusieurs cellules (4, 6 ou 8) prévues pour constituer des terminaisons de lignes (fig. 4), les résistances R₁ et R₂ étant choisies, suivant les besoins, parmi les paires du tableau ci-dessous :

R ₁	160 Ω	180 Ω	220 Ω	220 Ω	330 Ω	330 Ω	3 kΩ
R ₂	240 Ω	390 Ω	270 Ω	330 Ω	390 Ω	470 Ω	6,2 kΩ

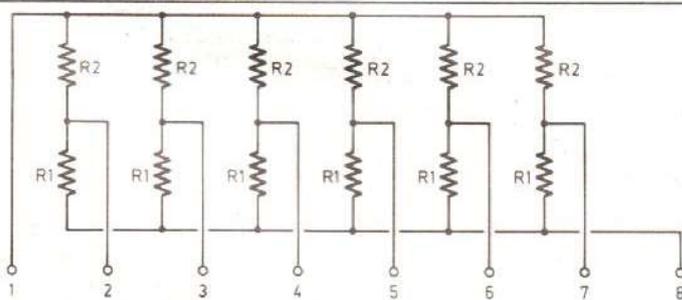


Fig. 4. — Schéma interne du réseau 4308R-104 Bourns.

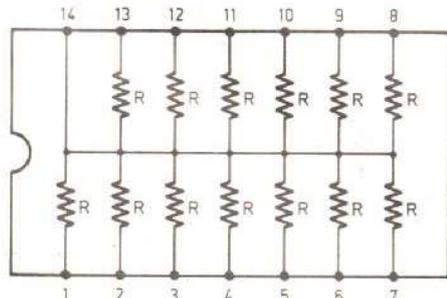


Fig. 6. — Schéma interne du réseau 4114R-002 en boîtier DIL 14 broches (Ohmic-Bourns).

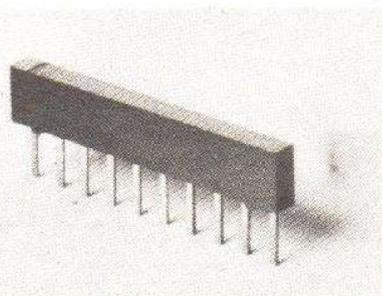


Photo A. — Réseau résistif à 10 sorties en ligne (Ohmic-Bourns).

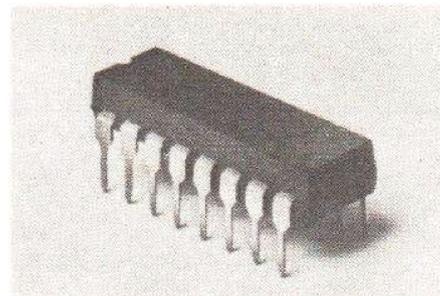


Photo B. — Réseau résistif à 16 sorties en boîtier DIL (Ohmic-Bourns).

Toutes ces résistances sont à tolérance de $\pm 5\%$ sur la valeur ohmique et leur coefficient de température est de ± 100 ppm/°C. La puissance de chaque résistance est de 0,25 W et celle du boîtier est de 1 W.

En ce qui concerne les boîtiers des séries 101 et 102, ils sont normalement prévus pour la gamme de valeurs ohmiques allant de 33 Ω à 220 kΩ, avec une tolérance de $\pm 2\%$, atteignant $\pm 2\Omega$ pour les valeurs égales ou inférieures à 100 Ω.

La puissance est uniformément de 0,75 W pour un boîtier à six sorties, 1 W pour 8 sorties et 1,25 W pour 10 sorties. Celle d'une résistance isolée est de 0,2 W pour la série 101 et de 0,3 W pour la 102, le coefficient de température étant, comme pour la 104, de ± 100 ppm/°C.

Les dimensions des boîtiers SIL Ohmic-Bourns sont, dans l'ensemble, à très peu de chose près, les mêmes que celles de la figure 3. La longueur l est de 15,1 mm (6 broches), 20,1 mm (8 broches) et 25,2 mm (10 broches), l'épaisseur n'étant que de $2 \pm 0,1$ mm et la distance entre les broches restant de 2,54 mm.

Les boîtiers DIL, à 14 ou 16 broches, sont utilisés pour de nombreux assemblages de résistances, utilisées en tant que telles ou formant des circuits parfois assez compliqués. Parmi les plus simples, on notera les schémas des figures 5 et 6, représentés en 14 broches, mais qui existent, bien entendu, en 16 broches également. Dans les deux cas, la tolérance des résistances utilisées (toutes de même valeur pour un boîtier) est de $\pm 2\%$

de 100 Ω à 220 kΩ, de $\pm 2\%$ au-dessous de 100 Ω et de $\pm 5\%$ au-dessus de 220 kΩ. La puissance d'un boîtier est de 2 W pour 14 broches et de 2,25 W pour 16 broches, tandis que la puissance de chaque résistance est de 0,25 W pour la figure 5 et de 0,125 W pour la figure 6. Le coefficient de température, assez habituel pour les résistances utilisées dans les réseaux, est de ± 100 ppm/°C.

Le montage de la figure 7 constitue, en quelque sorte, une variante plus développée de la figure 4, destinée à charger les lignes TTL et permettant d'augmenter l'immunité au bruit lorsque les capacités parasites sont importantes. La valeur des résistances et leur tolérance sont les mêmes que pour la figure 4, mais leur puissance est de 0,125 W, celle du boîtier entier étant de 2 W pour 14 broches et de 2,25 W pour 16. Enfin, le coefficient de température est de ± 250 ppm/°C.

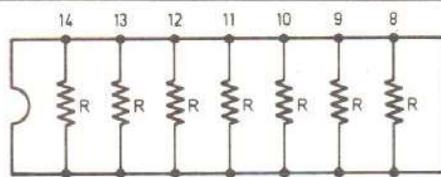


Fig. 5. — Schéma interne du réseau 4114 R-001 en boîtier DIL 14 broches (Ohmic-Bourns).

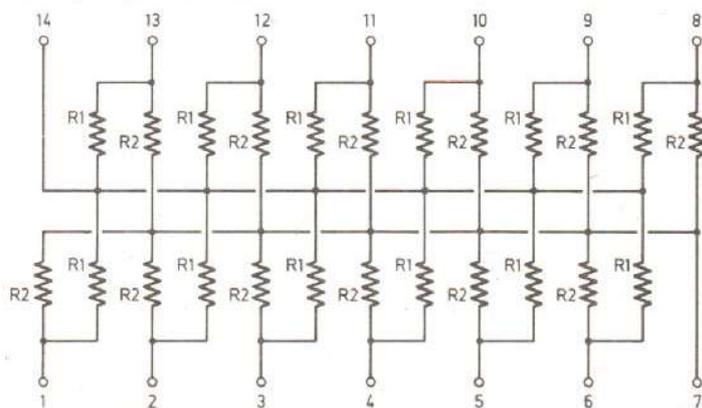


Fig. 7. — Schéma interne d'un double terminal de ligne réalisé en six exemplaires dans un boîtier DIL à 14 broches (Ohmic-Bourns).

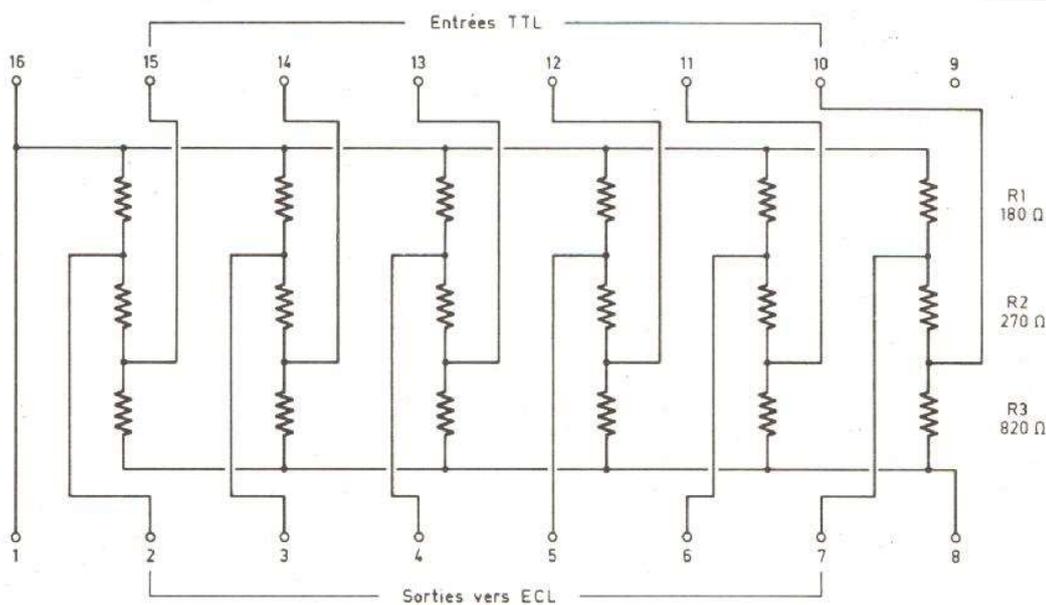


Fig. 8. — Adaptateur TTL-ECL réalisé dans un boîtier DIL à 16 broches (référence 4116R-008 Ohmic-Bourns).

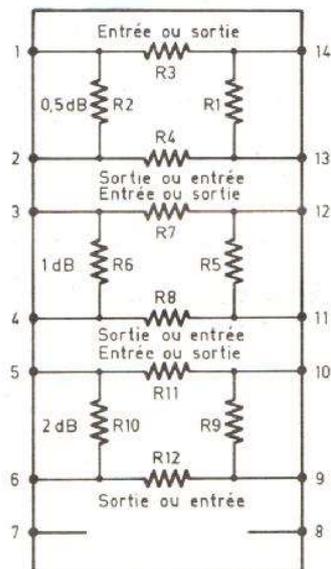


Fig. 9. — Atténuateur à trois cellules symétriques, dont l'atténuation est, respectivement, de 0,5 dB (1-2-13-14), 1 dB (3-4-11-12) et 2 dB (5-6-9-10). Réalisé dans un boîtier DIL à 14 broches (Ohmic-Bourns).

Le schéma de la figure 8 constitue un véritable « interface » permettant l'adaptation des niveaux logiques TTL aux niveaux ECL. L'ensemble utilise un boîtier DIL à 16 broches et comprend 18 résistances couche épaisse. Ce circuit doit être utilisé lorsque les logiques TTL et ECL fonctionnent avec une alimentation de + 5 V.

Les trois résistances de chaque cellule ont les valeurs suivantes : $R_1 = 180 \Omega$; $R_2 = 270 \Omega$; $R_3 = 820 \Omega$. Ces résistances sont de 0,125 W, la dissipation de l'ensemble du boîtier étant de 2 W, et le coefficient de température de 250 ppm/°C.

Il existe aussi deux atténuateurs dans des boîtiers DIL à 14 broches comportant, chacun, trois cellules (fig. 9) dont l'atténuation se situe à 0,5 dB, 1 dB et 2 dB pour l'un, et à 4 dB, 8 dB et 16 dB pour l'autre. Toutes les cellules sont symétriques, en ce sens que leur impédance d'entrée (600Ω) est égale à leur impédance de sortie.

Nous avons eu l'occasion de rencontrer, dans certains téléviseurs notamment, des réseaux résistifs « couches épaisses » beaucoup plus compliqués, comportant, par exemple, seize résistances de douze valeurs différentes, comme celui de la figure 10, utilisé, en association avec un circuit intégré de quatre amplificateurs opérationnels, dans un ensemble de déviation verticale. Il est évident que ce genre de circuits n'est fabriqué que sur demande d'un constructeur et n'est jamais commercialisé.

(à suivre)
W. SOTOKINE

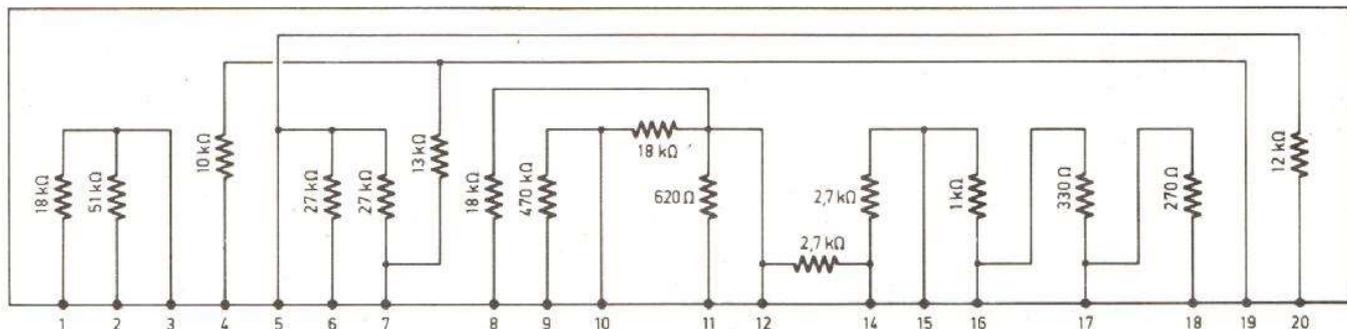


Fig. 10. — Schéma d'un réseau résistif spécial utilisé dans un téléviseur couleurs Blaupunkt.

AKAI

LECTEUR DE DISQUE COMPACT AKAI CD.D1

Le CD D1 d'Akai est un nouveau venu dans la longue liste de ces étonnants tourne-disques à lecture laser. C'est un appareil de type frontal, avec introduction du disque comme sur un magnétophone à cassette, il n'est pas particulièrement compact ni très lourd et s'harmonisera facilement aux autres produits de la gamme. Par son importance, le clavier fait tout de suite penser à un nombre élevé de possibilités ; sur cet appareil, l'utilisateur ne trouvera que des fonctions utiles, ce qui n'est pas toujours le cas, notamment sur certains autres lecteurs, conçus à la hâte. Akai ne s'est pas trop précipité pour présenter un compact disc, et il a eu raison.

ALL RIGHTS OF THE PH...

400 018-2
DIGITAL RECORDING

COMPACT
DIGITAL AUDIO

BRUNDEL

COMPACT

LECTEUR DE DISQUE COMPACT AKAI CD.D1



Photo 1. - Vue générale de l'appareil.

La première chose que nous faisons en prenant contact avec un lecteur de disque compact c'est d'ouvrir le tiroir. Ici, il faut que l'appareil soit branché et alimenté, l'ouverture est, en effet, électrique. Sitôt la touche actionnée, un déclic retentit et la porte s'ouvre. Avec un disque à l'intérieur, l'effet est différent car le disque sort, à la manière de la tartine d'un grille-pain. Le disque ne saute tout de même pas en l'air !

La fente d'introduction a une forme particulière qui permet de maintenir le disque sur ses bords, mais évite aux faces de frotter.

La porte se refermera à la main, il n'y a pas de moteur ici. Auparavant, il aura fallu enfoncer le disque à la main pour le faire disparaître dans la fente. L'effort n'est pas trop violent, et le disque ne devrait pas en souffrir, du moins si la pression est transmise dans la bonne direction.

Un voyant d'attente s'allume ainsi qu'un 0 orange et trois 0 verts. Un petit point rouge s'allume derrière une échelle, tout est prêt pour le départ. Précisons aussi que, contrairement à d'autres appareils, sitôt la porte refermée, le disque ne s'est pas mis en rotation ; il n'y a

donc pas eu acquisition des données de service du début du disque.

L'appareil est présenté dans des teintes aluminium avec des panneaux bleus et une touche orange pour la pause. Le logo « compact disc » figure sur la face avant comme il est d'usage sur tous les appareils de ce type. Les touches que l'on trouvera sur le panneau de commande sont à faible course, ce sont des circuits électroniques qui assureront les commandes. A côté du clavier d'exploitation directe de la mécanique, nous trouvons un clavier numérique accompagné de touches de fonction, le constructeur n'a donc pas oublié la programmation. La plus grande touche est celle de lecture. Le chariot part à la pre-

mière pression tandis que le disque se met à tourner. La tête recherche le début de la plage et commence la lecture.

Deux touches d'avance rapide servent à passer au morceau suivant ou à revenir au début du morceau en cours de lecture. Deux autres touches assurent un balayage rapide de la surface du disque. Au cours de ce balayage, le son est coupé, et aucune information numérique concernant l'adresse de la tête de lecture n'apparaît. Par contre, une diode électroluminescente rouge se déplace linéairement le long d'une échelle pour donner une position assez précise. Si on effectue une recherche par brèves pressions sur les touches, à chaque relâchement, la lecture normale reprendra et l'adresse sera indiquée. C'est finalement assez pratique, même si l'on



Photo 2.



Photo 3. - Les prises arrière et le potentiomètre de niveau.

doit manipuler l'appareil pour que le son puisse apparaître entre deux déplacements rapides.

La vitesse de balayage de la surface du disque est rapide, il faut, en effet, 5 secondes au chariot pour aller d'un bout à l'autre du rayon du

disque. L'arrêt de la lecture se commande par une touche qui joue également le rôle de touche d'éjection, c'est un procédé emprunté aux magnétophones à cassette. Après les fonctions primaires, passons au clavier numérique et à la

programmation, ainsi qu'aux fonctions spéciales choisies par le constructeur.

Nous commencerons par la moins intéressante des possibilités qui est l'affichage du temps total depuis le début du disque. Ce temps est en

fait le temps marqué sur le disque, dans un message numérique de service. Si vous programmez une suite de morceaux, cet indicateur vous donnera le temps marqué sur le disque et non le temps écoulé depuis le début de votre programme, ce qui aurait été à notre avis plus intéressant. On n'exploite pas encore à fond toutes les possibilités de calcul des microprocesseurs de bord.

Heureusement, les autres fonctions sont plus utiles. Prenons par exemple la touche marquée « Phrase ». Cette touche sert à la répétition d'une phrase musicale. Une première pression marque le début de la phrase, une seconde la fin ; dès la seconde pression, on part en recherche du début de la phrase et on la lit sans discontinuer.

Voyons maintenant la programmation : certains accès sont immédiats. Par exemple, si vous voulez commencer la lecture du disque sur la plage numéro 4, vous tapez 4 et ensuite Start : la tête va chercher la plage numéro 4. Si vous avez actionné la touche de pause, la lecture n'aura pas lieu ; dans le cas contraire, le CD-D1 se mettra à lire. Le programmeur vous permet de mettre en mémoire 24 morceaux qui seront lus dans l'ordre de la programmation, et non dans celui du disque. Les amateurs de courts morceaux de musique y trouveront leur compte.

En plus de la programmation par le numéro du morceau, nous avons un complément assuré par l'index ; après ce numéro, on demande l'index et le départ de la lecture se fait sur cet index.

Passons à une programmation un peu plus complexe, elle consiste à faire partir un morceau un certain temps après le début. On programme alors son numéro de morceau ; on mémorise, on compose le temps à partir duquel on lit, on mémorise et on passe au suivant.

Dans ce mode de programmation, il est possible de combiner plusieurs définitions du point de début de lecture de chacun des morceaux. Le mode de programmation est très simple, il y a tout de même un défaut, une fois la programmation effectuée, on ne sait pas si la mémorisation a effectivement été accomplie car les chiffres de l'afficheur donnent une information différente de celle que l'on vient de programmer.

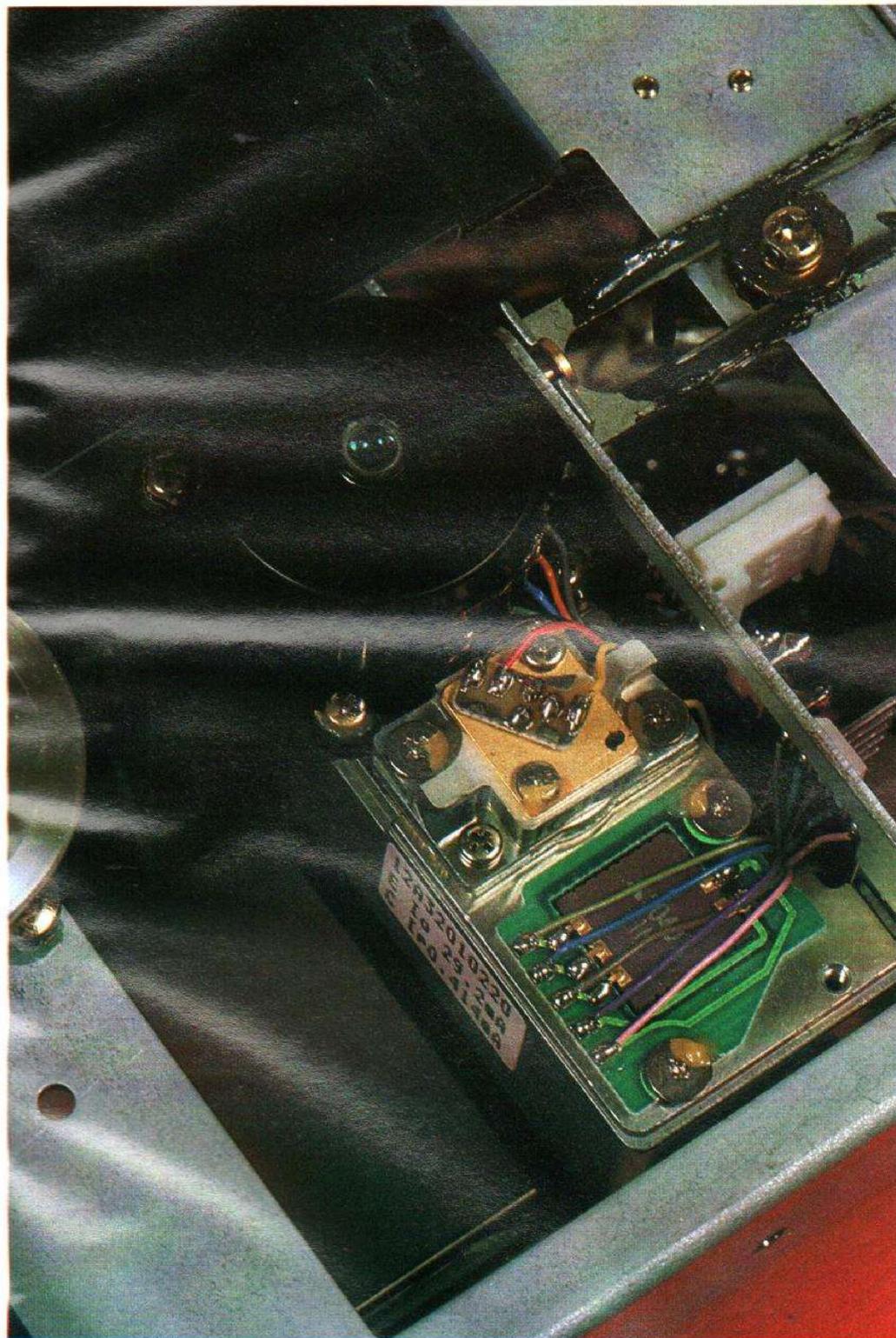


Photo 4. — La tête de lecture et son objectif sont protégés par un capot noir, bien collé. Au-dessous, on verra la tête laser et le détecteur de position.

LECTEUR DE DISQUE COMPACT AKAI CD.D1

Une sécurité équilibre le programmeur ; en effet, pour annuler le contenu de la mémoire, il faut appuyer deux fois consécutives sur le bouton.

Une touche sert à faire passer dans les petites fenêtres d'affichage le programme introduit en mémoire. La mémoire est par ailleurs automatiquement effacée lorsque l'on extrait le disque ou que l'on demande une avance rapide, mais en demandant le morceau suivant, le contenu de la mémoire est conservé et le morceau suivant sera celui programmé.

La touche de répétition permet d'écouter perpétuellement le même morceau.

Pour écouter la musique, on dispose d'une paire de prises RCA associées à un potentiomètre de réglage de niveau. Malheureusement, nous n'avons pas ici de prise casque.

TECHNIQUE

Les détails techniques sur les lecteurs de disques compacts sont plutôt rares, les appareils sont encore trop récents pour que l'on puisse découvrir leurs secrets intimes.

Nous avons quand même ouvert le CD D1 pour voir comment ont été résolus les problèmes du traitement des signaux numériques et ceux de la lecture d'un disque dont on connaît l'infinie petitesse du pas des spirales... 1,6 μm ! Heureusement, des asservissements ont été prévus pour rendre cette prouesse possible.

Le constructeur a choisi, pour son système de lecture, un double déplacement : un d'approche et un fin. Le premier est dû à un moteur électrique à courant continu, un moteur fixe qui entraîne une poulie par l'intermédiaire d'une courroie. Sur l'axe de cette poulie a été montée une vis sans fin en laiton qui, à son tour, entraîne un pignon de matière plastique. Sur son axe, une poulie à gorge circulaire reçoit un câble qui va déplacer le chariot. Ce chariot est supporté par une tringle d'acier poli, la pièce coulissante glisse sur des paliers de bronze, maintenus dans un moulage de matière plastique. Ce chariot est suspendu et, pour éviter un balancement, le bas est centré sur un autre rail, dans une fourchette de matière plastique dont la souplesse assure

l'élimination du jeu. L'ensemble est d'une conception assez simple, c'est une qualité que l'on appréciera.

Sur ce chariot est monté le bloc laser de forme allongée, moulé dans un alliage léger usiné avec une grande précision. Sur ce bloc, nous trouvons un détecteur photoélectrique, placé dans le bas du chariot, puis une diode laser avec son asservissement en courant et, plus haut, dans un bloc complètement fermé, l'objectif capable de se déplacer dans deux directions perpendiculairement au disque pour la mise au point et parallèlement au rayon pour le suivi du sillon, une excentration étant toujours possible.

Sur ce bloc est montée une plaque de circuit imprimé portant les connecteurs allant à l'électronique. Solidaire de ce chariot, une poulie entraîne un index qui va donner, mécaniquement, la position du chariot sur une petite échelle.

Des contacts de fin de course coupent le moteur en cas de dépassement de la position finale.

Le constructeur a choisi ici une méthode de fabrication relativement simple, le châssis est en tôle d'acier pliée, la rigidité est suffisante pour assurer la précision nécessaire, la tête mobile parachevant le réglage. Cette platine de lecture est suspendue sur des ressorts et des « silent-blocs » de caoutchouc.

La rotation du disque est assurée par un moteur à courant continu et rotor sans fer, rotor de type tubulaire ou en cloche pour reprendre la terminologie officielle.

Un aimant assure la pression nécessaire au maintien du disque, ce mode de fixation évite d'avoir un presseur souvent bruyant.

L'électronique nous a surpris. En effet, nous nous attendions à découvrir un système d'une relative complexité, les Japonais semblent rechercher la complication et multiplient les circuits imprimés, nous en avons eu de multiples preuves.

Le système qu'a choisi le constructeur brille par sa simplicité. L'électronique utilise trois circuits imprimés principaux auxquels il faut ajouter ceux du clavier, dissimulés derrière une plaque de tôle.

Un circuit est utilisé pour l'alimentation et des fonctions diverses dont le constructeur ne parle pas sur sa sérigraphie ; un autre circuit rassemble toute la technologie né-



Photo 5. - Encore ce disque ! toujours le même ! Nous avons osé en sacrifier un pour la beauté des photographies.

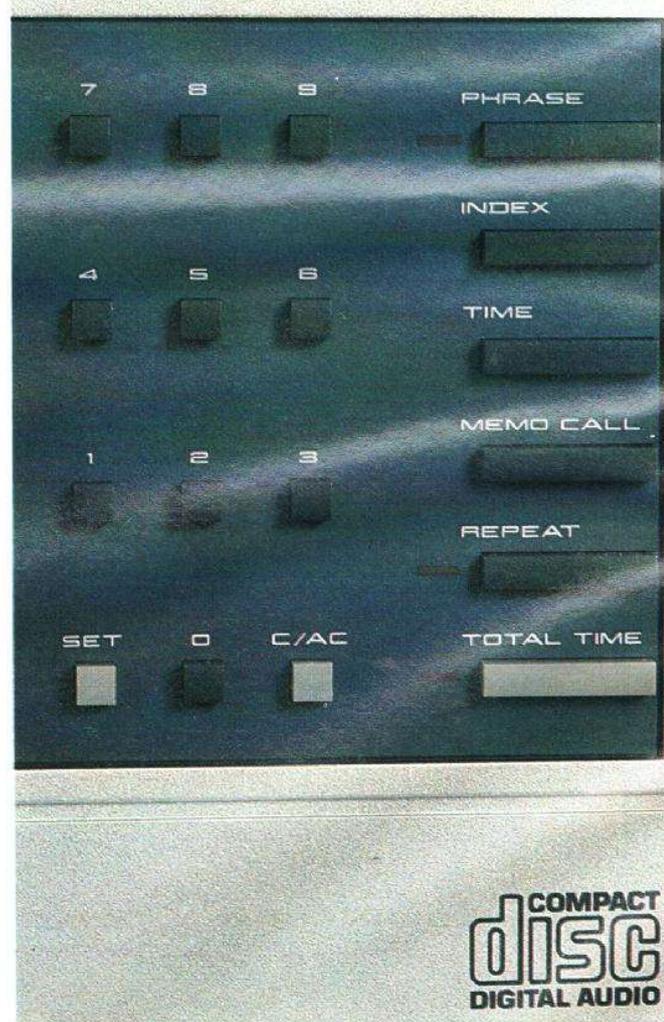


Photo 6. - Le tableau de programmation numérique, un complément parfois utile au clavier.

LECTEUR DE DISQUE COMPACT AKAI CD.D1

cessaire au déplacement de l'objectif et aux commandes des moteurs.

Ce qui nous a le plus surpris, c'est la partie audio, car c'est la technologie Philips qui a été choisie ici. Sur le circuit principal, nous avons trouvé les circuits développés par le constructeur hollandais : les deux TDA 1540 pour le décodage à 14 bits (mais avec suréchantillonnage à 196 kHz).

Donc, sur le circuit imprimé, nous trouverons une paire de TDA 1540, mais contrairement à Philips, ils sont suivis de filtres actifs d'ordre très élevé qui permettront d'obtenir une très bonne suppression des fréquences élevées, la mesure du rapport signal/bruit ne demandera donc pas la présence du filtre passe-bas, nécessaire sur les autres appareils utilisant la technique Philips. Précisons tout de même, pour ceux qui seraient inquiets de l'absence de filtres, que le résidu est alors à un niveau très bas et ne perturbe ni l'audition ni l'enregistrement des disques compacts. Les amplificateurs de sortie sont des TL 072, circuits bifets de Texas, des relais dont certains à lame souple établissent le circuit de préaccentuation et coupent le signal en cas d'erreur de lecture.

Un circuit référence M 4290 A, assure la démodulation du signal, un autre, M 4281, est un correcteur d'erreur, l'interpolation et la fonction silence sont dues à un M 4300. Le circuit de filtrage numérique M 4550 est présenté en boîtier céramique/métal, la mémoire de 2 000 octets est une RAM 2016P, on a choisi ici un fournisseur nippon. Un microprocesseur est là pour le sous-codage et diverses fonctions comme l'affichage des données du disque.

Le boîtier est relativement vide, on aurait pu concentrer l'électronique, mais sans doute a-t-on préféré proposer aux utilisateurs un appareil d'une taille plus en rapport avec un prix de vente qui, finalement reste assez élevé.

MESURES

La première courbe est celle de la réponse en fréquence, l'échelle verticale, très dilatée, montre que la linéarité de la réponse est indiscutable.

La seconde nous montre la séparation des canaux, elle a été relevée

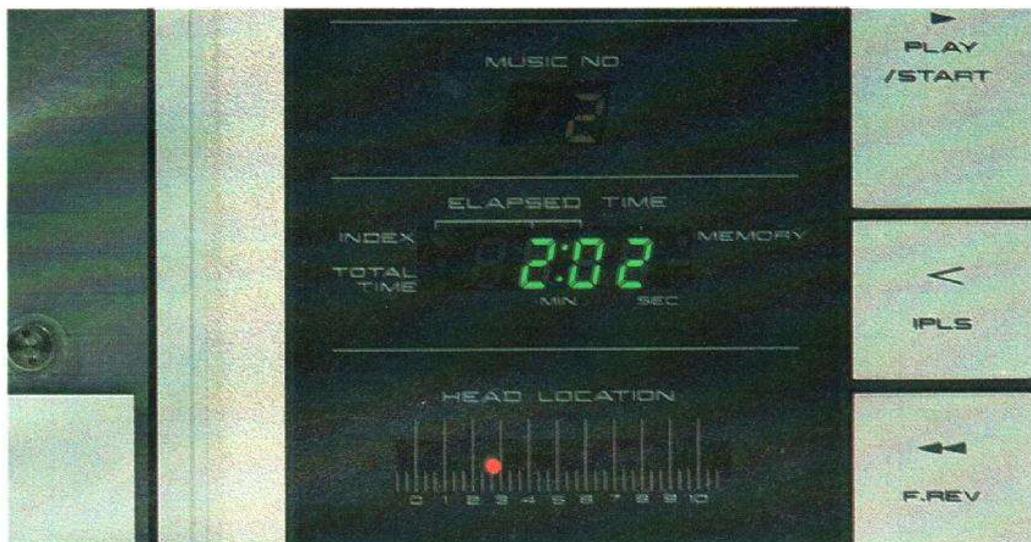


Photo 7. - L'indicateur numérique ; il vous indiquera où vous en êtes sur le disque et certaines façons de ne pas entendre le son, la pause par exemple. Tout en bas, un point rouge marque l'emplacement du lecteur sur le disque.



Photo 8. - L'électronique avec ses convertisseurs numériques TDA 1540.

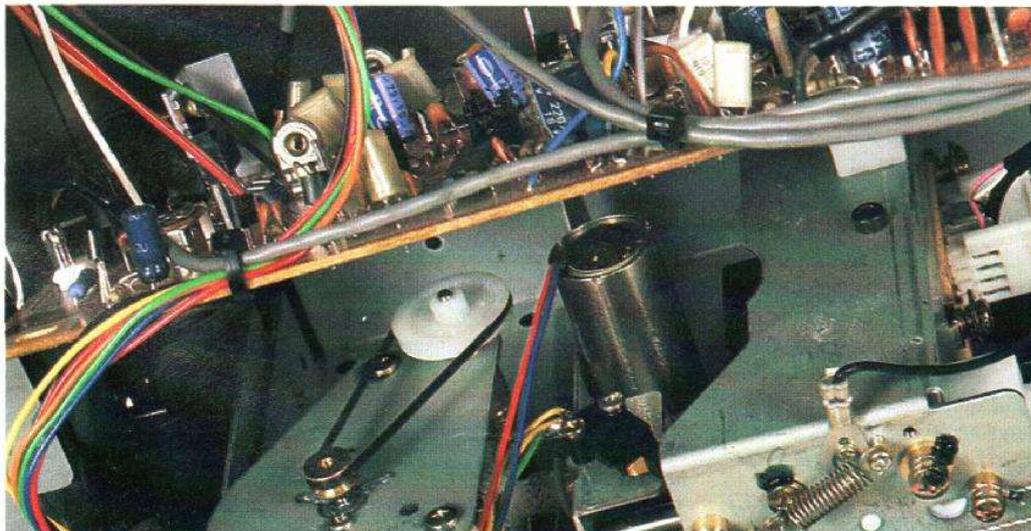
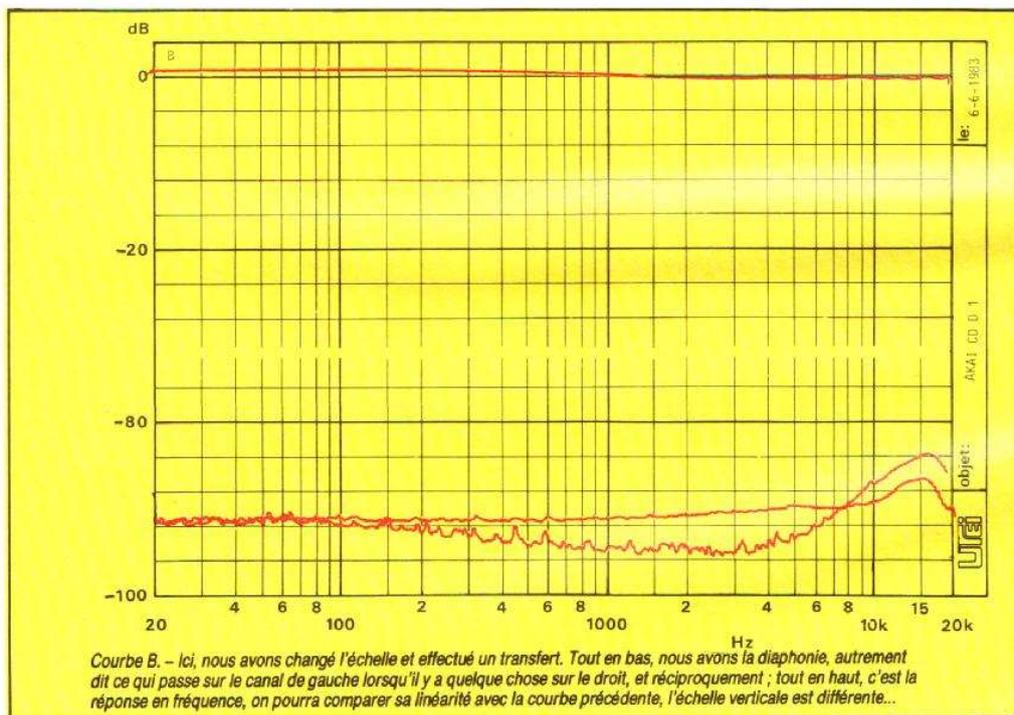
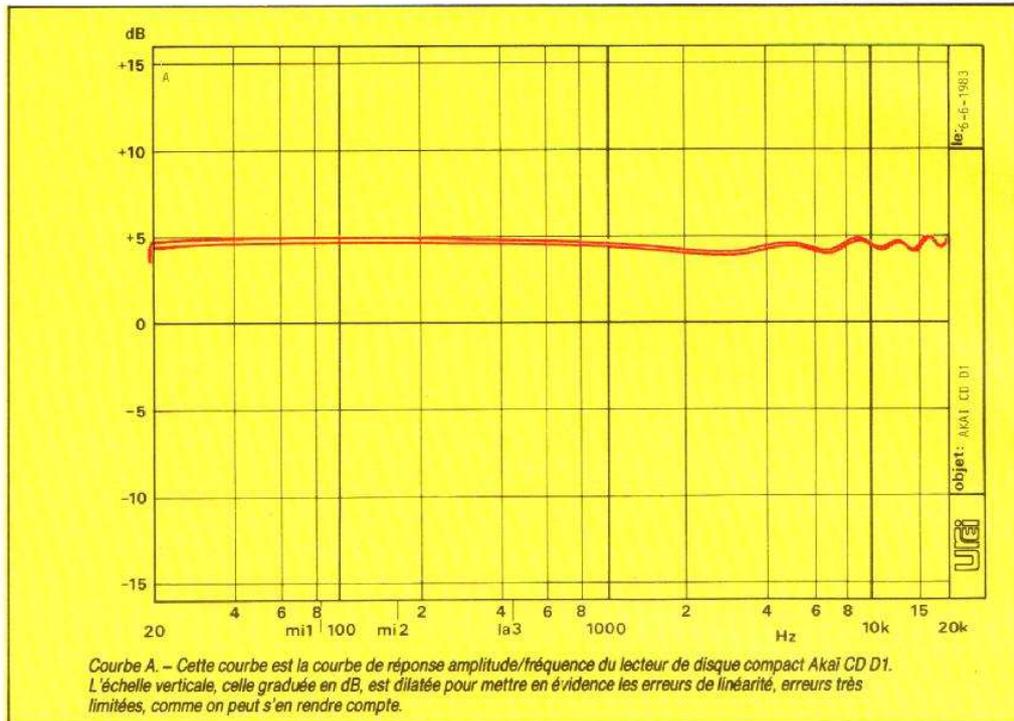


Photo 9. - La mécanique ; le moteur qui assure l'entraînement du disque est un cylindre allongé, l'autre moteur entraîne le chariot par courroie, vis sans fin et ficelle.

LECTEUR DE DISQUE COMPACT AKAI CD.D1



sur les deux voies, une différence est visible mais souvenez-vous qu'une diaphonie de plus de 90 dB ne s'entend pas, d'autant plus que la musique contient des informations complémentaires sur ses deux canaux. Nous qualifierons le résultat de très bon. Le lecteur d'Akai délivre, au niveau 0 dB un niveau de sortie important :

il atteint en effet + 8,7 dBm, ce qui correspond à 2 V, c'est plus qu'il n'en faut ! Heureusement, le constructeur a prévu un potentiomètre de réglage du niveau de sortie, utile pour une comparaison. A ce niveau de sortie, le taux de distorsion harmonique, mesuré à 1 kHz ou à 10 kHz, est de moins de 0,01 % : pas de problème, on retrouve bien

la qualité du numérique. Le rapport signal/bruit est une donnée intéressante, celui du CD D1 est aussi excellent, sans filtre de mesure, nous avons mesuré 98 dB. Avec le filtre passe-bas de Philips, nous gagnons 1,5 dB. Le temps de montée du signal carré est de 22 μ s, l'impédance de sortie 1 500 Ω , une impédance relativement élevée.

Nous avons passé un disque test de Philips qui permet de tester la résistance du lecteur à des défauts possibles du disque, ce lecteur « saute » correctement les obstacles minima, c'est tout.

Ayant parallèlement testé un autre exemplaire du même fabricant, celui-ci passait parfaitement les défauts les plus importants ; nous en concluons que notre échantillon n'était pas au mieux de sa forme.

CONCLUSIONS

Le CD D1 d'Akai est un produit agréable à utiliser. Il a été conçu de façon rationnelle et ses possibilités de programmation ne sont pas excessives. Le constructeur n'a pas multiplié à l'excès les indications ou les fonctions et a introduit la possibilité de lecture d'une phrase musicale. Nous avons apprécié également l'indication analogique de la position du chariot, c'est simple et efficace. La possibilité de préparation d'un morceau pour une lecture avec commande par potentiomètre sera appréciée des éventuels utilisateurs professionnels, disothèques ou radio.

Il ne leur restera plus qu'à câbler un interrupteur en parallèle sur le clavier de bord pour que la lecture commence (en fait, c'est un peu plus compliqué que cela mais pas tellement).

Nous avons également apprécié la vitesse de déplacement du chariot, c'est un élément qui facilitera la recherche d'une plage.

Le passage instantané à la lecture rend la recherche facile, plus facile même qu'avec un système à lecture permanente au cours de la recherche. Il ne manque là que l'affichage permanent de l'index : dans ce mode de lecture, les informations numériques sont totalement inexploitées.

Le CD D1, appareil d'une taille un peu trop importante si l'on considère celle du disque compact, est un lecteur original, bien conçu dans l'ensemble ; il ne lui manque malheureusement que la sortie pour casque, on devra donc se rabattre sur celle de l'amplificateur.

De très bonnes performances sont à mettre à l'actif de ce lecteur avec notamment un rapport S/B exceptionnel.

E. LEMERY

Le synthétiseur de fréquence:

APPLICATIONS EN EMISSION ET RECEPTION (HF et VHF)

(Deuxième partie)

A PRES avoir survolé le principe de la synthèse de fréquence, nous allons examiner successivement les différentes parties associées dans un synthétiseur. Sans vouloir donner une importance plus particulière à tel ou tel élément, il nous a semblé logique et nécessaire de nous livrer à un rappel des notions de division et de diviseur de fréquence.

Il est à noter que, dans les deux cas, quatre sorties (et 4 entrées) sont seulement nécessaires pour tous les états de 0 à 15 (voir tableau sur les chiffres binaires) l'état 0 correspondant

à toutes les sorties à 0 tandis que 15 les voit toutes à l'état 1.

— Ces circuits peuvent compter ou décompter, certains avec une entrée séparée pour chaque opération (fig. II-2), d'autres avec une entrée commune mais une broche permettant l'aiguillage (fig. II-3).

— Nous avons dit qu'ils étaient « programmables », c'est-à-dire que l'on va pouvoir par les quatre entrées les mettre par avance à un nombre de notre choix : on se trouve dans le cas où le compteur est dit « pré-positionné » (fig. II-4). Voyons l'opération en détail.

A - Les diviseurs programmables

Nous savons ce qu'est un diviseur : si nous faisons entrer dans un circuit N impulsions, nous recueillerons N/p impulsions en sortie, p étant le facteur de division.

Il existe des diviseurs à rapport fixe tels les flip-flops ou bascules qui divisent par deux la fréquence des signaux d'entrée, des diviseurs par dix, douze ou en puissance de 2 : 7490, 7492, 4060 respectivement.

Mais ce qui est surtout intéressant c'est de pouvoir faire varier ce rapport de division à volonté. On dit alors que ces compteurs sont programmables. Leur diversité est assez grande. On peut les caractériser par le mode de fonctionnement :

— fonctionnement en binaire ou en décimal : certains comptent de 0 à 15 tandis que les autres le font de 0 à 10. D'autres encore peuvent fonctionner dans les deux modes selon l'état de l'une de leur broche (fig. II-1).

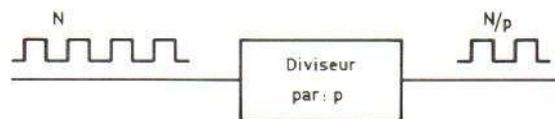


Fig. II-1.

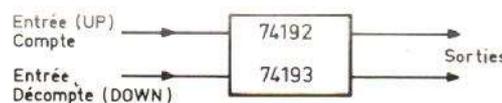


Fig. II-2.

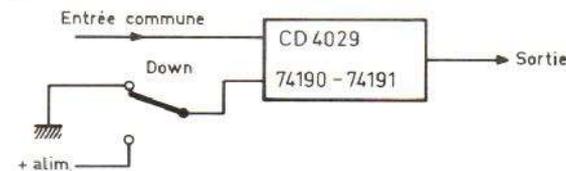


Fig. II-3.

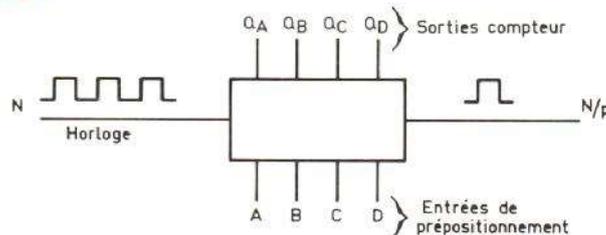


Fig. II-4.

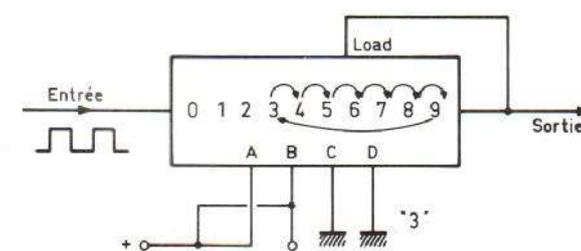


Fig. II-5.

Comptage

Dans le cycle normal, les sorties du compteur vont prendre successivement les dix états de 0 à 9 et cela indéfiniment au rythme de l'horloge qui envoie ses signaux à l'entrée. Une condition pour ces signaux : il faut qu'ils aient un « niveau » logique suffisant pour la technologie employée (5 V crête en TTL, 12 V en C-MOS).

Le compteur va aller à 9, puis revenir à 0, et ainsi de suite. Supposons maintenant qu'en rebouclant la sortie du compteur sur une broche de programmation celui-ci puisse être remis à 3 après qu'il ait franchi le

9 : nous n'aurons plus besoin que de six impulsions pour parcourir le cycle complet (fig. II-5).

Décomptage

Si nous nous plaçons en position « décompte », les opérations seront les mêmes. S'il n'y a pas de prépositionnement, il y aura décompte de 9 à 0 et ainsi de suite.

Si nous prépositionnons le chiffre 4 sur les entrées : en binaire 1 sur C et 0 sur A, B, D et que nous rebouclons la sortie avec l'entrée « preset » — prépositionnement, lorsque le

compteur parvient à 0 il est remis aussitôt à 4, chiffre prépositionné (fig. II-6).

C'est ce procédé que nous allons utiliser dans les synthétiseurs de fréquence.

Mettons plusieurs décompteurs de ce genre en cascade ; nous aurons à gauche les unités et en allant vers la droite les dizaines, centaines... Nous pouvons les prépositionner (en binaire) sur leurs entrées. Si nous affichons 583, nous aurons réalisé une division des impulsions d'entrée par 583 ou, autrement dit, une seule impulsion en sortie par groupe de 583 impulsions en entrée (fig. II-7).

Le rebouclage d'un décompteur est produit par la mise en connexion de la sortie (carry out, en anglais) avec l'entrée « chargement » des compteurs (preset enable, PE, ou load). Comme nous l'avons précisé plus haut le prépositionnement est assuré dès que le compteur parvient à 0, ce qui produit bien une division par 3. C'est ce que montre la figure II-8 qui part d'un CD 4029.

Il convient de faire attention également au sens des impulsions et de consulter le diagramme des « Data » avec précision, concernant les niveaux hauts et bas.

Dans l'exemple cité du CD 4029 la sortie « carry out » passe du niveau 1 au niveau 0 lorsqu'il atteint le chiffre 0. Pour qu'il y ait prépositionnement, il faut au 4029 un niveau 1 sur preset enable. Il suffit d'intercaler une porte inverseuse que l'on trouvera facilement dans les autres circuits du montage du synthétiseur, tel qu'un élément de 4011 comme le montre la figure II-9.

Afin de faciliter des montages personnels éventuels et pour permettre la compréhension du fonctionnement des diviseurs programmables, nous donnerons en détail les fonctions des diverses entrées du CD 4029 eu du 74192, deux circuits parmi les plus répandus et que nous utiliserons systématiquement par la suite.

1° CD 4029 :

Schéma logique interne (fig. II-10).

La broche 9 (binaire/décimal) commande le fonctionnement du circuit intégré. Au « 1 » logique, le compteur fonctionne en binaire, à « 0 », en décimal.

La broche 10, de la même façon, conditionne la montée/descente (UP/DOWN) : UP = 1, DOWN = 0.

L'entrée prépositionnement (pin 1) mise à 1 permet le passage des informations présentes sur J₁, J₂, J₃, J₄.

Par ailleurs, le compteur avance sur chaque front montant d'impulsion à condition que « carry in » et « preset » soient à 0. Que l'un ou l'autre soit à 1 et le comptage s'arrête. Nous utiliserons cette propriété dans le balayage automatique de la fréquence d'un synthétiseur. Par ailleurs, la sortie 7 (carry out) est continuellement à 1. Elle passe à 0 quand le compteur parvient à son compte maximum : 9 en décimal, 15 en binaire, ou à son décompte minimum : 0, pourvu que la broche « carry in » (5) soit à l'état 0.

L'ensemble des conditions que nous venons de voir peuvent paraître relativement complexes, elles permettent cependant une grande souplesse dans le fonctionnement et de multiples combinaisons en logique. En figure II-11, on a représenté la connexion de deux CD 4029 en diviseurs programmables.

2° 74192 :

Le SN 74192 est intéressant dans la mesure où ce circuit existe avec la même correspondance de broches dans toutes les séries 74192, 74LS192, 74C192, 40192 (fig. II-12).

C'est le front montant positif d'horloge qui fait avancer le compteur.

Le prépositionnement du circuit se fait lorsque Load (11) et Clear (14) sont à 0. L'état des entrées apparaît sur les sorties.

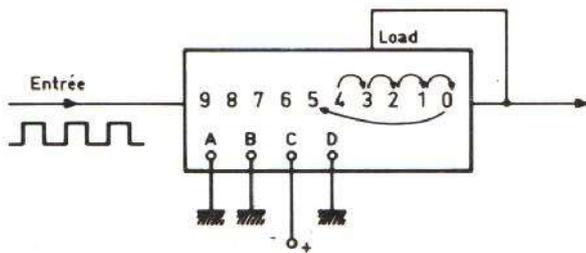


Fig. II-6.

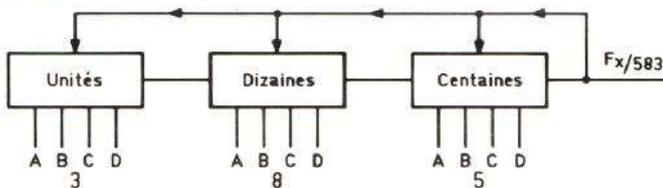


Fig. II-7.

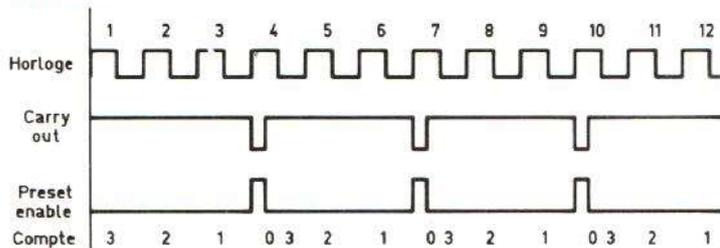


Fig. II-8.

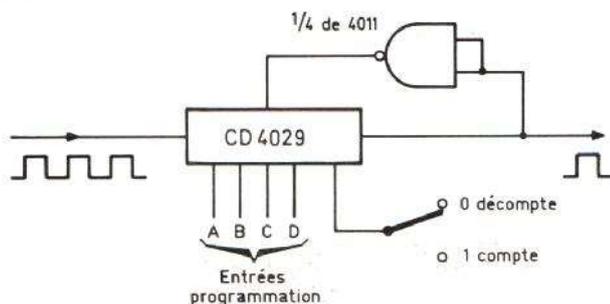


Fig. II-9.

Lorsque Load repasse à 1, l'information prend dans les compteurs l'état suivant à l'impulsion d'horloge qui succède.

Il existe deux entrées séparées pour compte et décompte. La mise en cascade se fait simplement de la manière suivante (fig. II-13).

Liste non exhaustive des diviseurs programmables :
 TTL décimaux : 74192, 74190, 74160 (30 MHz).
 TTL binaires : 74191, 74193, 74161 (30 MHz)
 C-MOS décimaux : 4018, 4029, 40192, 4510, 4522 (entre 6 et 10 MHz)
 Avec plusieurs diviseurs : CD 4059. A haute vitesse (ECL) : 10136 (150 MHz).

La fréquence citée correspond à la vitesse maximale d'horloge du circuit considéré. Sous 5 V pour la série TTL et sous 12 V pour les C-MOS. Il faudra se souvenir que la vitesse des MOS diminue en raison directe de la tension d'alimentation et que, par ailleurs, ces fréquences de coupure ne donnent pas la vitesse maximale de ces compteurs en diviseurs programmables. Il faudra approximativement la diviser par deux pour avoir un fonctionnement correct en ayant soin, par ailleurs, de les attaquer avec des

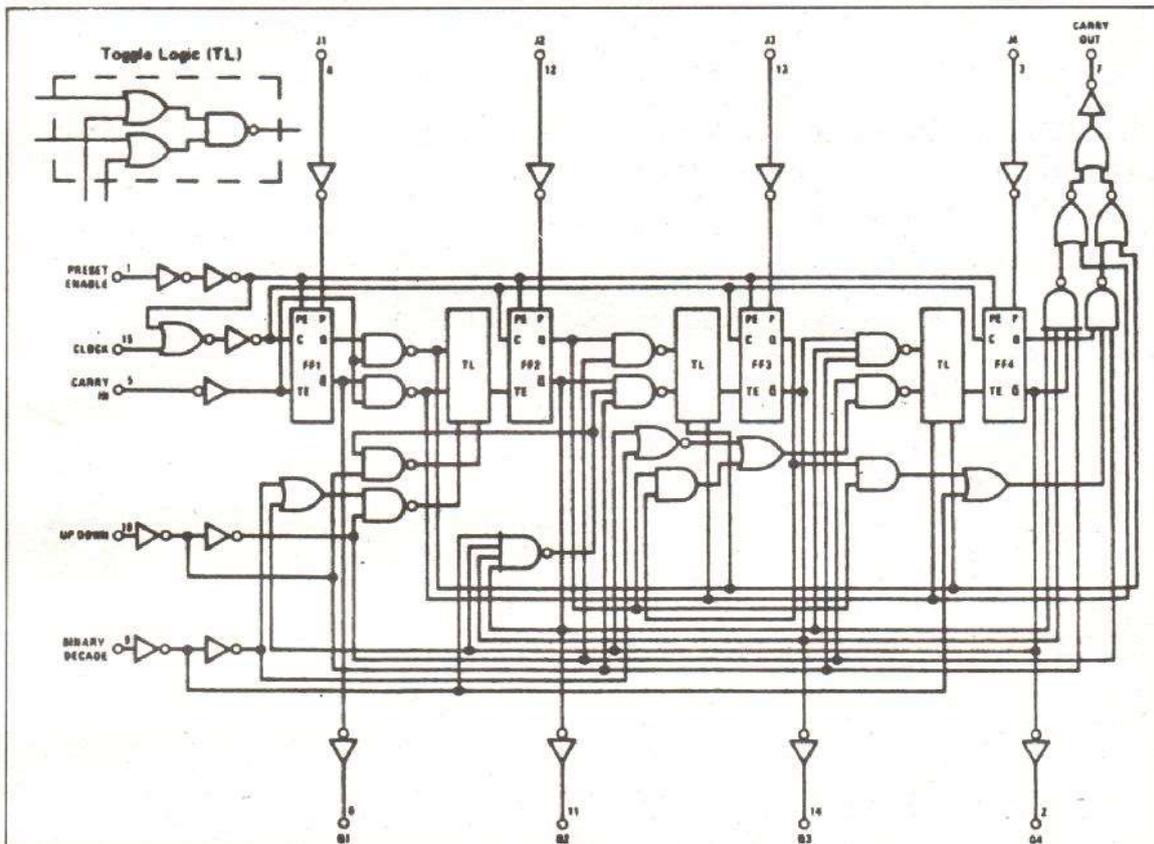


Fig. II-10.

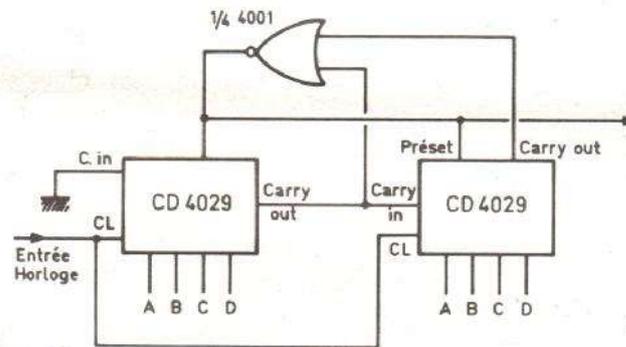
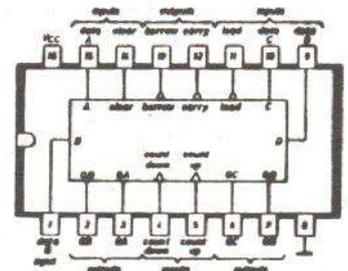


Fig. II-11. - Connexions de deux CD 4029 en diviseurs programmables.

connection diagram



logic symbol

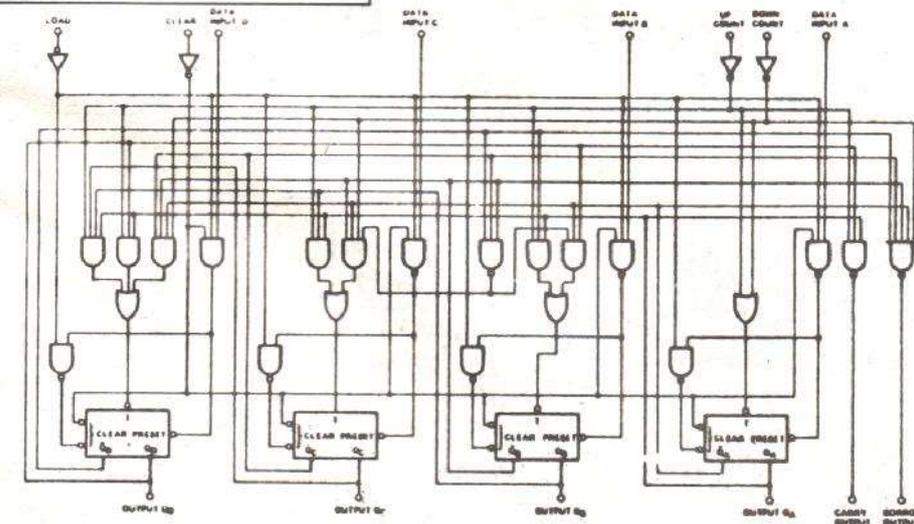
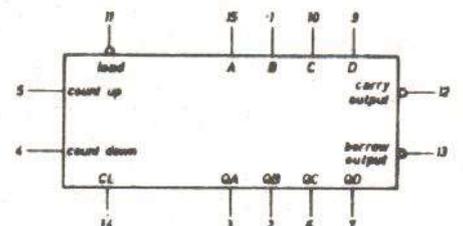


Fig. II-12.

fronts montants suffisamment raides : temps de montée faible.

B - Diodes Varicap et calcul du circuit oscillant

Les diodes Varicap forment un élément déterminant dans la constitution

de la boucle du synthétiseur. Elles peuvent également avoir un rôle important dans les circuits d'accord du récepteur si l'on recherche une grande couverture de bande.

La Varicap est une diode sur laquelle on a cherché à favoriser au maximum l'écart de capacité interé-

lectrodes en fonction de la tension qui est appliquée à ses bornes.

Le rapport entre sa capacité maximale et minimale peut être très grand :

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = 10$$

10 pour la série MV 1400 de

Motorola, 14 (!) pour la MV 1401 entre 1 V et 10 V.

Hélas, le prix suit les performances (100 F H.T.) et il n'est pas nécessaire, par ailleurs, bien souvent, d'avoir de telles excursions.

Si nous prenons le graphique d'une diode Varicap plus classique, nous observons un maximum de capa-

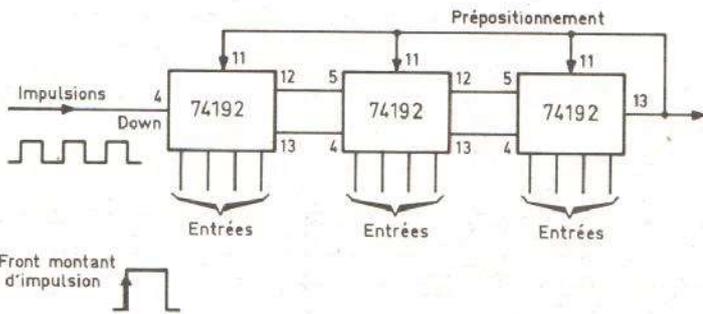


Fig. II-13.

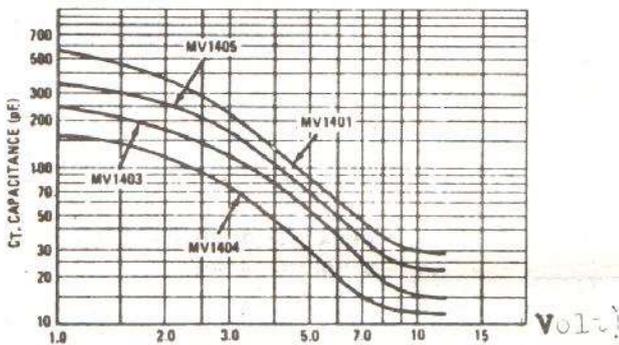


Fig. II-14. - Variation de la capacitance en fonction de la tension U_j (volts).

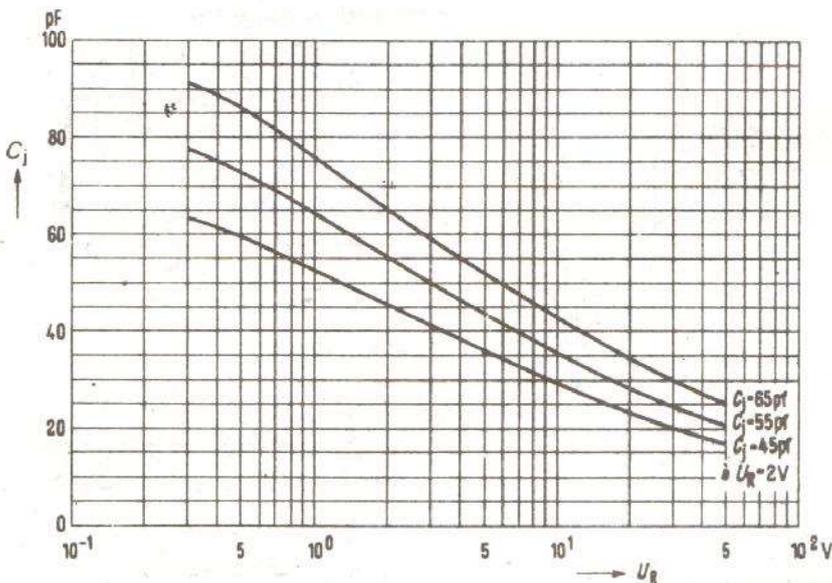


Fig. II-15. - Caractéristiques de la diode BA 119.

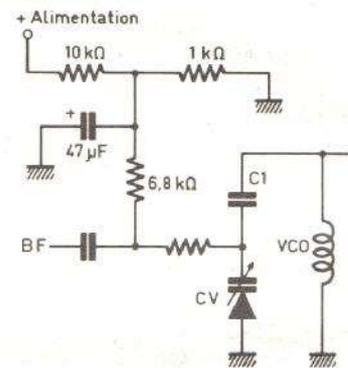


Fig. II-16. - Fixation du point de repos.

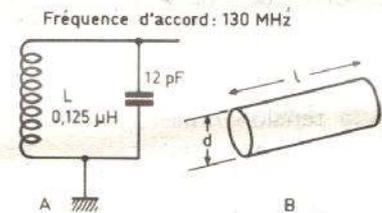


Fig. II-17.

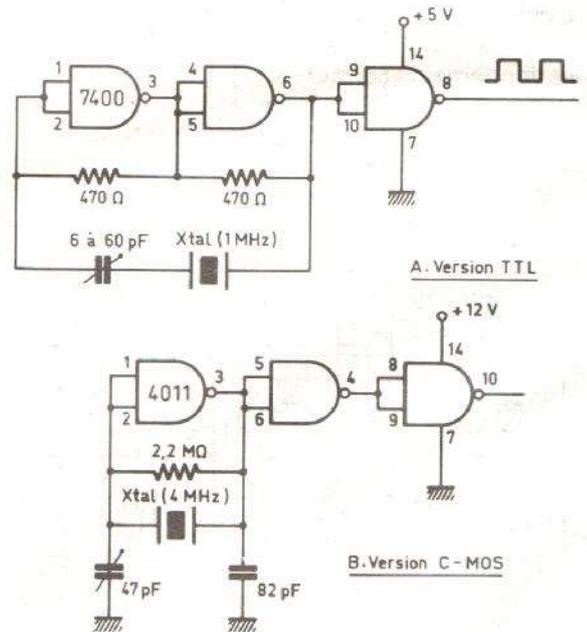


Fig. II-18.

cité pour le minimum de tension avec un rapport de 3 environ entre 4 V et 30 V.

Sauf cas particuliers, les diodes classiques BB105, BA119... conviennent, surtout dans les domaines VHF. On pourra toujours mettre plusieurs diodes Varicap en parallèle, ce qui a pour effet supplémentaire de linéariser la courbe.

Il est important de noter qu'il ne faudra pas s'éloigner de la région linéaire de la courbe, si l'on veut avoir un rapport correct tension/fréquence en modulant la diode par une tension B.F. Pour cela, on fixe un point de repos de fonctionnement par une polarisation continue (fig. II-16).

Venons-en au dimensionnement du circuit oscillant du VCO et aux bobines d'accord.

Il est toujours difficile, pour celui qui débute sur une bande de fréquence nouvelle, de trouver les valeurs des divers éléments constitutifs d'un circuit d'accord.

Ils sont pourtant régis par deux ou trois formules simples auxquelles il conviendra de mettre les unités convenables.

Ce que l'on connaît souvent en premier lieu, c'est la fréquence d'accord sur laquelle on va faire travailler le montage. La formule de base est celle de Thomson qui exprime la fréquence en fonction d'une self L avec une capacité C (fig. II-17A).

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

Peu utilisable pour nous, puisque C est en farad et L en henry, nous prendrons plutôt :

$$F = \frac{159}{\sqrt{LC}} \quad (2)$$

avec :
F en MHz
C en picofarads
L en microhenry

Ainsi, pour une fréquence d'accord de 130 MHz et en utilisant une capacité d'accord de 12 pF, il vient :

$$L = \left(\frac{159}{F\sqrt{C}}\right)^2 = 0,125 \mu\text{H}$$

Reste alors à calculer le nombre de tours de la self, s'étant fixé un dimensionnement de la bobine en diamètre et longueur

$$L \mu\text{H} = \frac{K n^2 d}{1000} \quad (3)$$

avec K représentant un coefficient variant en fonc-

tion du rapport diamètre/longueur du bobinage

$$K = \frac{100 d}{4 d + 11 \ell} \quad (4)$$

d et l étant exprimés en cm (fig. II-17B)

Prenons un exemple numérique :

Si le mandrin utilisé a un diamètre de 0,5 cm, avec un étalement des spires sur 0,8 cm,

$$K = \frac{100 \times 0,5}{4 \times 0,5 + 11 \times 0,8} = 4,62$$

Si, par ailleurs, la valeur de la self est de 0,125 μH (cf. exemple pr c dent), nous pouvons tirer le nombre de spires de (3) :

$$n = \sqrt{\frac{1000 L}{K \cdot d}}$$

soit, avec les valeurs numériques :

$$\begin{aligned} &\sqrt{\frac{1000 \cdot 0,125}{4,62 \cdot 0,5}} \\ &= \sqrt{54,11} \\ &= 7,35 \text{ spires (ou } 7,5 \text{ spires)} \end{aligned}$$

Résumons les éléments :
C = 12 pF (choisi au départ)

L = 0,125 μH, d = ∅ = 5 mm, long. l = 8 mm

n = 7,5 spires (du fil émaillé 6/10 conviendra).

Nous avons négligé dans ce calcul deux éléments importants :

– Les capacités parasites du circuit lorsqu'il est effectivement monté.

– La présence d'un noyau d'accord pour le réglage fin en fréquence qui augmente l'inductance de la bobine. Ces deux facteurs conjugués viennent faire baisser la fréquence d'accord du circuit et, en pratique, 6 spires et 8 pF conviennent normalement.

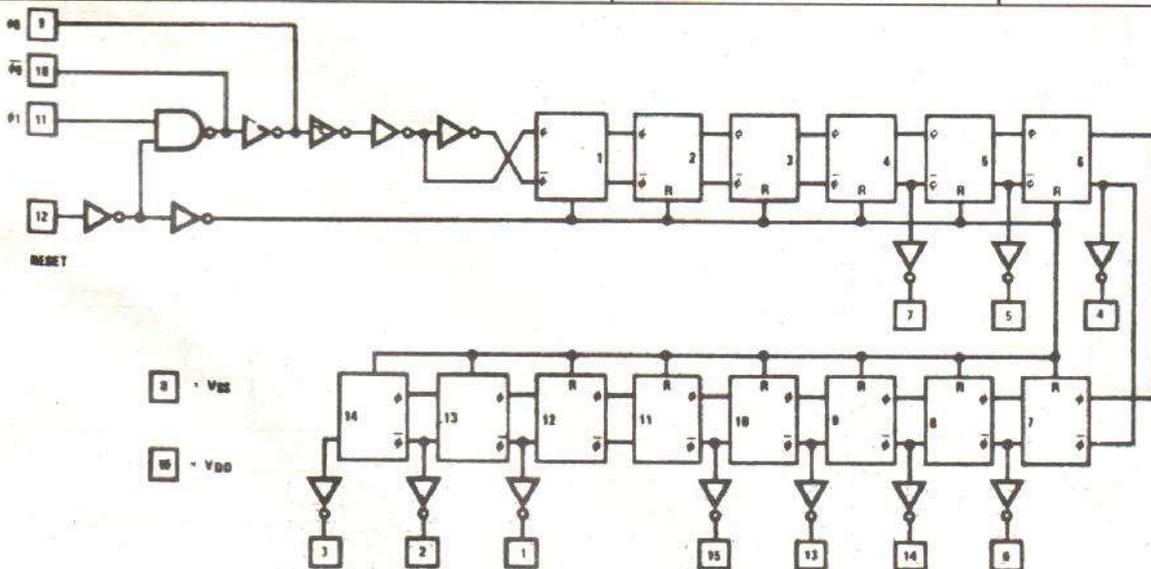
Une capacité C₁, mise en série avec la Varicap évite d'avoir un court-circuit en continu. De sa valeur, dépend évidemment l'action de la diode puisque la capacité résultante de deux condensateurs en série est :

$$C_r = \frac{C_v \times C_1}{C_v + C_1}$$

Si nous avons une variation de la Varicap de :
C_v max. : 30 pF
C_v min. : 10 pF, avec C₁ = 27 pF

nous aurons un ΔC de 14,2 pF – 7,3 pF = 6,9 pF.

Par contre, si nous adoptons pour C₁ une forte valeur, par exemple 470 pF, en regard de la capacité propre de la diode Varicap, nous aurons quasi-



CD4060BM/CD4060BC Schematic Diagram

Fig. II-19.

ment le C de la diode seule :

$$C_{r \text{ max.}} = \frac{30 \times 470}{30 + 470} = 28,2 \text{ pF}$$

$$C_{r \text{ min.}} = \frac{10 \times 470}{10 + 470} = 9,8 \text{ pF}$$

soit

$$\Delta C = 28,2 \text{ pF} - 9,8 \text{ pF} = 18,4 \text{ pF}$$

C - L'oscillateur de fréquence

L'oscillateur (à quartz habituellement) fournit la base de temps de référence pour le synthétiseur. Il est constitué par un système oscillant : portes TTL, transistor bipolaire, effet de champ, suivi d'une cascade de diviseurs qui ramène la fréquence haute d'oscillation à la valeur du « pas » utilisé.

On partira par exemple d'un quartz 1 MHz. Si l'on recherche un pas de 5 kHz

il faudra diviser successivement par :

$$1\ 000 \text{ kHz} : 5 \text{ kHz} = 200$$

soit deux fois par 10 et une fois par 2.

Un boîtier 4518 permet la première opération, tandis que la bascule D, 4013 par exemple, effectuera la division par deux. Nous donnerons des montages pratiques en fin de chapitre.

En TTL, la meilleure configuration d'oscillateur que nous ayons expérimentée est celle de la figure II-18A.

La version C-MOS reste cependant préférable, même sous 5 V d'alimentation, a fortiori sous 12 V. Nous savons, en effet, que la fréquence de coupure des MOS est d'autant plus élevée que l'alimentation a une tension plus importante : on peut aller jusqu'à 15 V sans problème (fig. II-18B).

Dans la version MOS toujours, il existe des circuits, avec oscillateur et

cascade de diviseurs par 2, intégrés. C'est le cas du 4060 avec ses 14 diviseurs. On prendra garde au fait que la première sortie utilisable est la division par 16. (4^e bascule). (fig. II-19).

La fréquence maximale de fonctionnement sous 12 V est de 8 MHz typique, mais des quartz 27 MHz (fondamentale 9 MHz) oscillent encore très bien. A titre indicatif on peut fabriquer par ce moyen un générateur 1 750 Hz de très grande stabilité et d'une extrême précision.

1^{re} version : avec quartz 7,168 MHz et en divisant 12 fois par 2 (2¹²), nous obtenons exactement 1 750 Hz (fig. II-20). De même avec un quartz 3,584 MHz ou 1,792 MHz et un rapport de division différent.

Avec un circuit supplémentaire mais un quartz d'approvisionnement très facile, nous obtenons le

même résultat. Quartz, série 27 MHz (à 10 F!). Par exemple 26,880 MHz donc, fondamentale : 8,960 MHz ; 8 960 000 : 2⁹ : 10 = 1 750 Hz. C'est la seconde version de la figure II-20.

Nous constituerons également un oscillateur avec des transistors classiques type BC 109, 2N2222... très courants. Correctement implantés sur un circuit, ils ne prennent guère plus de place qu'un 7400 (fig. II-21). C'est une autre technique, sans doute plus familière à la plupart de nos lecteurs. Afin de faciliter à chacun la mise en place de rapports de division variés, nous donnerons quelques idées sur les divers moyens offerts par les circuits intégrés classiques.

Ce qui nous conduit à la mise en œuvre d'un 4518 et au diagramme de la figure II-22. Chaque diviseur opère successivement une division par 2 (sortie en Q₁, pin 11), puis par 5 (sortie

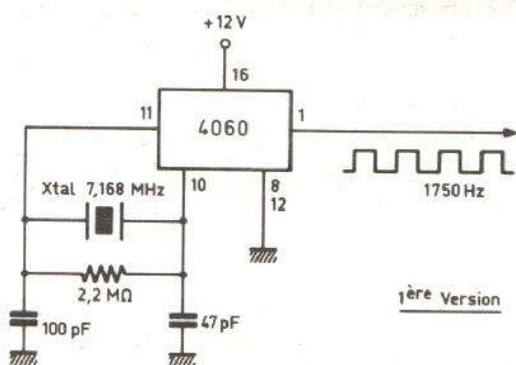
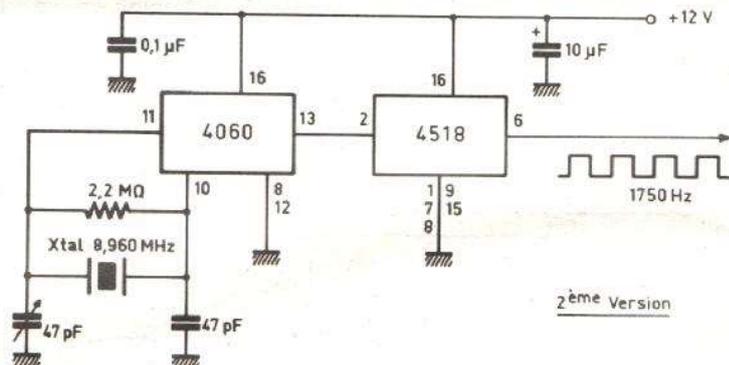


Fig. II-20.



2^eme Version

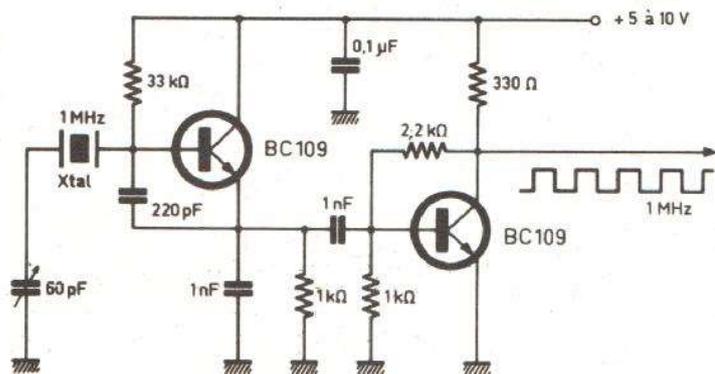


Fig. II-21.

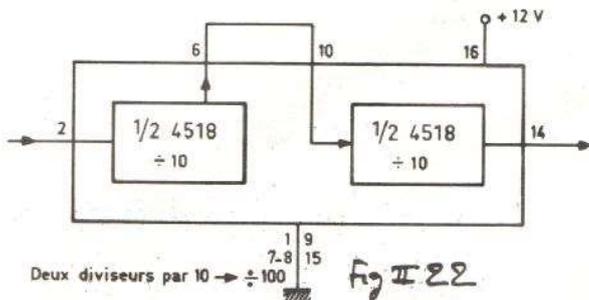


Fig. II-22.

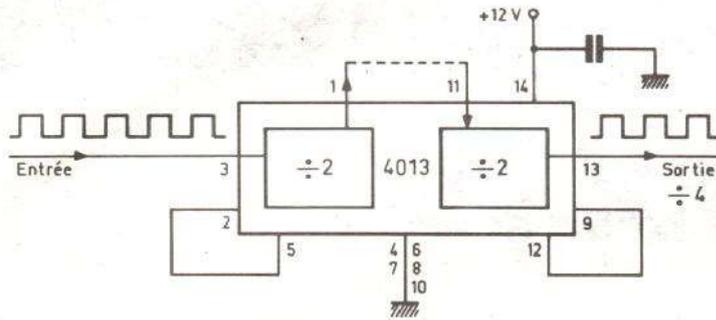


Fig. II-23.

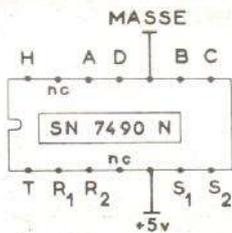


Fig. II-24.

N	entrée	sortie	S ₁	S ₂	R ₁	R ₂
2	H	A	0	0	0	0
3	H	B	0	0	A	B
4	H	B	0	0	C	1
5	T	D	0	0	0	0
6	H	C	0	0	B	C
7	H	D	B	C	0	0
8	H	C	0	0	D	1
9	H	C	0	0	A	D

Q₂, pin 12). Nous aurons donc la possibilité suivante, avec un seul boîtier : division par 2, par 4, par 5, par 10, par 20, par 25, par 100. Pareillement, un boîtier 4013, permet deux divisions par 2 successives (fig. II-23).

On sait par ailleurs qu'un compteur du type 7490 peut être programmé pour diviser par un nombre quelconque de 2 à 9 de la façon suivante (fig. II-24).

Autant dire qu'avec les moyens mis à notre disposition par la technique moderne, on peut envisager une infinité de solutions, dès lors que l'on a parfaitement assimilé les principes.

(à suivre)

Michel LEVREL
(F6DTA)

Robert PIAT (F3XY)

Bloc-notes

ITT : la numérisation du téléviseur.

En présentant son système Digit 2000, ITT Semiconductors introduit une petite révolution dans le domaine du téléviseur : en développant des circuits de traitement numérique du signal et de gestion du téléviseur en technologie VLSI, le constructeur simplifie énormément la fabrication d'un poste (la carte de base du Digit 2000 ne mesure que 10 X 16 cm et remplace 500 composants environ, d'un téléviseur traditionnel), et ses réglages : le logiciel remplace ici le tournevis et corrige automatiquement les effets du vieillissement de certains composants (le tube cathodique, en particulier). Les six circuits intégrés principaux composant le Digit 2000 sont : une unité de contrôle (incluant un microprocesseur : elle traite les instructions fournies par l'utilisateur,

contrôle les circuits de traitement audio, vidéo, mémorise les données d'alignement), un Codec vidéo (comportant un codeur A/N et un décodeur N/A pour le signal vidéo et permettant les réglages de luminosité, des opérations sur les signaux de traitement de texte, etc.) et un vidéoprocèsseur numérique, un convertisseur A/N audio (comportant, entre autre, un identificateur de type d'émission : mono, stéréo ou bilingue), un audio-procèsseur numérique (réglages de volume, de tonalité, de balance, etc.) un processeur de déviation.

Les raisons de la numérisation deviennent particulièrement évidentes lorsqu'on considère le récepteur du futur. En effet, toute la péritélévision - télétexte, vidéotexte, jeux vidéo, ordinateur domestique

etc. - est basée sur une même structure, à savoir un micro-ordinateur associé à une ROM et à un générateur de caractère. On constate que le mariage de Digit 2000 avec la péritélévision peut se faire à un coût beaucoup plus faible qu'avec un système analogique, qui nécessite des convertisseurs dans chaque fonction additionnelle. Autre avantage : au lieu de développer de nouveaux circuits pour chaque fonction additionnelle, nouvelle ou modifiée, il suffit de changer le programme (logiciel) des circuits existants.

On considère, dans les milieux spécialisés, que le prix des mémoires à forte densité suivra la fameuse courbe d'apprentissage, c'est-à-dire que dans un proche avenir, ces mémoires seront proposées à un prix permettant leur utilisation

dans des produits grand public. A ce moment-là, il sera possible de stocker une image complète numérisée. En restituant cette image à une cadence plus élevée, on aboutit à la suppression du scintillement (ou papillotement) caractéristique des normes européennes. Il sera également possible de doubler la définition de l'image pour aboutir à une « pseudo-haute définition », et cela, sans modifier le signal émis. Enfin, le téléspectateur disposera des possibilités de zoomer sur une partie de l'image, de stopper l'image, et d'insérer une deuxième image réduite dans le programme principal.

La numérisation apparaît donc comme une étape essentielle qui permettra une renaissance de la télévision et des applications péritélévision à un coût réellement grand public.

Initiation à la micro informatique

UN CIRCUIT D'INTERFACE EVOLUÉ...

LE TIMER PROGRAMMABLE

A PRES avoir vu, dans nos précédents articles, les deux circuits d'interface les plus utilisés, à savoir, le circuit d'interface parallèle et le circuit d'interface série, nous allons vous présenter aujourd'hui un circuit d'un emploi un peu moins courant : le timer programmable. Cette présentation a deux buts principaux : le premier est de vous montrer ce que l'on peut faire en la matière car ces circuits timers programmables sont mal connus et bien souvent sous-employés ; le deuxième but est de vous montrer que la philosophie d'emploi de tous les circuits d'interface est la même et se résume, en fait, à une étude soignée de la fiche technique du circuit pour savoir quoi mettre dans ses registres internes en fonction de l'action à accomplir.

Généralités

Comme pour tous les autres circuits de cette série, nous avons choisi un circuit de la famille 6800-6809 de Motorola ou Thomson-Efcis mais cette étude est transposable à des circuits identiques d'autres familles une fois que l'on a bien vu le principe de fonctionnement.

Notre circuit a donc pour nom MC 6840, s'alimente sous une tension unique de 5 V et regroupe, dans un boîtier 28 pattes seulement, trois compteurs décompteurs prépositionnables 16 bits ainsi qu'un prédiviseur par 8 et des circuits logiques de contrôle. Malgré cette apparente simplicité, ce circuit sait faire beaucoup de choses : compter, bien sûr, mais aussi générer des impulsions de largeur programmable, générer des signaux rectangulaires de largeur et de période programmables et, même, faire de la mesure de fréquence et de taille d'impulsion. Tout cela étant possible très simplement par une

utilisation judicieuse des registres internes.

Le synoptique interne simplifié du circuit est visible figure 1 et nous allons le commenter un peu. Avant de commencer, et pour la suite de cet article, précisons que le 6840 porte le doux surnom de PTM qui signifie Programmable Timer Module.

La partie principale du circuit se situe dans le bas de cette figure où l'on peut voir les trois compteurs découpés en deux blocs de 8 bits et repérés compteur 1, compteur 2 et compteur 3. Ces trois compteurs sont associés chacun à des « latches » c'est-à-dire à des registres capables d'emmagasiner une valeur à placer dans les compteurs ou issue des compteurs. Il y a donc un latch 16 bits par compteur. Derrière chaque compteur se trouve une logique repérée contrôle T1, T2 ou T3 qui permet de déclencher le comptage à partir de signaux externes ou d'appliquer une horloge externe sur les compteurs. La logique du comp-

teur 3 est reliée à un prédiviseur par 8 permettant ainsi à ce compteur de recevoir des signaux externes à une fréquence maximum 8 fois plus élevée que celle autorisée pour les autres compteurs.

Chaque compteur est associé à un registre de contrôle permettant de préciser son mode de fonctionnement et l'état de l'ensemble du timer est indiqué dans un seul et unique registre d'état. Comme ce circuit est prévu pour être associé à des microprocesseurs 8 bits et que les compteurs internes et les latches sont sur 16 bits, il faut bien avoir une astuce pour charger ceux-ci facilement à partir de notre bus de données 8 bits ; c'est le rôle des deux registres baptisés buffer MSB et buffer LSB visibles sur la figure 1 et dont le rôle sera détaillé dans la suite de cet article.

Côté microprocesseur

Comme tout circuit d'interface, celui-ci a un côté microprocesseur destiné à être relié au bus de ce dernier et un côté « extérieur » propre au type de circuit d'interface. Nous allons commencer notre étude par le côté microprocesseur car cela nous amènera, en douceur, à vous parler des registres internes.

Les lignes disponibles sont visibles sur le synoptique de la figure 1 et sont, pour la majeure partie d'entre elles, des

classiques si vous suivez cette série d'articles depuis ses débuts ; nous y voyons :

— D0 et D7 qui sont les 8 lignes de données bidirectionnelles destinées à être connectées aux lignes de même nom issues du microprocesseur.

— E qui est l'entrée horloge du 6840 et qui doit être reliée à la ligne du même nom issue du 6809. Cette horloge est normalement à 1 MHz pour le 6840, 1,5 MHz pour le 68A40 et 2 MHz pour le 68B40.

— R/W qui est l'entrée lecture/écriture reliée à la sortie de même nom du 6809 ; une écriture dans le 6840 ayant lieu pour un niveau bas sur cette ligne.

— RESET est l'entrée de remise à zéro du circuit ; elle est active sur un niveau bas et a des fonctions multiples au niveau des registres internes détaillées ci-après lors de la présentation de ceux-ci.

— IRQ est la sortie d'interruption du circuit. C'est une ligne à « collecteur » ouvert (plus exactement à drain ouvert) comme toutes les lignes de ce type des circuits de la famille 6800-6809. Elle est active au niveau bas et peut être validée ou non selon le contenu des registres internes.

— CS0 barre et CS1 sont deux lignes de sélection du boîtier ; celui-ci étant activé quand CS0 barre est à 0 et CS1 est à 1.

— RS0, RS1 et RS2 sont les lignes de sélection des registres internes du 6840. Le tableau de la figure 2 indique comment se fait cette sélection.

tion. Vous pouvez immédiatement remarquer en lisant celui-ci que, comme pour l'ACIA, la ligne R/W intervient dans la sélection des registres c'est-à-dire que, selon que l'on lise ou que l'on écrive à une adresse donnée dans le 6840, on n'accède pas au même registre. Compte tenu de la disposition choisie pour les registres, cela n'introduit aucune contrainte.

Ces lignes sont donc très faciles à relier au bus du 6809 comme le montre le petit

exemple d'utilisation du PTM donné en fin d'article.

Nous allons maintenant vous présenter le rôle des registres internes ce qui nous conduira tout naturellement à vous montrer les divers modes de fonctionnement du PTM.

Les registres internes

Comme nous l'avons dit, chaque compteur dispose d'un registre de contrôle ; les bits

de celui-ci seront repérés de la façon suivante dans la suite de cet article : CXY où X est le numéro du compteur (1, 2 ou 3) et où Y est le numéro du bit dans le registre. Lorsque la fonction réalisée par le bit sera la même pour tous les compteurs, le numéro de compteur (X dans CXY) sera laissé égal à X pour indiquer qu'il peut prendre n'importe laquelle des valeurs 1, 2 ou 3.

Avant d'entreprendre l'étude de ces registres de

contrôle, précisons que les compteurs du 6840 ne savent que décompter à partir d'une valeur initiale qui, elle, est prépositionnable à partir des latches. Nous allons voir que cette apparente restriction n'en est pas une.

Nous remarquons, sur le tableau de la figure 2, que le registre de contrôle n° 2 est le seul à être accessible directement ; les autres étant selon la valeur du bit 0 de ce registre de contrôle n° 2. Ce sera donc généralement lui que l'on initialisera en premier. Nous allons examiner la figure 3 qui résume de façon synthétique la fonction de tous les bits de ces registres de contrôle.

Le bit 0 a une fonction différente selon le registre de contrôle où il se situe : ainsi CR10 (c'est-à-dire le bit 0 du registre de contrôle 1) valide le fonctionnement du circuit lorsqu'il est à 0 et maintient tous les compteurs à l'arrêt lorsqu'il est à 1 ; c'est le bit de RESET interne. Ce bit est automatiquement mis à 1 lors d'un RESET. Le bit CR20 permet de choisir qui du CR1 ou du CR3 sera accessible lorsque RS0, RS1 et RS2 seront à 0. CR30 sera accessible lorsque RS0, RS1 et RS2 seront à 0. CR30 permet de mettre ou non en action le prédiviseur du compteur 3. Ce prédiviseur est placé sur l'entrée C3 qui est l'entrée d'horloge externe du compteur 3 ; celle-ci peut donc ou non être divisée par 8.

Le bit 1 sélectionne la source d'horloge utilisée par les compteurs ; celle-ci peut être E c'est-à-dire l'horloge du système ou peut être externe et doit, dans ce cas, être appliquée sur les entrées C1, C2 ou C3. La fréquence de ces horloges externes peut aller du continu à 500 kHz, sauf pour C3 où l'utilisation du prédiviseur permet de monter à 8 fois 500 kHz soit 4 MHz. Pour un timer 68B40 fonctionnant avec un signal d'horloge système (celle issue du 6809 et appliquée sur E) à 4 MHz, toutes les limites indiquées ci-avant sont multipliées par 2.

Le bit 2 permet de définir le mode de fonctionnement des compteurs qui peuvent être considérés comme des compteurs 16 bits ou comme deux compteurs 8 bits. Si, dans le mode compteur 16 bits, le

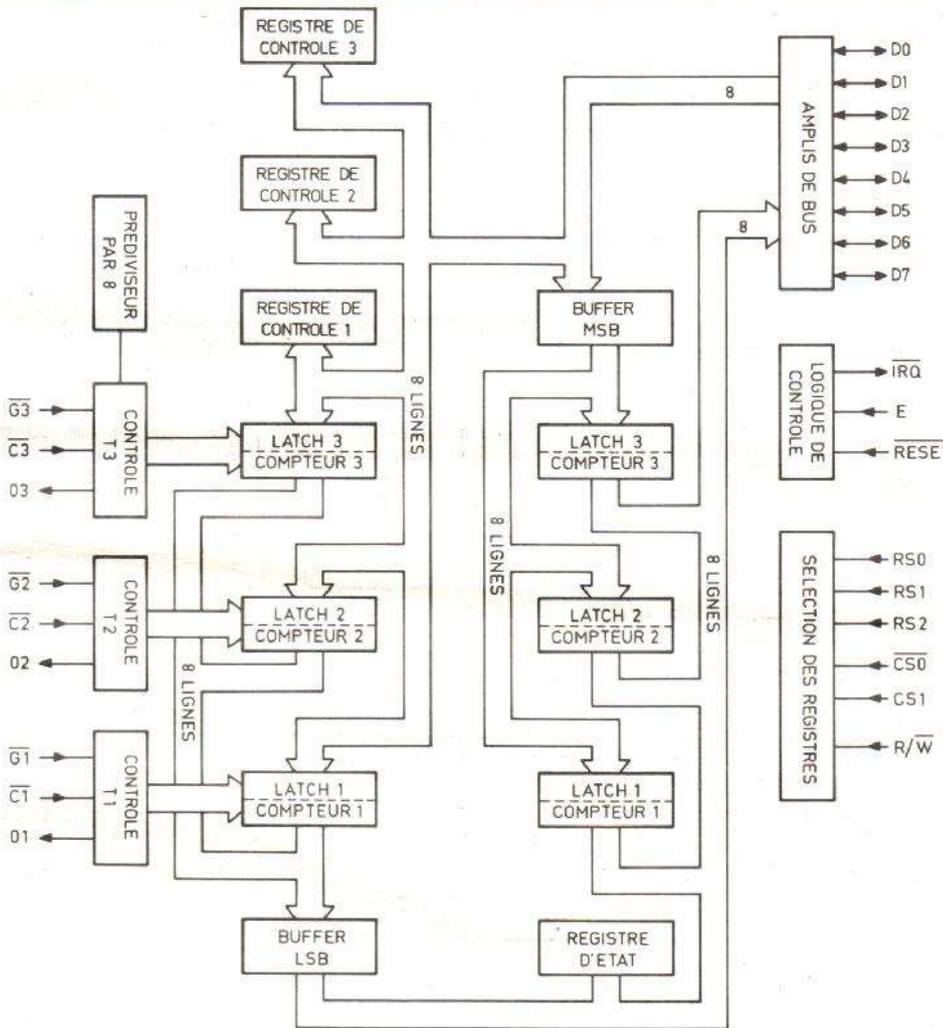


Fig. 1. - Synoptique interne du PTM.

RS2	RS1	RS0	R/W = 0	R/W = 1
0	0	0	CR20 = 0 Ecriture CR n° 3 CR20 = 1 Ecriture CR n° 1	Sans effet
0	0	1	Ecriture CR n° 2	Lecture registre d'état
0	1	0	Ecriture Buffer MSB	Lecture compteur n° 1
0	1	1	Ecriture Latch n° 1	Lecture Buffer LSB
1	0	0	Ecriture Buffer MSB	Lecture compteur n° 2
1	0	1	Ecriture Latch n° 2	Lecture Buffer LSB
1	1	0	Ecriture Buffer MSB	Lecture compteur n° 3
1	1	1	Ecriture Latch n° 3	Lecture Buffer LSB

Fig. 2. - Mode d'accès aux registres internes du PTM.

contenu d'un compteur est le mot de 16 bits N, le compteur passera à 0 après le N+1 coups d'horloge. Si, dans le mode comptage double sur 8 bits, le contenu d'un compteur 8 bits est L et celui de l'autre est M, le compteur complet passera à 0 après $(L + 1) \times (M + 1)$ coups d'horloge.

Les bits 3, 4, 5 permettent de définir les divers modes de fonctionnement du circuit et nous allons y revenir ci-après.

Le bit 6 autorise ou non la génération d'une interruption sur la ligne IRQ du circuit. Comme pour le PIA et l'ACIA, des interruptions peuvent être générées en interne et peuvent être indiquées par un ou plusieurs bits du registre d'état mais c'est ce bit qui autorise ou non leur sortie sur IRQ.

Le bit 7, enfin, permet ou non de valider la sortie d'un compteur sur la ligne O lui correspondant.

Avant de détailler les divers modes de fonctionnement des compteurs, précisons comment l'on écrit dans les divers autres registres puisque, comme nous avons dit que les compteurs ne savaient que décompter, nous allons avoir à prépositionner ceux-ci à une valeur initiale au moyen des divers latches du circuit.

Nous avons vu ci-avant qu'il existait dans le 6840 un registre appelé buffer MSB ; ce registre est utilisé pour écrire un mot de 16 bits dans n'importe quel latch du compteur selon la procédure suivante :

– L'octet de poids fort du mot de 16 bits à écrire dans le latch de votre choix est écrit dans le buffer MSB.

– L'octet de poids faible du mot de 16 bits à écrire dans le latch de votre choix est écrit à l'adresse de ce latch suivant les indications du tableau de la figure 2. Cette écriture a pour effet de transférer automatiquement le contenu du buffer MSB dans les 8 bits de poids fort du latch sélectionné.

– Votre latch est ainsi initialisé. Remarquez que, quel que soit le latch choisi, l'écriture de son octet de poids fort a toujours lieu dans le buffer MSB et c'est l'écriture de l'octet de poids faible qui sélectionne en fait le latch et qui y fait auto-

matiquement transférer l'octet de poids fort depuis le buffer MSB.

La pratique de l'utilisation de ce circuit ne s'arrête pas là ; en effet, comme pour PIA et ACIA, les lignes RSO, RS1 et RS2 sont quasiment toujours reliées aux lignes d'adresses A0, A1 et A2 ce qui a pour effet de placer les registres à des adresses consécutives. De plus, on remarque dans le tableau de la figure 2 que le buffer MSB se reproduit à chaque adresse précédant une écriture dans un latch. Vu le processus d'écriture dans un latch vu ci-avant ; il va donc suffire, pour écrire un mot de 16 bits dans le latch de votre choix, d'utiliser une instruction de stockage mémoire 16 bits du 6809 (STX, STY, STU, STD) et de la faire agir sur l'adresse du buffer MSB précédant celle du latch de votre choix pour que tout se passe bien. Supposons que le 6840 soit à l'adresse 2000. Si nous faisons un STD 2004, le 6809 va commencer par écrire les poids forts de D en 2004,

c'est-à-dire dans le buffer MSB ; puis il va écrire les poids faibles de D en 2005 c'est-à-dire dans le latch n° 2. Nous avons donc bien réalisé la séquence nécessitée par le 6840 et, pratiquement, nous avons, en une seule instruction sur 16 bits, réalisé l'initialisation sur 16 bits du latch de notre choix ; tout ceci avec un microprocesseur et un circuit d'interface 8 bits (bien faits et, surtout, faits pour s'accorder). Bien sûr, rien ne vous empêche de faire l'initialisation de vos latches avec deux instructions 8 bits successives mais, sauf cas particulier, cela revient à appliquer la logique des Shadoks « pourquoi faire simple quand on peut faire compliqué ? »

Le même processus est applicable à la lecture de ces mêmes latches mais ici il est fait appel à un buffer LSB qui stocke les poids faibles ; ainsi pour lire un latch quelconque doit-on :

– Lire le contenu du latch sélectionné à l'adresse indiquée par le tableau de la figure 2 ;

on lit ainsi les poids forts du latch.

– Lire le contenu du LSB ; on lit ainsi les poids faibles du latch qui a été sélectionné par la lecture ci-avant.

Vu la disposition des latches et du buffer LSB, ces deux opérations sont possibles en une seule instruction de lecture 16 bits telle que LDD, LDX, LDY, LDU par exemple.

Initialisation du 6840

Nous consacrons un paragraphe particulier à cette opération car elle revêt une importance spéciale dans le 6840. On appelle initialisation de ce circuit le fait de transférer le contenu des latches dans les compteurs associés et la mise à zéro de tous les drapeaux d'interruption contenus dans le registre d'état. Cette opération peut être déclenchée par deux phénomènes qui sont le RESET et la mise à 1 du bit de RESET du registre de contrôle n° 1. Ainsi que par des cas propres à

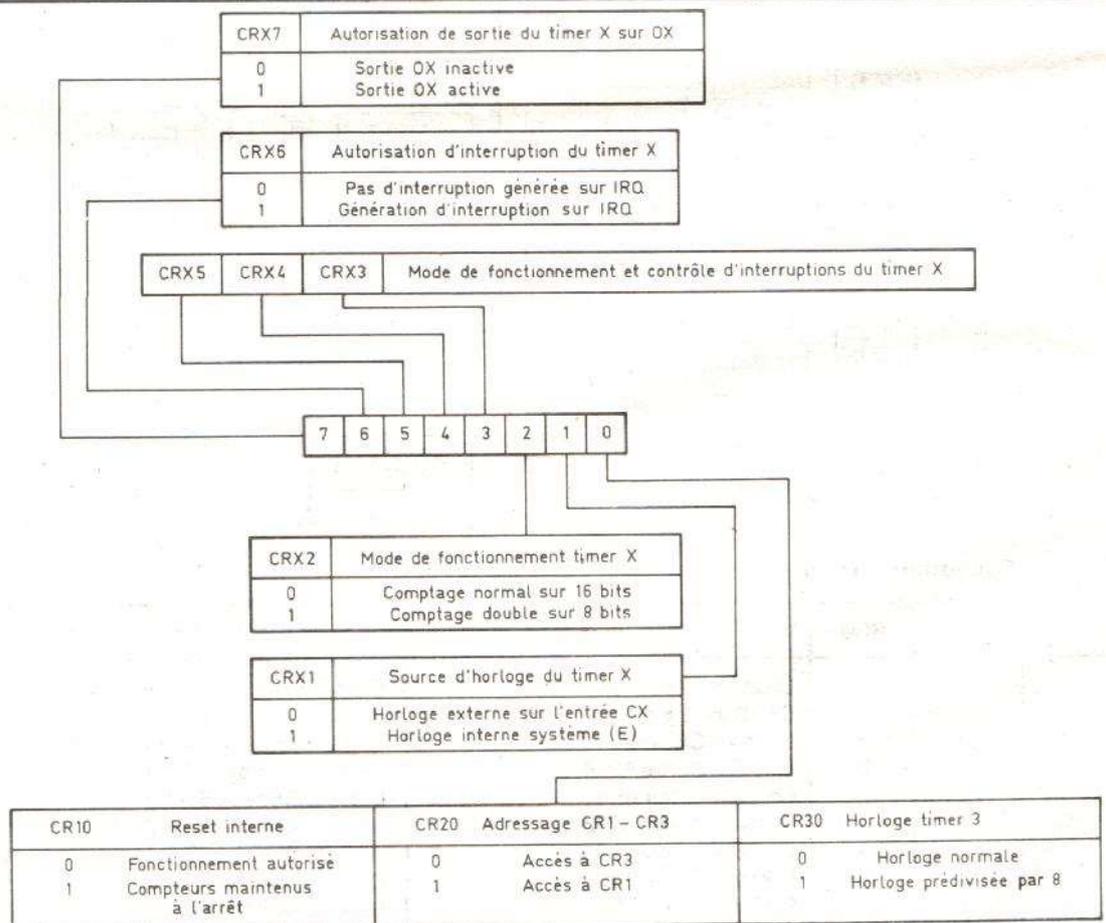


Fig. 3. – Fonction des bits des registres de contrôle du PTM.

chaque mode de fonctionnement comme nous le verrons ci-après.

Lors d'un RESET, tous les latches sont prépositionnés à leur valeur maximum qui est, comme ils sont sur 16 bits, FFFF. Tous les registres de contrôle sont mis à 0 sauf le bit 0 du registre de contrôle du CR1 qui maintient ainsi le 6840 en RESET, tous les compteurs sont prépositionnés à la valeur contenue dans les latches, toutes les sorties des compteurs sont remises à zéro et toutes les entrées d'horloges sont dévalidées, enfin, tous les bits d'interruptions du registre d'état sont mis à 0.

Par contre, le fait de positionner à 1 le bit 0 du registre de contrôle n° 1 a un effet moins « brutal » en ce sens que ceux-ci sont les suivants : tous les compteurs sont prépositionnés à la valeur contenue dans les latches, toutes les sorties des compteurs sont mises à zéro ainsi que les bits d'interruption du registre d'état ; toutes les entrées horloges sont dévalidées. Les latches et les registres de contrôle ne sont, par contre, pas perturbés par une telle opération.

Le registre d'état

Le registre d'état du 6840 est tout simple puisque son contenu se limite à quatre bits. Les bits 0, 1, 2 correspondent aux compteurs 1, 2 et 3 et

constituent le drapeau d'interruption de chacun de ces compteurs. Le bit 7, quant à lui, passe à 1 lorsque l'un quelconque des bits 0, 1 ou 2 passe à 1 indiquant ainsi qu'il y a au moins une cause d'interruption dans le 6840.

Les divers modes de fonctionnement

Ce timer programmable dispose de 8 modes de fonctionnement différents pour chacun de ses compteurs qui sont, nous insistons bien sur ce point, complètement indépendants les uns des autres. Ces 8 modes sont détaillés dans le tableau de la figure 4 qui indique comment est faite leur sélection au moyen des bits 3, 4 et 5 des registres de contrôle.

Ces 8 modes peuvent, en fait, se subdiviser en deux sous-modes décrits figure 5, un premier sous mode intitulé synthèse, dans lequel le 6840 va synthétiser des signaux, un deuxième sous mode intitulé mesure, dans lequel le 6840 va mesurer des temps ou des fréquences. Nous allons vous présenter ceux-ci tour à tour et, lorsque nous aurons fini, vous saurez tout sur le PTM.

Génération de signaux continus

Ce mode qui comporte quatre variantes différentes per-

CRX 2	CRX 4	INITIALISATION	SORTIE OX (si CRX 7 = 1)
0	0	G ↓ ou EL ou R	
0	1	G ↓ ou R	
1	0	G ↓ ou EL ou R	
1	1	G ↓ ou R	

Fig. 6. — Les quatre modes de fonctionnement en génération de signaux continus.

met de générer des signaux rectangulaires de période et de rapport cyclique programmables. Le tableau de la figure 6 résume les quatre variantes et leur mode de sélection en fonction des bits du registre de contrôle.

Les deux premiers modes correspondent à un fonctionnement sur 16 bits, le 6840 génère un signal rectangulaire de demi période $(N + 1) \times T$ où T est la période d'horloge choisie (horloge appliquée sur E ou horloge externe appliquée sur une entrée C). Les deux autres modes correspondent à un fonctionnement du timer sur deux fois 8 bits où la période totale du signal est $(L + 1) \times (M + 1) T$ tandis que la durée de l'état haut du signal est $L \times T$. L et M étant respectivement les contenus des octets de poids faible et fort du compteur.

Dans les deux cas, les signaux générés sortent sur les lignes 0 des compteurs programmés pour ce mode de fonctionnement sous réserve, bien sûr, que ces sorties soient validées au moyen du bit 7 du registre de contrôle correspondant.

La colonne initialisation de la figure 6 résume les diverses méthodes d'initialisation des compteurs programmés pour ces modes de fonctionnement de la façon suivante :

— R signifie remise à zéro par

le bit 0 du registre de contrôle n° 1.

— EL signifie écriture dans les latches.

— G flèche vers le bas signifie descente du signal appliqué sur l'entrée G du compteur correspondant.

Le + entre les diverses conditions matérialise un OU logique. Il faut cependant remarquer que, le signal G étant actif au niveau bas, il faut impérativement qu'il soit à 0 pour que le compteur puisse fonctionner dans ce mode.

En plus de cette génération de signaux, le drapeau d'interruption associé au compteur fonctionnant dans ce mode passe à 0 lors de la première demi-période de signal généré. Il est, de plus, possible de lire le contenu des latches associés à ce compteur à n'importe quel instant sans perturber celui-ci. Enfin, il est également possible d'écrire dans les latches une nouvelle valeur qui conduit donc à une modification des signaux générés à n'importe quel instant puisqu'une écriture dans ceux-ci déclenche une initialisation du compteur dans deux modes sur quatre.

Le mode monostable

Ce mode est, à très peu de choses près, analogue au mode précédent, ce que confirme le tableau de la figure 7 résumant les diverses possibilités. Les mêmes symboles y sont employés au niveau de la colonne initialisation et nous voyons que les impulsions générées peuvent avoir diverses durées selon que l'on est en mode 16 bits ou deux fois 8 bits. Les indications de

CRX3	CRX4	CRX5	Modes de fonctionnement
0	0	0	Génération de signal continu n° 1
0	0	1	Comparaison de fréquence n° 1
0	1	0	Génération de signal continu n° 2
0	1	1	Comparaison de largeur d'impulsion n° 1
1	0	0	Mode monostable n° 1
1	0	1	Comparaison de fréquence n° 2
1	1	0	Mode monostable n° 2
1	1	1	Comparaison de largeur d'impulsion n° 2

Fig. 4. — Sélection des divers modes de fonctionnement du PTM.

CRX3	CRX4	CRX5	Mode de fonctionnement	
0	X	0	Continu	Synthèse
0	X	1	Monostable	
1	0	X	Comparaison de fréquence	Mesure
1	1	X	Comparaison d'impulsions	

Fig. 5. — Résumé des modes de fonctionnement.

la figure 7 sont analogues à celles de la figure 6 pour ce qui est des lettres N, L et M.

Ici aussi, le drapeau d'interruption du compteur concerné est mis à 1 lorsque la fin de l'impulsion générée est atteinte. De même, les impulsions représentées sur cette figure ne sont disponibles en sortie que si l'on a pris soin de valider la sortie O correspondante par le bit 7 du registre de contrôle du compteur concerné.

Le mode mesure de période

Ce mode, appelé aussi mode comparaison de fréquence selon les fiches techni-

ques auxquelles on se réfère, est sélectionné comme indiqué figure 4. La différence entre les deux modes comparaison de fréquence se fait au moyen du bit 5 du registre de contrôle concerné. Si ce bit est à 1, le fonctionnement est le suivant : si le contenu du compteur arrive à 0 avant la première transition descendante sur l'entrée G, le drapeau d'interruption est positionné, le compteur est arrêté et un nouveau cycle d'initialisation de celui-ci ne peut avoir lieu tant que le drapeau d'interruption n'est pas remis à 0 et qu'une transition descendante sur G n'est pas détectée.

Si le bit 5 du registre de contrôle est à 0, une interruption est générée si l'entrée G descend à 0 avant que le

compteur n'ait fini de décompter.

Ce mode est particulièrement intéressant pour faire de la mesure de période ; en effet, supposons que le compteur soit initialisé à FFFF, lors de la première descente de G, il commence à décompter puisque c'est une des conditions d'initialisation du compteur comme nous l'avons vu pour les modes précédents. Lors de la descente suivante de G, en supposant que le compteur ne soit pas encore arrivé à 0, une interruption est générée, il suffit qu'à ce moment-là le microprocesseur vienne lire le contenu du compteur pour, par simple soustraction à FFFF, savoir le temps qui s'est écoulé entre deux descentes de G et, donc, pour savoir la période du signal appliqué sur G.

Le mode mesure de durée d'impulsion

Ce mode, appelé aussi mode de comparaison de largeur d'impulsion selon les fiches techniques, est sélectionné comme indiqué figure 4. Il est en tous points analogue au précédent à la seule différence que la mesure ne s'effectue plus de front descendant de G à front descendant de G. En effet, dans ce mode de fonctionnement, le compteur est initialisé sur un front descendant sur l'entrée G et une interruption est générée sur un front montant de l'entrée G. Nous voyons donc qu'au lieu de permettre la mesure de la période d'un signal selon le principe exposé ci-avant, il permet la mesure de la durée de l'état bas d'un signal, c'est-à-dire la mesure de la durée d'une impulsion (négative dans ce cas mais rien n'empêche de faire passer l'impulsion à mesurer par un inverseur).

Synthèse

Cette présentation, peut-être un peu rapide du 6840, doit au moins vous laisser entrevoir une partie de ses immenses possibilités. Celles-ci sont encore accrues par le fait que les trois compteurs contenus dans le circuit sont réellement indépendants d'une part

et qu'il est possible à tout instant de modifier le mode d'utilisation du circuit en changeant le contenu des registres de contrôle. Ainsi, à titre d'exemple, le 6840 utilisé dans notre ordinateur individuel décrit par ailleurs dans ces pages fonctionne en générateur de signaux continus à fréquence programmable pour fournir une horloge à un ACIA, en mode mesure de durée d'impulsion pour faire du pas à pas et en mode génération de signaux continus en comptage sur deux fois 8 bits pour constituer une horloge temps réel générant des interruptions pour l'imprimante sous contrôle du DOS. Cela avec même pas 10 lignes de logiciel d'initialisation dont le rôle se borne à écrire les bonnes valeurs dans les registres de contrôle et dans les latches.

En conclusion

La figure 8 vous présente le schéma de mise en œuvre de ce circuit qui, vous devez le reconnaître, ne peut difficilement être plus simple puisque, hormis le décodage d'adresse qui agit sur les lignes CS0 barre et CS1, aucun circuit externe n'est nécessaire. Tel qu'il est présenté sur cette figure, le 6840 peut fonctionner ; libre à vous d'ajouter sur les pattes OX, CX et GX d'éventuels circuits d'interface pour transformer le circuit en fréquencemètre, en générateur de signaux carrés, en générateur d'impulsions ou en toute autre chose liée à la fertilité de votre imagination.

Nous allons, quant à nous, en rester là pour cette présentation du timer qui était surtout destinée à vous montrer ce que l'on sait faire au niveau circuit d'interface pour microprocesseur chargé des mesures du temps. Nous souhaitons aussi vous avoir convaincus qu'il ne faut pas s'arrêter à la lecture du synoptique d'un circuit pour avoir une idée de ses possibilités car si le 6840 fait bien « pauvre » avec seulement trois compteurs 16 bits internes, vous avez vu que ceux-ci permettaient de faire de très nombreuses choses.

(A suivre)
C. TAVERNIER

CRX2	CRX4	INITIALISATION	SORTIE OX (si CRX7 = 1)
0	0	G ↓ ou EL ou R	
0	1	G ↓ ou R	
1	0	G ↓ ou EL ou R	
1	1	G ↓ ou R	

Fig. 7. - Les quatre modes de fonctionnement en monostable.

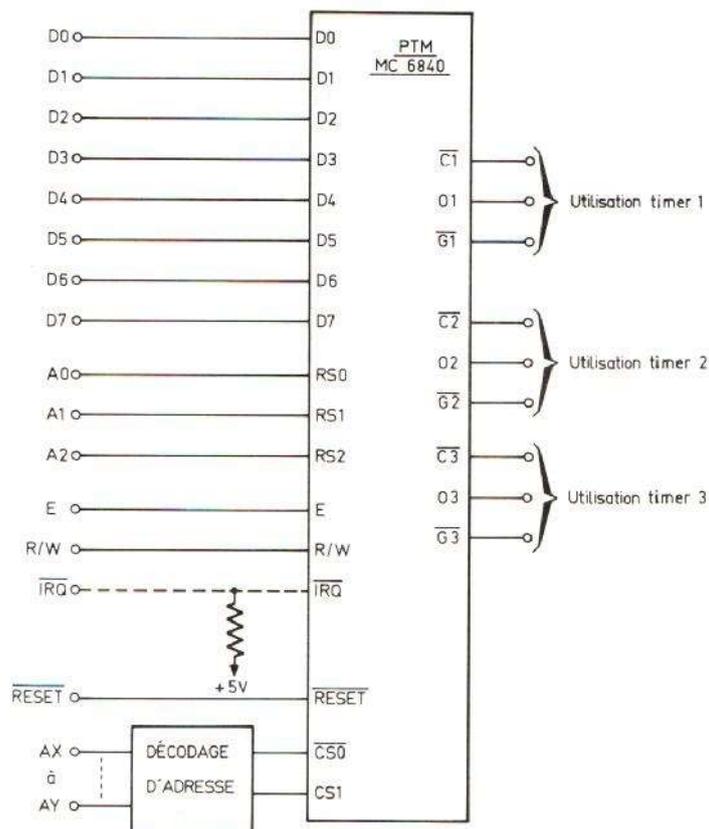
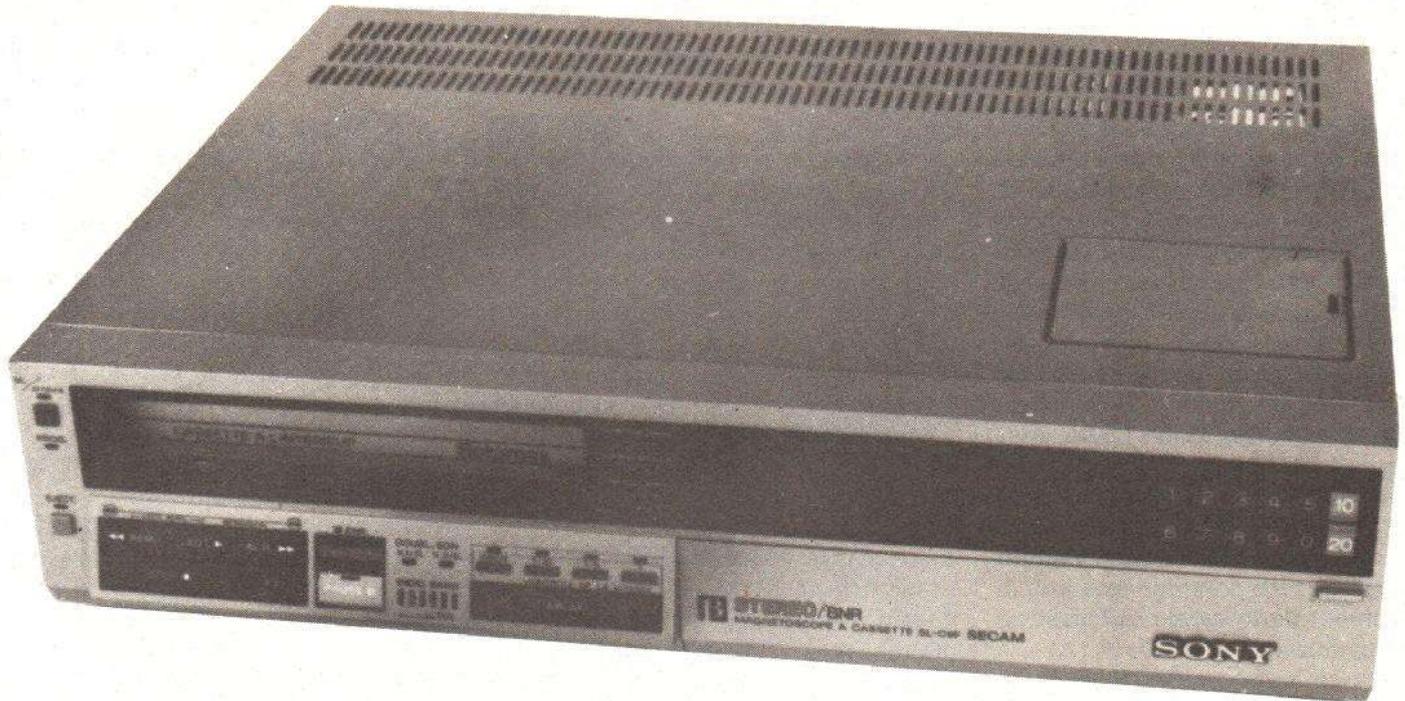


Fig. 8. - La connexion d'un PTM à bus 6800-6809 est des plus simples.



LE MAGNETOSCOPE

SONY

SL C9

PETIT par sa taille, grand par ses possibilités, tel est le dernier-né de la firme Sony. Le SL C9 est un magnétoscope de salon au format Bêta et à chargement frontal. C'est un appareil de haut de gamme, il vous propose tout un panorama de fonctions, ce qui ne l'empêche pas d'être manipulable par n'importe qui. Petit détail qui ne déplaira certainement pas à ceux qui aiment scruter leurs cassettes, sportives ou cinématographiques : il a été équipé d'un clavier « boîte de vitesse » avec, s'il vous plaît, la marche arrière.

Présentation

La taille de ce magnétoscope surprendra certainement ceux qui connaissent le modèle C6 du même constructeur. Sony a conservé pour ce magnétoscope une introduction frontale de la cassette qui facilite l'intégration du magnétoscope dans un ensemble, à condition, toutefois, de respecter les consignes de ventilation.

Cette ventilation est assistée ici par la présence d'un radiateur situé à l'arrière du magnétoscope et qui dissipera les calories directement sur l'extérieur. Cette solution est tout de même préférable à une dissipation à l'intérieur qui fait profiter tous les composants d'une douce chaleur qu'ils n'apprécient pas toujours.

En l'absence de cassette, la fente d'introduction est fermée par un volet noir, une fois la cassette en place, un volet clair sur lequel est inscrit « cassette à l'intérieur » le remplace. C'est beau le « conversationnel » !

Le clavier de défilement se présente sur un plan incliné ; cette disposition facilite la lecture lorsque le magnétoscope est placé assez bas. Les touches sont colorées et réparties en plusieurs zones de façon fonctionnelle.

Un afficheur fluorescent annonce l'heure, chronomètre le défilement de la bande, indique en rouge le numéro de la chaîne en cours de réception, la date par un chiffre blanc, et facilite la

recherche d'un enregistrement perdu au milieu d'une bande.

Un clavier alphanumérique accompagne cet afficheur et une porte cache les touches.

Fonctions

Le SL C9F a reçu un système de mémorisation automatique des stations. L'exploration se fait sur les trois bandes de fréquences et, à chaque station, un canal est mémorisé. Ce mode de programmation rapide ne respecte évidemment pas le numéro des chaînes, l'ordre n'étant pas respecté sur l'échelle des fréquences. Donc, pour ceux qui veulent un classement plus logique, Sony offre une mise en mémoire semi-automatique.

La réception des stations proches qui risquent de saturer le tuner est améliorée par un atténuateur.

Sony a adapté sur cet appareil le montage électronique que l'on avait déjà rencontré sur le SL F1. Ce système utilise un retour en arrière de la

bande puis une lecture avant déclenchement de l'enregistrement. Cette technique est désormais classique et son efficacité est certaine.

Moins courant, est le compteur qui indique un temps réel et non calculé à partir de tours de bande. Ce compteur est aussi précis à grande vitesse qu'en lecture normale ou qu'au ralenti, il utilise les signaux de synchronisation enregistrés sur la bande magnétique. Il ne fonctionnera donc pas pour une bande vierge ou pour une partie de bande vierge située entre deux zones enregistrées. Un bouton de retour au zéro commande à la fois le défilement de la bande et l'arrêt au voisinage du zéro.

La lecture à vitesse différente de la normale permet un examen approfondi des images inscrites sur la cassette. Chacun trouvera un emploi pour cette fonction, recherche de séquence particulière, décomposition de la séquence, ralenti pour une étude de mouvement, etc., les applications sportives ou scientifiques ne manquent pas.

Le ralenti est à deux vitesses : dixième et cinquième de la vitesse nominale, l'avance image par image a lieu sans barre parasite et, ce qui est encore mieux, le mode de défilement a lieu dans les deux sens, en avant et en arrière. De quoi bien s'amuser...

Sony a aussi installé un dispositif de recherche automatique de morceau. Au début de chaque enregistrement, le magnéscope enregistre un signal spécial qui sera détecté à la lecture ou lors d'un défilement à grande vitesse. On composera le numéro d'un morceau en appuyant plusieurs fois sur un bouton, l'électronique décomptera.

Sony est allé encore plus loin, il a permis d'enregistrer isolément ce signal de repérage, même sur une bande déjà enregistrée. Amateurs de films et de dessins animés, vous pourrez repérer vos séquences et les retrouver rapidement automatiquement. Inversement, ce signal de repérage peut être effacé.

Le son du SL C9F ne ressemble pas à celui des autres magnétoscopes. Ici, Sony a installé la stéréo mais les vidéophiles français n'en profiteront pas tout de suite. Comme le magnéscope doit être compatible pour une exploitation de toutes les cassettes au standard Beta, les deux canaux audio

sont enregistrés côte à côte. Cela conduit à une réduction de la largeur du canal audio. Pour remédier à ce défaut, les ingénieurs ont mis au point un réducteur de bruit personnalisé appelé, comme on pouvait s'y attendre, Beta Noise Reducer. Ce réducteur de bruit travaille à l'enregistrement et à la lecture en deux opérations complémentaires. Le réducteur de bruit est systématiquement en service en enregistrement pour la lecture, on doit le commuter. Ce réducteur est en fait un compresseur/expandeur, l'écoute d'une cassette enregistrée sans BNR et lue avec BNR rend un son de faible niveau. Par contre, une cassette enregistrée avec BNR peut être lue sans BNR, le niveau est sensiblement le même.

La stéréo peut aussi être exploitée canal par canal ; par exemple, si l'on utilise une caméra, le son pris en direct ira sur un canal et le son différé sur l'autre. A la lecture, le mixage se fera tout seul. Comme le magnéscope dispose d'une prise pour caméra, on pourra faire les prises de vue avec un son stéréophonique. Le magnéscope est aussi prévu pour une utilisation en PCM, un commutateur PCM figure en bonne place à l'arrière du magnéscope.

Un changeur peut être associé au SL C9F de façon à profiter des 9 programmations de la minuterie, une programmation qui s'étale sur deux semaines. Ne partez donc pas trop longtemps en vacances. Ce magnéscope vous permet donc de jouer « à la vidéo » de façon amusante, mais aussi de travailler. Enfin, signalez qu'une télécommande à infrarouge intégrée et livrée avec le produit nous permet de vivre la vidéo dans un fauteuil !

Technologies

Un nouveau magnéscope, petit et complet éveille toujours la curiosité. Comment a-t-on pu réduire les dimensions de l'appareil et de quelle façon le constructeur a-t-il réussi cette prouesse ?

Commençons par l'alimentation : celle du SL C9 est à découpage. Cette technique permet d'alimenter le magnéscope de 110 à 240 V sans commutation de la tension secteur. Aucun risque donc, vous branchez

votre magnéscope n'importe où et le secteur sera découpé en fonction de la tension locale. Cette alimentation est logée dans un coin du magnéscope et placée dans un sérieux blindage. L'opération de découpage est génératrice de parasites qui doivent être contenus dans une cage de Faraday. A l'arrière, un radiateur dissipe les calories excédentaires.

Le magnéscope a été monté dans un châssis de tôle d'acier et non de matière plastique, bien que cette dernière solution soit beaucoup plus fréquente aujourd'hui.

Les circuits imprimés sont empilés les uns au-dessus des autres, notamment sur la droite du magnéscope où l'on compte 4 circuits superposés et montés sur charnières, un véritable feuilleté avec d'un côté les deux du haut, et de l'autre ceux du bas. Bref, tout cela permet un examen complet de l'appareil sans qu'il soit besoin de déconnecter le moindre cordon.

Les liaisons sont confiées à des câbles de toutes les couleurs, bien rangés.

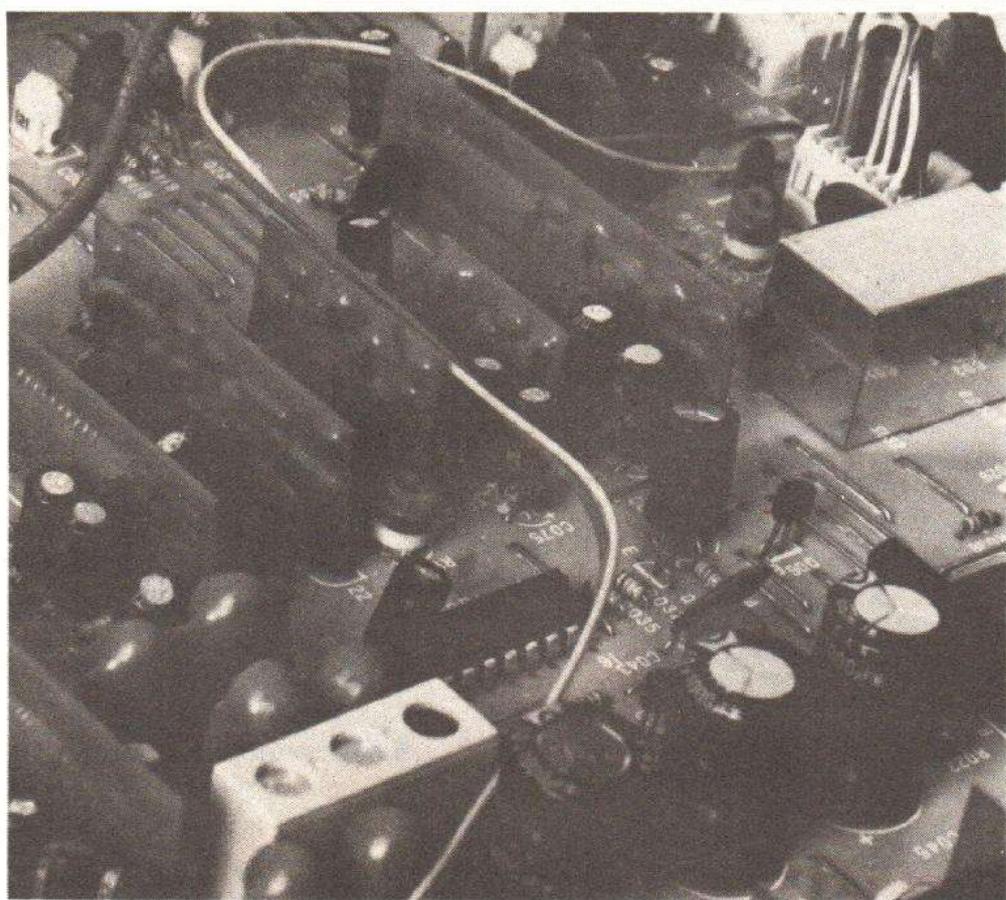
Les circuits sensibles ou rayonnements parasites sont blindés, le blindage est en tôle d'acier et s'enlève sans trop de difficulté.

Derrière l'un d'entre eux, nous avons eu la surprise de découvrir dans la partie FI deux circuits intégrés fabriqués par la Sté européenne Siemens, un TDA 1048 pour le son (standard français en MA) et un TDA 5820 pour la vidéo. Le 5820 est associé à un filtre à onde de surface provenant du même fabricant allemand. Cette utilisation de composants européens sur des appareils japonais est extrêmement rare et méritait donc d'être signalée. Les circuits intégrés japonais sont nettement plus nombreux à bord. Il y en a aussi un de fabrication américaine Signetics, le NE 571 ; c'est un circuit compresseur/expandeur certainement utilisé dans cet appareil pour le réducteur de bruit...

Nous avons eu beau soulever d'autres blindages, aucun autre circuit de fabrication européenne n'a montré son boîtier...

Beaucoup de circuits sont marqués Sony bien que fabriqués par d'autres firmes. Les boîtiers se reconnaissent, il y a du NEC, du Fujitsu, etc.

Sony utilise beaucoup de circuits hybrides, il est dommage que les



photos ne soient pas en couleur, vous auriez pu remarquer la belle couleur orange de l'enrobâge. Ces circuits sont câblés sur plaquettes de céramique.

La plupart des circuits imprimés sont, malgré la complexité des fonctions, à simple face, seul le circuit situé sous la mécanique est à double face, il faut dire qu'il supporte la majorité des circuits intégrés à grande échelle du magnétoscope.

La mécanique nous fait décerner un coup de chapeau aux mécaniciens qui ici se sont doublés d'électroniciens. En effet, les moteurs sont à entraînement direct et sont tous constitués d'une façon identique : un aimant solidaire de l'axe à entraîner (tambour, cabestan, bobines débitrice et réceptrice) tourne au-dessus de bobines mobiles. Des capteurs à effet Hall signalent à l'électronique la position des pôles de l'aimant et, en fonction de cette position, l'électronique va faire passer un courant plus ou moins important dans les bobines susceptibles d'attirer ou de repousser les pôles.

Le moteur de cabestan a reçu un aimant périphérique multipolaire placé

devant un détecteur à effet Hall dont le rôle consiste à réguler sa vitesse de rotation et, nous le pensons, également à doser l'avance nécessaire à l'obtention du ralenti, l'absence totale de détails techniques sur ce nouveau produit nous empêchant d'en dire plus.

Ce qui nous a étonné ici, c'est la réalisation des moteurs des bobines. En effet, une fois la mécanique mise à nue, on s'aperçoit que les axes de ces bobines sont tous les deux à entraînement direct et que le constructeur a fabriqué un moteur double à un seul circuit imprimé, avec une partie de l'électronique de commande et une seule plaque pour concentrer le champ magnétique au travers des bobines.

Ces moteurs sont très plats et ne prennent que peu de place.

Un autre moteur est utilisé pour la mise en place de la cassette dans son logement ; ce moteur plus classique est à collecteur tournant et aimant fixe.

Le châssis de la section mécanique est constitué d'une plaque de tôle épaisse sur laquelle ont été surmoulées des pièces de matière plastique

permettant diverses fixations. Les pièces nécessaires au bon guidage de la bande sont bien entendu en métal moulé.

L'afficheur est du type fluorescent ce qui permet de disposer de plusieurs couleurs et d'un texte, la mémoire de l'horloge est assurée par une batterie qui alimente un petit convertisseur continu/continu.

La télécommande est alimentée par deux piles de 1,5 V, on notera la basse tension de fonctionnement du circuit intégré et de l'ampli de « puissance ».

Nous terminerons en félicitant le constructeur pour l'excellent accès aux composants offert par ce magnétoscope. Nous avons aussi apprécié le système de fixation par charnières plastiques ou métalliques qui permet d'avoir à disposition les deux faces des circuits imprimés. Quand on connaît la complexité d'un magnétoscope, on ne peut qu'approuver une telle solution.

Conclusions

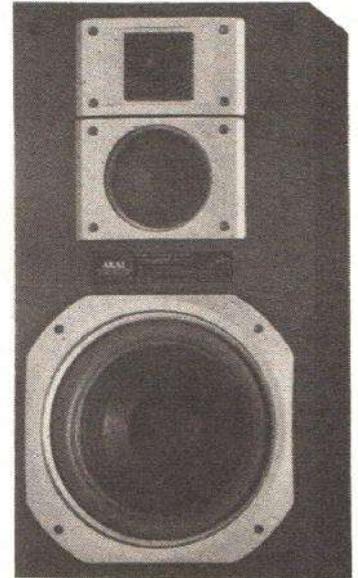
Nous avons, bien entendu, enregistré quelques programmes sur cet appareil pour juger de la qualité de l'image.

Les mires ont également été examinées, le résultat de l'ensemble est très satisfaisant. La stabilité de l'image en arrêt sur image est parfaite à condition que l'on règle le magnétoscope sur le téléviseur. Les barres de transition de trame à trame ont pratiquement disparu, elles ne subsistent qu'à grande vitesse. La lecture en arrière, au ralenti ou à vitesse normale permet un examen attentif des bandes vidéo, ce que l'on ne trouve que trop rarement sur un magnétoscope.

La multiplication des possibilités d'utilisation ne s'est pas traduite par des difficultés nouvelles de manipulation, grâce à une division fonctionnelle du clavier. Pas question de se perdre au milieu des touches... N'oublions pas la présence de la stéréo et souhaitons que cette stéréo nous parvienne un jour par la voie hertzienne...

E. LEMERY

Sélection de chaînes HI-FI



CHAÎNE AKAI MIDI 3

Cette chaîne comprend :

- un tuner amplificateur **AKAI AA-M3L**
- une table de lecture **AKAI AP-M3**
- un magnétocassette **AKAI HX-M5**
- deux enceintes acoustiques **AKAI SRS-M3**.

Le tuner amplificateur AKAI AA-M3L
Puissance : 2 x 31 W.
Distorsion : 0,7 %.
Bande passante : 10 à 40 000 Hz.
Rapport signal/bruit : phono : 73 dB – aux. : 93 dB.
Gamme d'ondes : PO-GO-FM.

La table de lecture AKAI AP-M3
Vitesse : 33 1/3 – 45 tours/mn.
Fluctuations : 0,06 %.
Bruit de fond : 76 dB.

Le magnétocassette AKAI HX-M5
Fluctuations : 0,05 %
Rapport signal/bruit : 56 dB

(sans Dolby), 76 dB (avec Dolby C)
Bande passante : 30 à 17 000 Hz.

L'enceinte acoustique AKAI SRS-M3
Type : enceinte close
Puissance : 40 W
Nombre de voies : 3.

CHAÎNE AKAI MIDI 5

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **AKAI AA-M5**
- un tuner **AKAI AT-M5-L**
- une table de lecture **AKAI HX-M5**
- deux enceintes acoustiques **AKAI SRS-M5**

L'amplificateur AKAI AA-M5
Puissance : 2 x 35 W
Distorsion : 0,7 %
Bande passante : 5 à 40 000 Hz
Rapport signal/bruit : phono : 78 dB – aux. : 98 dB.

Le tuner AKAI AT-M5L
Gammes d'ondes : PO-GO-FM

Sensibilité : 11,2 dBf
Distorsion : mono : 0,08 % – stéréo : 0,3 %

La table de lecture AKAI AP-M5
Vitesses : 33 1/3 – 45 tours/mn.
Fluctuations : 0,03 %
Bruit de fond : 75 dB

Le magnétocassette AKAI HX-M5
(voir chaîne précédente)

L'enceinte acoustique AKAI SRS-M5
Type enceinte close
Nombre de voies : 3
Puissance : 50 W

CHAÎNE AKAI MIDI 7

Cette chaîne comprend :

- un amplificateur **AKAI AM-M7**
- un tuner **AKAI AT-M5L**
- une table de lecture **AKAI AP-M7**
- un magnétocassette **AKAI HX-M7R**

– deux enceintes acoustiques **AKAI SW-T M7**

L'amplificateur AKAI AM-M7
Puissance : 2 x 53 W.
Distorsion : 0,7 %
Bande passante : 5 à 70 000 Hz.
Rapport signal/bruit : phono : 78 dB – aux. : 98 dB.

Le tuner AKAI AT-M5L
(Voir chaîne précédente)

Le magnétocassette AKAI HX-M7R
Fluctuations : 0,05 %
Rapport signal/bruit : 58 dB (sans Dolby) – 78 dB (avec Dolby C)
Bande passante : 30 à 17 000 Hz.

La table de lecture AKAI AP-M7
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Fluctuations : 0,03 %
Bruit de fond : 75 dB.

L'enceinte acoustique AKAI SW-T M7
Nombre de voies : 3 voies
Puissance : 70 W.



LE COMBINÉ AUDIOSOURCE EQ ONE

L'EQ ONE d'Audiosource est un combiné réunissant un analyseur de spectre, un correcteur graphique stéréophonique et un générateur de bruit rose. Ce type d'appareil est désormais accessible à tout possesseur de chaîne haute fidélité qui pourra l'utiliser pour s'assurer une reproduction sonore encore meilleure. Les trois appareils permettent en effet des réglages assez précis compte tenu de la définition par octave assurée par le correcteur.

Le correcteur est présenté dans un rack d'une largeur normalisée à 19 pouces par l'usage. Sur cet appareil, nous allons trouver les deux poignées de chaque côté de la façade et les ouvertures permettant sa fixation sur un rack, ou, pourquoi pas, sur une ébénisterie que vous pourrez vous-mêmes.

L'appareil est assez haut, bien qu'à l'intérieur il reste pas mal de place inoccupée. L'afficheur et les potentiomètres linéaires destinés à former la courbe et à en donner le dessin en sont la cause.

Sur la gauche de l'appareil, nous avons l'afficheur, il se compose de 10 colonnes de 9 diodes LED, une verte et 8 rouges. Les vertes, au centre, marquent une ligne 0 dB.

Deux diodes complémentaires signaleront l'échelle en service.

La façade est en aluminium profilé anodisé en noir, la sérigraphie est gris clair.

Venons en aux fonctions, c'est le plus intéressant de l'appareil. Le correcteur se branche sur les prises magnétophone d'un amplificateur Hi-Fi. Comme les prises sont mobilisées,

nous en trouverons une paire de rechange à l'arrière de l'EQ ONE. Ces prises sont de type RCA.

La correction d'une courbe de réponse consiste à en remonter ou à en abaisser le niveau dans une bande de fréquence plus ou moins large.

Plus il y a de bandes de fréquences et plus la largeur de bande de chacune est réduite.

Ici, nous avons 10 filtres par canal, ce qui nous fait une largeur de bande d'une octave.

Astucieusement et pour faciliter les réglages, le constructeur a utilisé une double graduation. En bas, ce sont les fréquences, hermétiques pour les non techniciens ; en haut, on a utilisé les appellations de grave, de médium et d'aigu, bien que le texte soit en anglais, on s'y retrouvera tout de même.

L'appareil est accompagné d'une notice en français.

Les amateurs de schémas seront comblés, ils trouveront celui de l'appareil à la fin de cette notice mais sans la valeur des composants.

Donc, nous avons, pour chaque canal, 10 filtres qui favoriseront ou atténueront le signal dans une bande de fréquence large d'une octave. Les fréquences des filtres sont réparties régulièrement par la progression d'ordre 2 propre à la répartition par octave. On commence par un filtre à 31,5 Hz, on continue avec un 63, un 125, un 250 et ainsi de suite en passant par un filtre à 1 kHz et pour aboutir à 16 kHz.

Chaque filtre a un curseur qui se déplace le long d'une échelle graduée de -12 à +12 dB.

Voilà pour le correcteur. Pour l'analyseur, nous avons un afficheur, il indi-

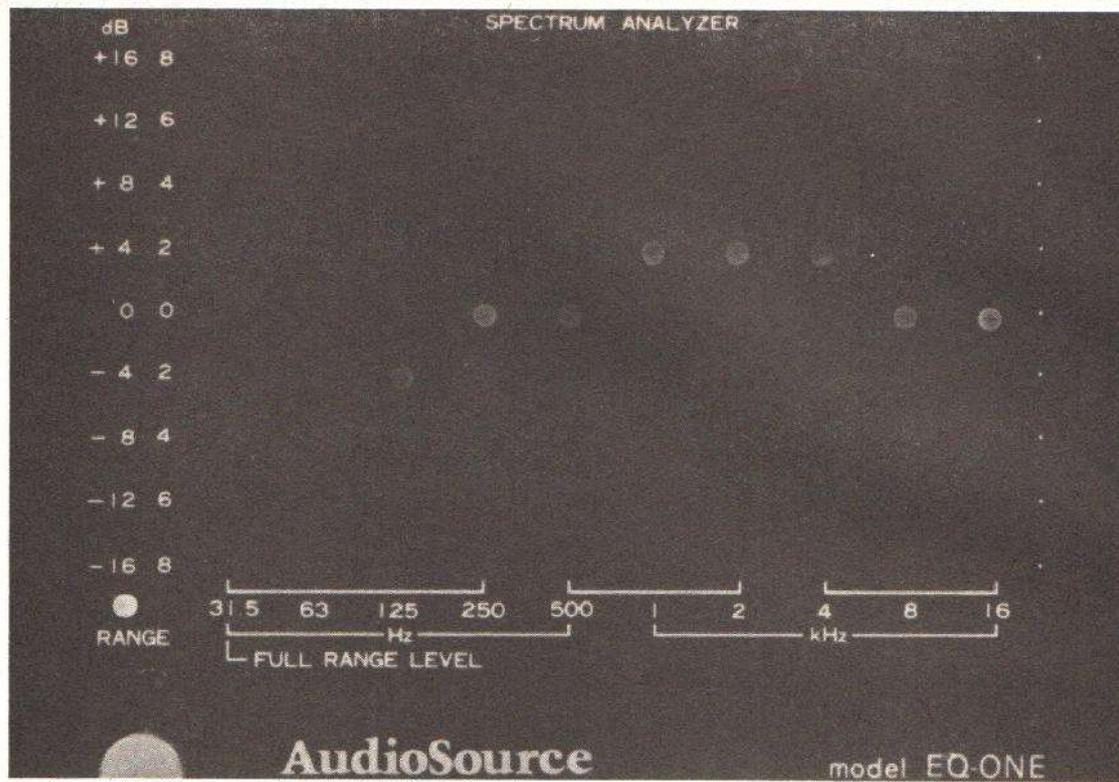


Photo 1. — L'analyseur trace une courbe de réponse sur son écran.

quera soit un spectre complet soit un spectre amputé de l'indication du canal 31,5 Hz, indication remplacée par celle du niveau mesuré dans une large bande de fréquence.

L'analyseur dispose d'une dizaine de filtres, la fréquence de chacun correspondant à celle des filtres du correcteur.

Les échelles de diodes vont donner le niveau dans chaque bande, la progression des échelles est de 2 dB ou 4 dB par diode.

Ces deux échelles donneront une indication plus ou moins fine, on commencera un réglage en utilisant l'échelle ayant le plus de dynamique pour terminer avec la plus dilatée.

L'échelle de 2 en 2 dB assure une dynamique de ± 8 dB soit 16 dB, celle de 4 en 4 dB de 32 dB.

L'analyseur peut être utilisé pour la correction de l'acoustique de la salle d'écoute. Une fois cette correction effectuée, on peut passer à l'analyse en temps réel de la musique, dans ce cas, il sera préférable d'utiliser l'échelle la plus importante pour que chaque bande de fréquence

soit représentée. On se rendra en effet vite compte que le niveau dans l'aigu n'est pas aussi élevé que dans le médium ou dans le grave. Avec une dynamique de 16 dB, on ne verra pratiquement rien dans les dernières colonnes.

L'analyseur en temps réel va travailler sur des signaux variables, si la variation de niveau est trop rapide, on va la ralentir à l'aide d'un commutateur.

On peut également stopper le mouvement des points lumineux par un bouton de pause, comme il s'agit uniquement d'une mémoire analogique, la hauteur des points lumineux descendra lentement...

L'analyseur peut être excité par deux sources. Pour l'égalisation, c'est bien entendu un microphone qui sera utilisé. En égalisation, on envoie sur les haut-parleurs de la chaîne un bruit rose, généré ici par l'EQ ONE. Le micro est placé au milieu de la zone d'écoute et capte le signal. Le bruit rose, injecté directement à l'entrée de l'analyseur doit donner une série de segments de même hauteur

étant donné que l'énergie dans chaque bande de fréquence est la même.

Si la réponse de l'ensemble local/chaîne n'est pas linéaire, nous aurons sur l'écran des longueurs de segment différentes. En intercalant un correcteur graphique dans le circuit, nous pourrions faire remonter le niveau aux fréquences où le segment de l'afficheur est le plus court. Le microphone est fourni dans un boîtier effilé dont la partie arrière est d'un plus gros diamètre, comme si on avait voulu donner l'allure d'un micro de mesure professionnel, à un microphone dont la capsule à électret est d'un modèle courant et bon marché. L'aspect est très beau, dommage que le support soit en plastique léger, nous n'avons même pas réussi à placer le micro sur ce pied, sans doute s'agit-il d'un pied prévu pour un autre micro.

L'essentiel est toutefois qu'il capte correctement les sons.

Son préamplificateur est muni d'un dispositif de correction de sa courbe de réponse, une correction sem-

ble-t-il assez modeste. L'alimentation de ce micro se fait par deux fils qui véhiculent également l'information audio, ainsi, aucune pile n'est nécessaire, c'est un souci de moins pour l'utilisateur. Le correcteur peut être associé à l'amplificateur de puissance pour une correction de local ou de timbre, il peut également être installé avant la sortie d'enregistrement du magnétophone pour traiter son signal et enregistrer ainsi un signal non linéaire, il peut compenser une déficience du matériel d'enregistrement ou assurer une compensation pour une lecture en voiture.

Le correcteur est, en plus, équipé d'un filtre subsonique du troisième ordre. Le correcteur peut également être mis totalement hors circuit.

Technique

Les circuits de correction sont construits autour de circuits intégrés multiples, pas des quadruples mais des doubles, d'approvisionnement plus courants. C'est la technique des filtres actifs que nous trouvons ici. Pour l'analyseur, nous avons la même technique, sur des amplificateurs sélectifs. Chaque sortie d'amplificateur attaque un redresseur, simple diode chargée par un condensateur. Tous ces détecteurs sont reliés à un multiplexeur associé à un circuit de mesure de niveau. Avec ce multiplexeur, on va explorer successivement chaque sortie de filtre et afficher en même temps le niveau. Le changement de constante de temps s'effectue en sortie du multiplexeur, avec une seule commutation, on change la constante de temps de tous les filtres à la fois.

Les diodes électrolumi-

nescentes sont réparties en matrice 10 X 9, chaque colonne correspond à une fréquence et chaque ligne à un niveau. Les lignes sont attaquées par le détecteur de niveau et chaque colonne commandée par le système permet de balayer les sorties des détecteurs. Tous les fabricants de petits analyseurs utilisent cette technique de multiplexage qui économise bon nombre de composants.

Sans le multiplexage, il faudrait un circuit de commande d'afficheur à diode par filtre donc par bande de fréquence.

Le générateur de bruit rose est constitué d'un transistor dont la jonction base-émetteur travaille en inverse et en diode zener, le bruit de cette « diode » est amplifié puis filtré pour obtenir la courbe de spectre caractéristique du bruit rose.

Mesures

Le premier relevé concerne les courbes de réponse en fréquence, elles ont été relevées pour chacun des filtres dans la position maximale.

La seconde série de courbes concerne la variation d'efficacité de la cor-

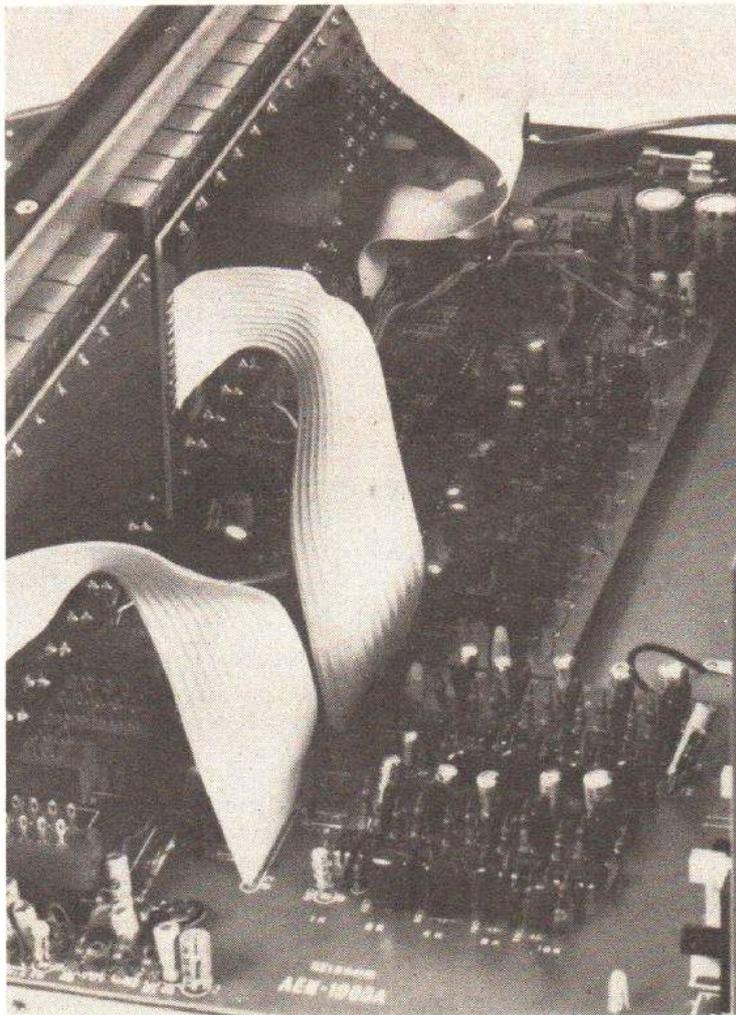


Photo 2. - Le correcteur est câblé sur des circuits relativement encombrés. La liaison avec la façade se fait par câbles plats.

rection en fonction de la position du potentiomètre. On voit ici que la graduation est d'une précision assez fantaisiste. Le constructeur n'a sans doute pas osé graver les vraies graduations, tout aurait été resserré de chaque côté de la course. Avec ces cour-

bes, il est difficile de se faire des gabarits correspondant à des réglages types. Pour que la correction soit efficace, le curseur doit se promener du côté des graduations 8 à 12. Une courbe de potentiomètre plus adaptée serait donc à souhaiter.

La tension de sortie du bruit rose est de -14 dBm, la tension de sortie maximale du correcteur, à la limite de la distorsion par écrêtage est de +19 dBm.

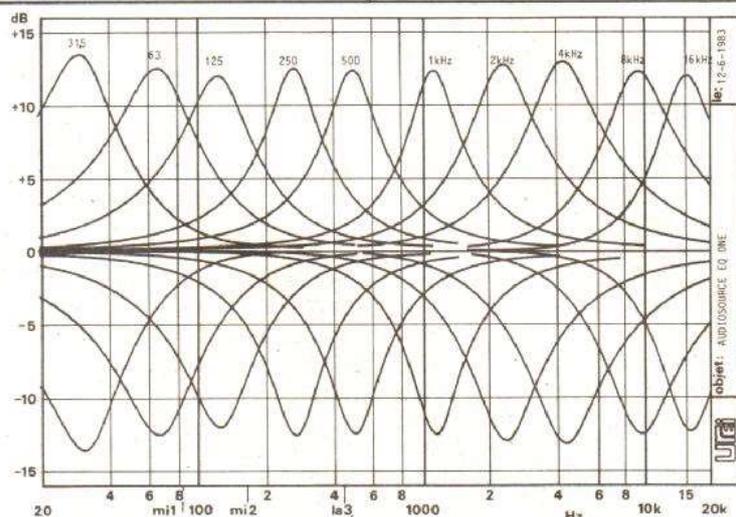
Le taux de distorsion harmonique est de l'ordre de 0,1 % à 1 kHz à la tension de sortie maximale. A 10 kHz, nous avons mesuré 0,025 %, d'excellentes prestations. Le niveau de bruit de fond est de -92 dBm, c'est excellent.

Conclusions

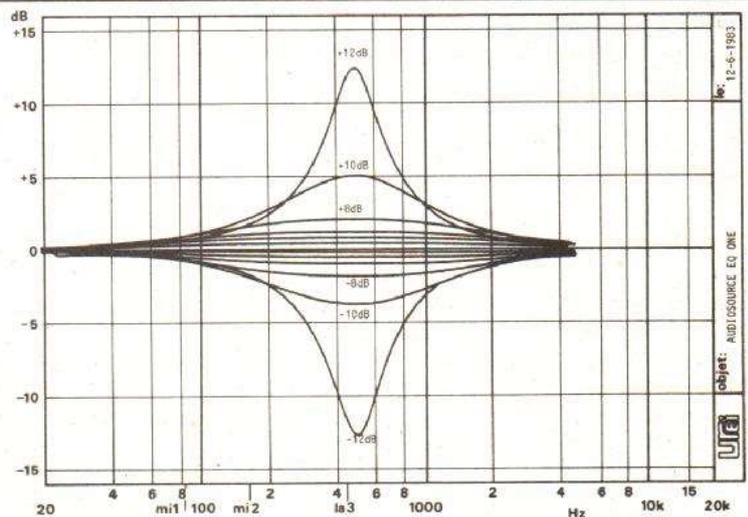
L'audio source EQ ONE est un ensemble dont le rapport qualité/prix est très intéressant. Nous regretterons cependant deux choses : que le pied du micro, sur notre échantillon, n'ait pas été adapté au corps du micro et que les courbes de potentiomètres n'aient pas été adaptées à la graduation. Deux lacunes qui pouvaient être comblées sans grandes difficultés.

L'appareil est simple à utiliser et permet d'améliorer très sensiblement l'écoute, en appartement, d'une chaîne Hi-Fi.

E.L.

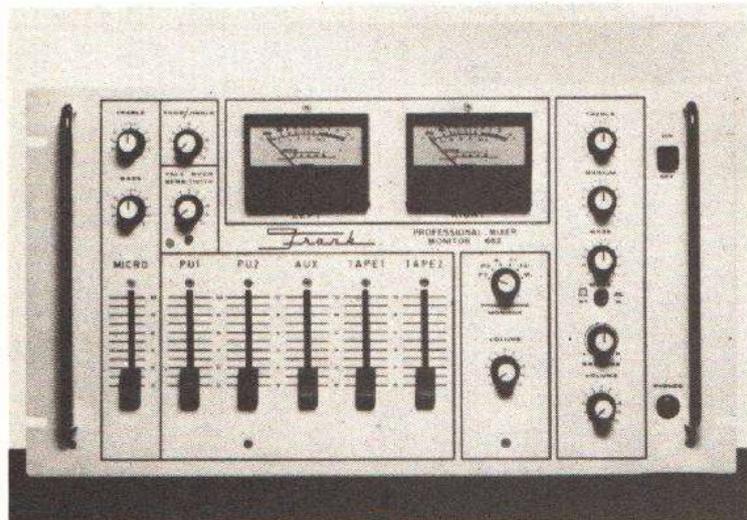


Courbe de réponse de chacun des filtres réglé au maximum de son efficacité. Les fréquences marquées en façade sont d'une bonne précision.



Courbes montrant la progression du réglage d'efficacité de l'un des filtres. Le nombre de dB indiqué est celui gravé en façade ; la précision est toute relative...

LA NOUVELLE TABLE DE MIXAGE FRANK 682



Destinée à l'équipement des disco mobiles, des clubs privés, des discothèques mais aussi aux amateurs de montages sonores, la table de mixage Frank 682 outre une présentation très fonctionnelle se distingue aussi par ses caractéristiques techniques :

- Deux entrées PU. Sensibilité : 1,8 mV/47 k Ω /47 pF
- Une entrée aux. Sensibilité : 200 mV/10 k Ω
- Deux entrées magnéto. Sensibilité : 200 mV/10 k Ω
- Microphone : 0,9 à 4 mV/47 k Ω (en option 200E sym.)
- Echo/DJ. Sensibilité : 200 mV/10 k Ω
- Sorties (sensibilité) :
- Master : 1,25 V/600 Ω
- Magnétophone : 440 mV/10 k Ω
- Echo : 440 mV/10 k Ω
- Lumière : 600 mV/10 k Ω
- Diaphonie : 45 dB

Distorsion : 0,04 % (1 kHz, 1,25 V sortie). 1 % (1 kHz, 6 V sortie)

Bande passante : 25 Hz à 100 kHz \pm 1 dB.

Effet des contrôles de tonalité : Grave : 30 Hz \pm 15 dB. Médium : 1 kHz \pm 15 dB. Aiguë : 10 kHz \pm 15 dB.

Rapport signal/bruit : 64 dB pour les entrées Bas niveau. 73 dB pour les entrées Haut niveau.

Effet « talk-over » : ajustable par trimpot sur le circuit imprimé de -6 dB à -18 dB pour la modulation musicale.

Dimensions : Face avant : 483 x 266 mm (6 unités Rack). Profondeur : 120 mm (avec les pieds : 130). Découpe d'encastrement : 445 x 250 mm.

Poids : 5 kg.

Alimentation réseau : 220 Vac/10 W.

AUXERRE : LE SALON DU RADIOAMATEUR

Organisé par Christiane Michel (F5SM) et Megahertz, le Salon du radioamateur se tiendra les samedi 8 et dimanche 9 octobre 1983 au centre Vaulabelle, boulevard Vaulabelle à Auxerre. Près de vingt firmes ont déjà annoncé leur participation à cette manifestation qui comprendra aussi une division matériel d'occasion pour tout OM désirant vendre ses appareils.

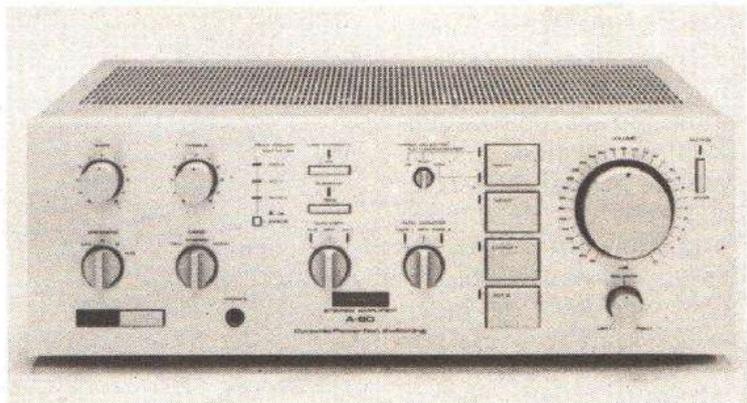
Une station HF et VHF avec

indicatif spécial pour le Salon HW 1/6 SIA sera mise en service à cette occasion, une QSL commémorative confirmera tout QSO.

Heures d'ouverture : samedi 8 octobre, de 10 heures à 19 heures ; dimanche 9 octobre, de 9 heures à 17 heures.

Pour tout renseignement : F5SM, Christiane Michel, S.M. Electronic, 20 bis, avenue des Clairions, 89000 Auxerre. Tél. : (86) 46.96.59.

LA DYNAMIQUE VUE PAR PIONEER



A l'heure du Compact Disc, on s'interroge ici ou là sur la puissance nécessaire et suffisante qu'un amplificateur devra pouvoir développer compte tenu de la dynamique des disques numériques. Dans une nouvelle série de trois appareils, les A-80 (2 x 150 W, 5 900 F), A-70 (2 x 120 W, 4 500 F) et A-60 (2 x 100 W, 3 800 F), Pioneer a optimisé les problèmes alimentaires en concevant des circuits de contrôle de la tension de polarisation qui passe automatiquement d'une valeur faible à une valeur élevée en fonction du niveau du signal d'entrée. La solution n'est pas nouvelle, mais cette prise en compte des réalités musicales — une puissance moyenne faible mais des crêtes rares et importantes — rend possible la réalisation d'amplificateurs à rendement élevé (moins de pertes thermiques), moins en-

combrants et, surtout, moins chers. On pourra connecter à ces amplis les tuners F-90 (huit stations pré-réglables, nouveau décodeur numérique à très faible distorsion, typiquement moins de 0,1 %), ou F-70L à synthétiseur, ou l'un des trois nouveaux magnétocassettes auto-reverse CT-90R, CT-70R et CT-50R à tête pivotante, ou encore l'une ou l'autre des nouvelles platines PL-707 et PL-505. Celles-ci sont équipées d'un bras en polymère graphique doté d'un système amortisseur opérant dans la région 100-900 Hz.

Notons qu'on retrouve le polymère graphite comme élément constitutif des membranes équipant certains haut-parleurs des nouvelles enceintes 3 voies de la marque. Distributeur : M.D.F., 10, rue des Minimes, 92270 Bois-Colombes. Tél. : 784.74.47.

P2M - COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Créée en janvier 1981 par Philippe Resnier, gérant, la Société P2M, 46, avenue de la Paix, 78320 Le Mesnil-Saint-Denis, tél. : (3) 461.11.84, se spécialise dans l'importation de composants électroniques et développe ses activités, en particulier dans les domaines suivants :

- Substrats microondes et microélectroniques : verre téflon tramé, non tramé ; alumine polie nue ou métallisée ; silice fondue nue ou métallisée ; substrats en oxyde de béryllium.
- Distribution de câbles coaxiaux semi-rigides et flexi-

bles en diélectrique téflon plein ou microporeux.

- Distribution de composants actifs, en particulier : amplis opérationnels, convertisseurs AD et DA.

- Matériaux téflonnés, bandes adhésives, tissus de verre imprégnés.

- Composants passifs, relais statiques miniatures et thermistances CTP et CTN.

P2M prévoit en 1983 un chiffre d'affaires de 6 M FF, grâce au développement des marques existantes et à l'obtention de cartes supplémentaires.

Journal des O.M.

LE TRANSCIVEIVER DECAMETRIQUE



FT 77_100 W

LE transceiver FT-77 est un émetteur-récepteur conçu pour toutes les bandes décimétriques « amateurs » comprises entre 3,5 et 30 MHz ; il est entièrement transistorisé et permet le trafic en CW et en SSB (ainsi qu'en FM si l'unité FM prévue en option est installée). Sa puissance nominale de sortie en CW et en SSB est de 100 W (85 W sur 30 MHz ; 50 W en FM) ; il s'agit là des puissances maximales qui, le cas échéant, peuvent être réduites par action sur le bouton DRIVE.

Cet appareil s'alimente sous une tension continue (négatif à la masse) de 12 à 13,5 V (intensité de 1 A en réception et de 20 A en crête en émission) ; l'utilisation en mobile ou en portable est donc aisée. Naturellement, l'installation en poste fixe avec alimentation par le secteur est tout aussi facile, il suffit d'employer le bloc auxiliaire d'alimentation secteur type FP-700 ou 767 qui délivre la tension sous les intensités requises. Notons que ce bloc d'alimentation comprend en outre un haut-parleur auxiliaire séparé de plus grand diamètre offrant ainsi une meilleure qualité d'écoute.

Ajoutons que diverses options facultatives complémentaires sont prévues telles que : filtre CW à bande passante très étroite, marqueur 25 kHz, fonctionnement sur fréquence fixe par quartz, VFO séparé digital (FV-700 DM ou 707 DM) avec scanner et 12 mémoires, transverter FTV 700 ou 767 pour VHF ou UHF, et une boîte d'accord d'antenne type FC-700 ou 767.

Il est intéressant de noter que le FT-77 comporte un TOS-mètre incorporé renseignant immédiatement l'opérateur sur le fonctionnement et l'adaptation de l'antenne utilisée. Notons aussi la présence

d'un circuit automatique de protection de l'étage final (A.F.P.), la protection des transistors de l'étage final HF est assurée par une réduction automatique de puissance lorsque le T.O.S. atteint une valeur importante.

Le FT-77 est conçu avec circuits à large bande et de ce fait, lorsque la fréquence de fonctionnement est affichée, il n'y a pas de réglages d'accord complémentaires à effectuer, pas plus en émission qu'en réception.

Indiquons aussi que le premier étage mélangeur (en réception) est du type « anneau à diodes » (DBM = double modulateur équilibré) ; associé avec les étages amplificateurs HF particulièrement bien conçus qui précèdent, il assure un niveau de transmodulation remarquablement faible.

Le microphone fourni est du type dynamique 600 Ω avec télécommande du

scanner (s'il est installé) ; il comporte également un interrupteur à deux positions pour la correction de la réponse aux fréquences « graves ».

Enfin, un ventilateur s'enclenche automatiquement lorsque la température de l'étage PA/HF atteint une valeur excessive.

Ce transceiver existe sous les marques YAESU et SOMMERKAMP. La publication de cette description nous a été possible grâce au dossier technique s'y rapportant, qui nous a été aimablement communiqué par la S.E.R.C.I. (11, boulevard Saint-Martin, 75003 Paris) et que nous remercions bien amicalement.

Caractéristiques générales

Bandes de fréquences couvertes : 3,5 à 4 MHz, 7 à 7,5 MHz, 10 à 10,5 MHz, 14 à 14,5 MHz,

18 à 18,5 MHz, 21 à 21,5 MHz, 24,5 à 25 MHz, 28 à 28,5 MHz, 28,5 à 29 MHz, 29 à 29,5 MHz et 29,5 à 30 MHz.

Mode de fonctionnement : LSB – USB – CW (large) – CW (étroite) et FM (en option).

Alimentation : 12 à 13,5 V (négatif à la masse) ; 1 A en réception ; 20 A en crête en émission.

Dimensions : 300 x 240 x 95 mm, poids = 6 kg.

Caractéristiques essentielles de la partie « émission »

Puissance d'alimentation : 240 W pour 100 W HF en sortie (85 W sur la bande 10 m).

Rayonnements indésirables : inférieurs à - 40 dB.

Suppression de la porteuse : meilleure que 40 dB.

Suppression de la bande latérale indésirable : meilleure que 50 dB (à 1 kHz de modulation).

Réponse BF : 350 à 2 700 Hz (pour - 6 dB).

Stabilité en fréquence : après 10 mn de pré-chauffage, moins de 300 Hz pendant 30 mn ; moins de 100 Hz ensuite.

Impédance d'entrée pour le microphone : 500 à 600 Ω.

Caractéristiques essentielles de la partie « réception »

Superhétérodyne simple conversion (double conversion pour la FM si l'option est installée) ; fréquence intermédiaire 8987,5 kHz (et 455 kHz pour la FM).

Sensibilité : 0,3 μV pour 10 dB (S + B)/B (SSB et CW-W) ; 0,15 μV pour 10 dB (S + B)/B (CW-N) ; 0,7 μV pour 12 dB SINAD (FM).

Réjection de la fréquence-image : meilleure que 70 dB.

Réjection FI : meilleure que 50 dB.

Sélectivités : SSB, CW-W = 2,4 kHz à - 6 dB ; 5 kHz à - 60 dB.

CW-N = 0,6 kHz à - 6 dB ; 1,3 kHz à - 60 dB.

FM = 12 kHz à - 6 dB ; 24 kHz à - 60 dB.

Puissance de sortie BF : 3 W sur haut-parleur incorporé de 4 Ω ; 10 % de distorsions totales.

Impédance du haut-parleur extérieur : 4 à 16 Ω.

Description des commandes face avant

Se reporter à la figure 1.

(1) – **POWER**. Bouton

poussoir interrupteur d'alimentation.

(2) – **MIC**. Socle à huit broches pour le microphone. Cette prise comporte aussi les circuits de la pédale PTT ainsi que ceux de la commande du scanner (si l'option VFO séparé a été installée).

(3) – **PHONES**. Jack standard pour l'insertion de la fiche d'un casque d'écoute ; lorsque le casque est branché, le haut-parleur intérieur est automatiquement déconnecté.

(4) – **REC**. Prise miniature pour la connexion d'un magnétophone enregistreur ; niveau BF approximatif = 70 mV eff. ; impédance = 50 kΩ.

(5) – **MODE**. Sélecteur du mode de fonctionnement : LSB (bande latérale inférieure), USB (bande latérale supérieure), CW-W (télégraphie bande large), CW-N (télégraphie bande étroite), FM (modulation de fréquence).

(6) – **SQL**. Réglage du squelch fixant le seuil du silencieux en FM (bouton extérieur).

(7) – **AF**. Commande du volume BF (bouton intérieur).

(8) – Rangée de boutons-poussoirs ; nous avons :

RF ATT. Lorsque ce bouton est enclenché, l'en-

trée du récepteur est approximativement atténuée de 20 dB. Le témoin ATT à gauche du bouton d'accord (9) s'allume tant que cet atténuateur est en service.

NB. Antiparasite agissant contre des perturbations du type allumage automobile, impulsions parasites, électricité statique (orages). Choisir le déparasitage le plus efficace par l'inverseur NB W-N se trouvant dans la trappe située sur le dessus du coffret.

AGC-F. Commande automatique de gain ; enclencher pour AGC rapide ; déclencher pour AGC lente.

FIX. Poussoir à enclencher lorsqu'un fonctionnement sur fréquence fixe à partir d'un quartz est désiré. Lorsqu'il est enclenché, le VFO de l'appareil est déconnecté et la lettre F (fréquence fixe) apparaît à gauche de l'afficheur. Le quartz se place sur le support prévu à cet effet dans la trappe située sur le dessus du coffret, si aucun quartz n'est installé, l'afficheur n'indique rien.

MARK. Mise en service du marqueur générant un « pip » tous les 25 kHz sur toutes les gammes de réception.

CLAR. Ce poussoir met en service le « clarifier » qui permet de retoucher la fré-

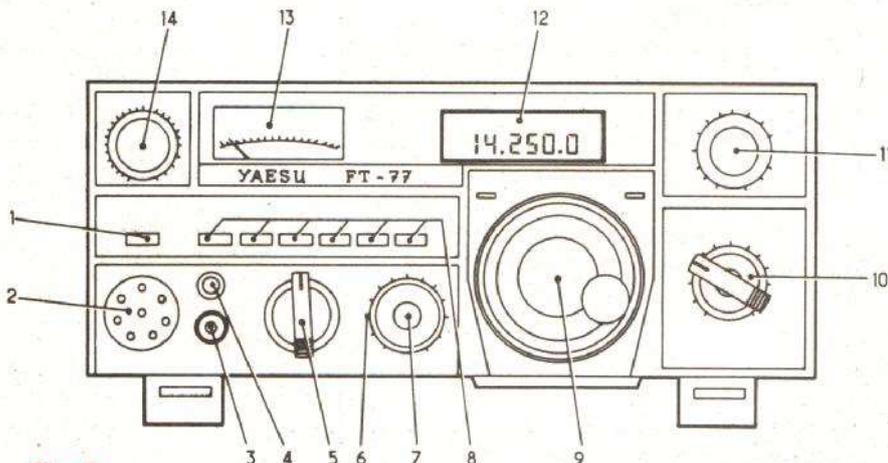


Fig. 1

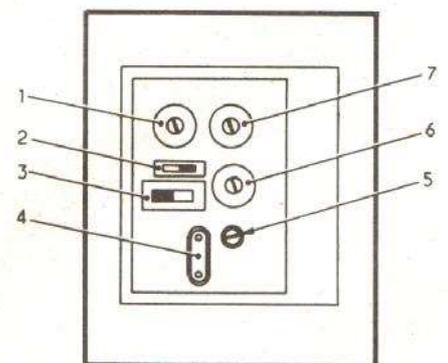
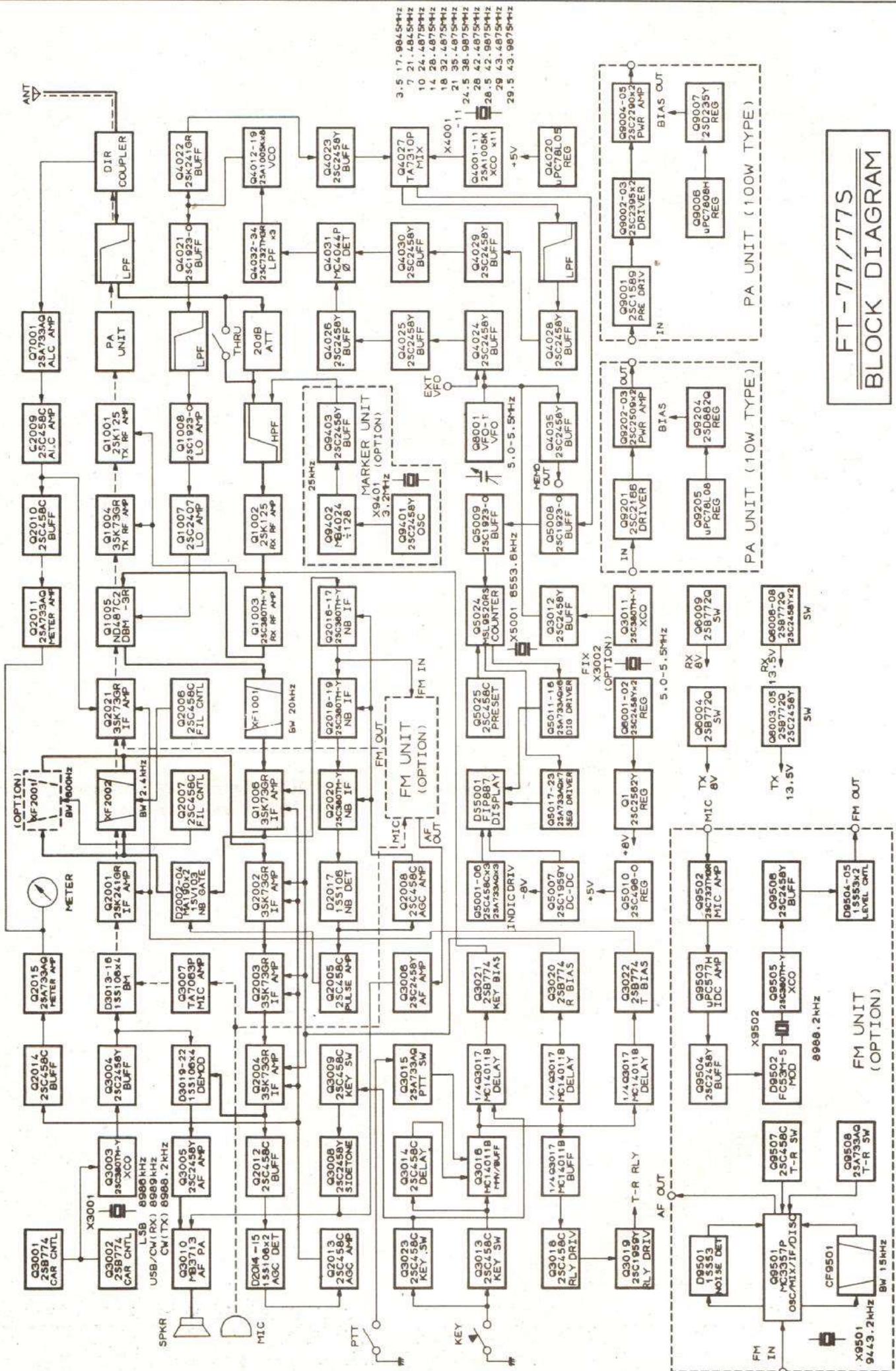


Fig. 2



FT-77/77S
BLOCK DIAGRAM

que. Courant de manipulation = 0,4 mA ; tension (manipulateur ouvert) = 1,5 V.

La figure 4 représente sous forme de blocs fonc-

tionnels la conception de cet excellent transceiver. Ajoutons qu'il est livré avec une importante notice technique de 64 pages comportant tous les schémas souhaités, section par section, avec valeurs des composants, avec photographies

indiquant l'emplacement des organes essentiels, etc... Cette notice fournit aussi toutes les indications pour l'installation, le montage et les connexions de toutes les options auxiliaires prévues indiquées au début de cet article. Elle

comporte enfin tous renseignements utiles, mais indispensables, pour l'amateur désireux assurer lui-même la maintenance de son appareil, réglages des différents circuits, etc...

Roger A. RAFFIN
F3 AV

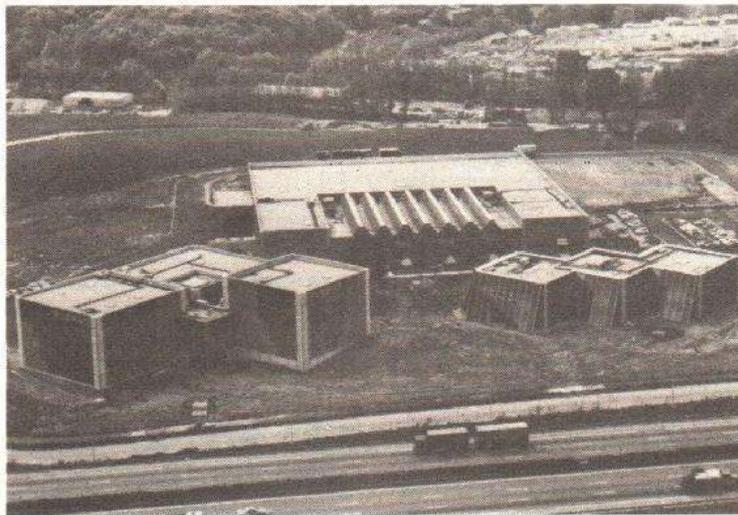
Bloc-notes

PERNOD : SOLAIRE ET INFORMATIQUE

Le 21 juin dernier était inaugurée l'usine Pernod Solaire à Lyon-Dardilly, intéressante à plusieurs titres : l'utilisation de l'énergie solaire d'une part, l'informatisation et l'automatisation des échanges d'énergie et des processus industriels d'autre part.

L'originalité du projet tient en partie à la combinaison de sources d'énergie différentes, mises à contribution automatiquement par l'ordinateur, en fonction de paramètres économiques et climatiques. L'appoint énergétique est, par exemple, obtenu par des pompes à chaleur, des accumulateurs, des batteries, alimentés électriquement. L'ordinateur tient compte des besoins de chauffage à l'instant considéré, de la disponibilité des sources et aussi de leur coût d'exploitation propre, en hiérarchisant les facteurs suivants : récupération des pertes de chaleur, apport solaire, calories « solaires » stockées, calories électriques stockées, calories récupérées par les pompes à chaleur (le cas échéant), énergie électrique directe (en tout dernier ressort).

Parmi les choix technologiques nouveaux, citons l'utilisation de l'air comme fluide caloporteur, plutôt que l'eau. L'air permet un transfert direct des calories dans les locaux à chauffer, n'a pas d'action corrosive, n'est pas influencé par le gel ou les hautes températures. La chaufferie de chaque bâtiment (administration, fabrication, production et stockage) possède son propre automate,



programmable et peut fonctionner, si besoin est, de façon autonome. Cependant, les trois automates sont contrôlés par deux micro-ordinateurs centraux qui en surveillent le fonctionnement et peuvent modifier les critères de décision en fonction d'une optimi-

sation décidée à son niveau. Les automates envoient à l'ordinateur central l'ensemble des données, c'est-à-dire plusieurs centaines d'informations par minute portant sur les températures extérieures et intérieures, l'ensoleillement, les débits d'air, l'humidité, l'état de fonc-

tionnement des appareillages, etc.

Quant à la fabrication, les problèmes à résoudre étaient multiples : fabriquer automatiquement et simultanément trois apéritifs différents (exemple : Pastis 51, Pernod, Suze) à partir de nombreux équipements et matières premières communs (production : 150 000 litres par jour), centraliser les commandes et les informations à un seul poste, gérer les stocks, automatiser la réception des produits de base et l'envoi en salle d'embouteillage, modifier une recette en fonction de contraintes diverses, etc. La gestion d'une telle unité a été confiée à un micro-ordinateur Siemens S5-150S de 48 K-mots de capacité mémoire, à 600 entrées/sorties : les informations reçues proviennent d'une centaine de détecteurs de liquide, de pesons électroniques, etc., tandis que les informations de commande agissent sur, environ, 300 vannes, une trentaine de pompes, etc. Imprimante 80 C, clavier et moniteur couleur (servant, en particulier, à visualiser de superbes synoptiques) complètent l'installation.

Une belle réussite donc, qui devrait fournir, au fil des ans, d'énormes quantités d'informations et de mesures qu'utiliseront techniciens et scientifiques (des thèses de doctorat sont en cours sur le sujet) dans des domaines très divers : architecture, thermodynamique, robotique, productive, ergonomie, industrie des matériaux, etc.

