

SOMMAIRE

LE DOSSIER DU MOIS : LES BALADEURS

19 10 BALADEURS AU BANC-D'ESSAIS

25 FICHES TESTS

AIWA HS-T50 • FAIRMATE PR 1394 • JVC CX-F40 • KENWOOD CP-D7
• PANASONIC RQ-S44 • PHILIPS AQ 6599 • SHARP JC-K99 • SONY WMF 2085
• THOMSON TK 90 • TOSHIBA KT 4551

35 COMMENT CHOISIR SON BALADEUR ?

AU BANC D'ESSAIS

15 FACE A FACE : LES LECTEURS DE DISQUES COMPACTS DE SALON

ONKYO DX-7500 ET TEAC CD-Z500

72 LE MELANGEUR VIDEO PANASONIC WJ-MX 10/G

INITIATION

50 PRATIQUE A L'ELECTRONIQUE : LA DEMODULATION COHERENTE (3^e partie)

58 PRINCIPES DES SYSTEMES DE TELEVISION EN COULEUR : DU NTSC AU D2 MAC PAQUET

REALISATIONS

64 RETOUR SUR L'AMPLIFICATEUR MOSFET 5050

102 FAITES PARLER VOS MONTAGES

110 LE REF 10, RECEPTEUR A EVASION DE FREQUENCE

116 UNE ENCEINTE ACOUSTIQUE EN KIT : DAVIS-MV 9

REALISATIONS « FLASH »

87 AVERTISSEUR SONORE DE RECUL

89 UNE SONNETTE A MICROPROCESSEUR

91 BOOSTER STEREO

93 VU-METRE, CRETEMETRE AUDIO

95 MODULE VOLTMETRE A CRISTAUX LIQUIDES

97 UN BRUIEUR POUR JOUETS GUERRIERS

DOCUMENTATION - DIVERS

6 LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

8 QUOI DE NEUF ?

57 BLOC-NOTES

66 BIBLIOGRAPHIE

79 PRESENTATION DES SERIES L KENWOOD

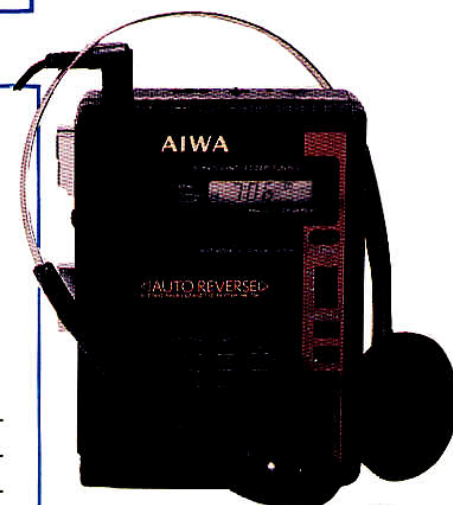
85 COMMANDEZ VOS CIRCUITS IMPRIMES

119 NOTRE COURRIER TECHNIQUE

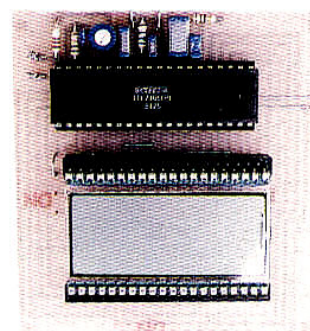
122 LIBRES PROPOS D'UN ELECTRONICIEN : SACHEZ PRENDRE LE CONTRAIRE

126 PETITES ANNONCES

140 LA BOURSE AUX OCCASIONS



(voir page 19)



Flash, page 95



(voir page 116)

LE PETIT JOURNAL

DU HAUT-PARLEUR

EUREKA 95, DEUXIEME PHASE

Le conseil des ministres de la Recherche des pays de la Communauté européenne a annoncé officiellement le 1^{er} juin à Rome le lancement, le 1^{er} juillet 1990, de la deuxième phase du programme de TVHD européenne, Eureka EU95. Cette deuxième phase durera jusqu'à la fin 1992.

La deuxième phase du programme Eureka EU95 se concentrera sur la réalisation et l'évaluation du standard européen de télévision à haute définition, et produira des équipements destinés à des applications pilotes. De tels équipements seront notamment utilisés pour la couverture d'événements majeurs, tels que la Coupe du monde de football (Italie, juin 1990), les jeux Olympiques d'hiver (France, 1992), les jeux Olympiques d'été (Espagne, 1992), et l'Exposition internationale de Séville (Espagne, 1992). Un millier de téléviseurs HD-MAC font notamment partie de ces développements. Une part importante des travaux préparera l'introduction sur le marché, à partir de 1995 (?), des équipements grand public de TVHD, tels que téléviseurs, lecteurs de vidéodisques, magnétoscopes. Ils porteront aussi sur les éléments et composants nécessaires à l'évaluation complète du système de TVHD européenne. Dans le cadre des instances internationales du CCIR (Comité consultatif international de radiodiffusions), ces travaux soutiendront la proposition des organisations et industries européennes pour une norme mondiale de production de TVHD (1250/50).

La seconde phase d'Eureka

ARIANE SE REDRESSE

Depuis le 1^{er} janvier 1990, Arianespace a signé dix contrats, dont six depuis l'accident du Vol 36, renforçant sa position prépondérante (plus de 50 %) sur le marché des lancements de satellites commerciaux. Il s'agit des satellites suivants :

- Satcom C3 de GE American Communications (USA).
- Hispasat 1A et 1B de la société Hispasat (Espagne).
- Galaxy IV et Galaxy VII de Hughes Communications, Inc. (USA).
- Telecom 2B de France Telecom (France).
- ISO (Infrared Space Observatory) de l'Agence Spatiale Européenne (ESA).
- Locstar F1 et F2 de la société Locstar.
- Helios de Matra Espace et le CNES.

EU95 portera une attention particulière à la production de programmes dans la norme de TVHD européenne, dans le cadre du groupement européen d'intérêt économique « Vision 1250 », composé de télédiffuseurs, de producteurs, d'industriels et de représentants des autorités nationales de transmission.

Actuellement, le directoire du programme EU95 est composé de représentants de Philips (Hollande), Thomson (France), Bosch (Allemagne), Nokia (Finlande) et CISAE (Consorzio Italiano per lo Sviluppo della televisione ad Alta definizione Europea), consortium composé de sept entreprises italiennes. Le nouveau programme sera découpé en onze groupes de travail, au lieu de dix dans la première phase. Deux nouveaux groupes, « son » et « applications en différé » (non-broadcasting applications), sont en effet créés. Le budget total du programme Eureka EU95 sera de plus de 600 millions d'ECU.

Le programme Eureka EU95 a débuté en octobre 1986. En quatre ans, il a défini les principaux paramètres d'un système évolutif et compatible de télévision haute définition, et en a fait la démonstration par

en 50 Hz le système de transmission HD-MAC. La Communauté européenne étudie une directive complémentaire à la directive actuelle sur l'utilisation des standards de la famille MAC. Elle définirait l'utilisation de HD-MAC comme standard de transmission de TVHD en Europe.

De plus, les participants du programme EU95 ont désormais à leur disposition des équipements de studio et une chaîne de transmission HD-MAC, audio et vidéo. Cet ensemble a déjà été utilisé pour la promotion dans le monde entier de la TVHD 1250/50. Des cars-régie utilisant des équipements (caméras, magnétoscopes, mélangeurs, etc.) sont déjà en service dans quatre pays, et ont été utilisés pour la réalisation de plus de 60 programmes, dont la retransmission de six matchs du dernier Mondiale, à partir de Rome.

le développement de prototypes de laboratoire. Le système de production 1250/50 développé par EU95 a été officiellement reconnu, lors de la dernière réunion plénière du CCIR (Düsseldorf, 23 mai 1990), comme une proposition de norme mondiale de production de TVHD. EU95 a aussi développé pour les pays

LE HAUT-PARLEUR FAIT DES HEUREUX



C'est Jean-marc Guyot, résidant à Paris, qui, ayant participé à notre concours du numéro d'avril, a gagné le caméscope JVC GR-66S. Jean-marc Guyot est un passionné d'image, et il mettra à profit cette acquisition pour passer de la photo, dont il est fervent adepte, à ses débuts en vidéo.

Rendez-vous à l'automne prochain, pour un nouveau concours !

Pour répondre aux challenges que se fixent les utilisateurs de micro-informatique, il fallait une machine performante, fiable au prix attrayant. Cet ordinateur, AZ COMPUTER ne l'a trouvé nulle part ; il en a donc confié la réalisation à une société entièrement française : V/TECH.

Le respect d'un cahier des charges rigoureux combiné à un très important effort industriel ont abouti à cette véritable plate-forme informatique professionnelle, prête à toutes les utilisations et à toutes les évolutions. Fruit de la technologie V/TECH et de la performance financière de AZ COMPUTER, cet ordinateur constitue certainement la meilleure solution **Qualité/Performance/Prix.**



SPECIAL 286 couleur

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES :

- Boîtier universel dessiné en france ● Carte mère 80286 / 12 Mhz. avec 1 Mo de RAM extensible ● Lecteur de disquettes 5"1/4 - 1,2 Mo ou 3"1/2 - 1,44 Mo au choix ● Sortie imprimante parallèle et port série ● Carte et moniteur COULEUR 14" haute résolution VGA ● Clavier 102 touches ● Manuel et DOS ● Disque dur 20 Mo (Option professionnel : Disque dur 40 Mo en remplacement du DD 20 Mo : 1 490,00 F) ●



AZ COMPUTER BALARD
99, rue Balard - 75015 PARIS
Tél. : 45 54 29 52/24 33

AZ COMPUTER SORBONNE
22, rue des Ecoles - 75005 PARIS
Tél. : 40 51 04 08

AZ COMPUTER ST-LAZARE
58, rue de Rome - 75008 PARIS
Tél. : 43 87 28 67

AZ COMPUTER BASTILLE
35, bd Bourdon - 75004 PARIS
Tél. : 40 27 81 07

AZ COMPUTER LYON
70/72, av. Jean-Jaurès 69007 LYON
Tél. : 78 72 21 10

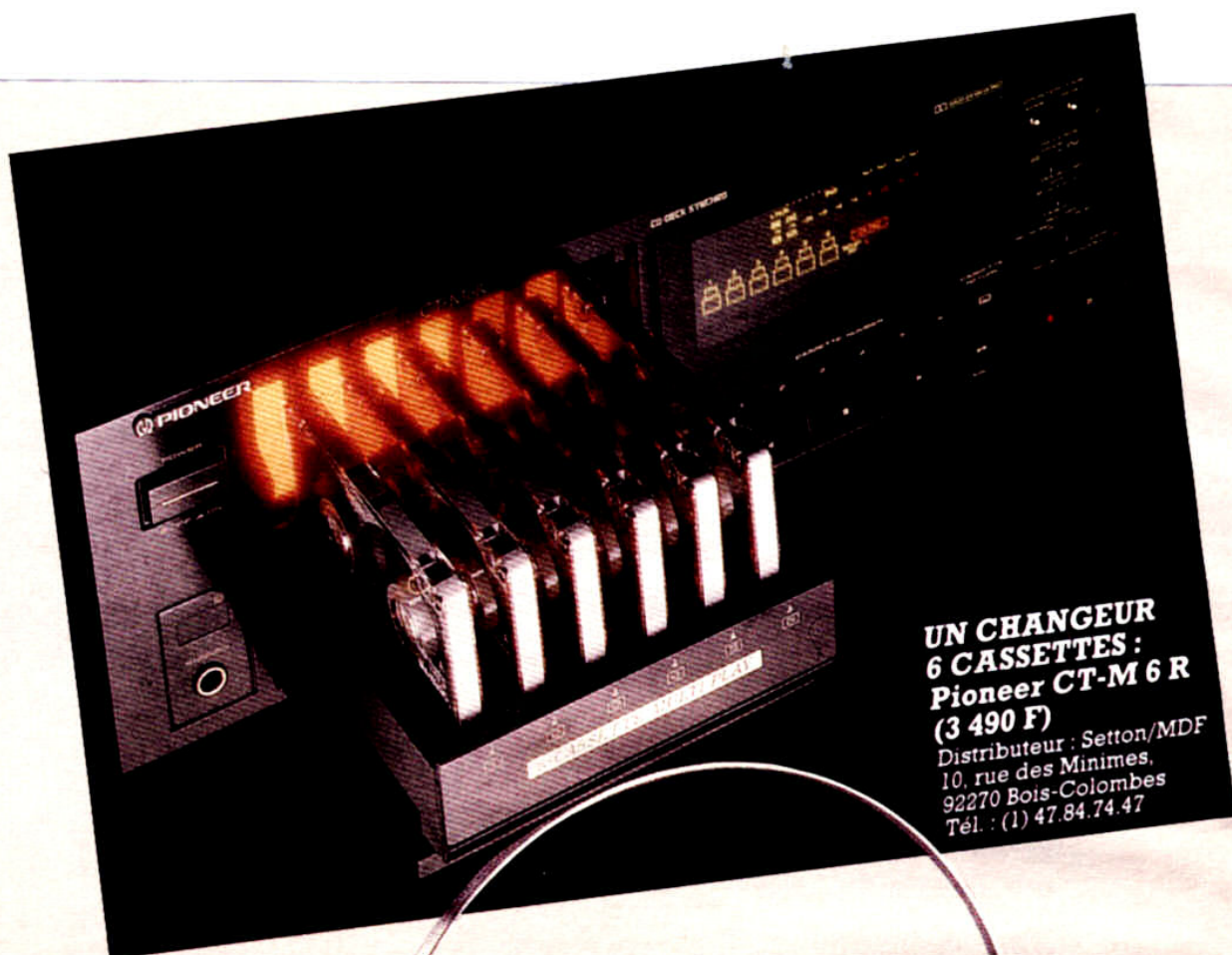
AZ COMPUTER BORDEAUX
15, rue St-Rémi - 33000 BORDEAUX
Tél. : 56 51 00 25

AZ COMPUTER PARIS SUD
ZA des Montatons - 30, rue Denis-
Papin 91240 ST-MICHEL/ORGE
Tél. : 60 16 56 57

AZ COMPUTER LAFAYETTE
24, rue Lamartine
75009 PARIS
Tél. :

AZ COMPUTER GRENOBLE
ZA CHAMP FILA
5, rue Gustave Eiffel
38320 POISAT
Tél. : 76 62 36 24

**NOUVEAUX MAGASINS
A VOTRE SERVICE :**



**UN CHANGEUR
6 CASSETTES :
Pioneer CT-M 6 R
(3 490 F)**

Distributeur : Setton/MDF
10, rue des Minimes,
92270 Bois-Colombes
Tél. : (1) 47.84.74.47



**HYPER-BASS
POUR PETIT PRIX :
Radiola RW 2001 (190 F)**

Distributeur : Radiola
51, rue Carnot, B.P. 307
92156 Suresnes Cedex.
Tél. : (1) 47.28.67.00.

BANC-D'ESSAIS

10 BALADEURS



Classiques, ces produits ? Peut-être. Une évolution apparaît, et le cru 1990 est parfois bien tentant, surtout lorsque le fabricant se met à miniaturiser son baladeur. C'est ici le cas de trois constructeurs qui proposent des boîtiers à peine plus gros qu'une cassette. Ces trois constructeurs, Kenwood, Panasonic et Sharp situent leur appareil, par leur prix, plutôt dans le haut de gamme. Nous sommes loin des baladeurs d'antan.

A côté de ces appareils, nous en trouverons toute une collection qui ont tous reçu, en prime, un tuner à modulation de fréquence qui leur fait cadeau d'un afficheur à cristaux liquides. Côté mécanique, on reste alors dans des systèmes associant les pièces mécaniques à des moteurs pas vraiment miniaturisés. Les commandes sont mécaniques tandis que les mini ont droit à des touches sensibles, tellement sensibles qu'il faut les protéger contre des manipulations accidentelles ; cette protection est confiée à un interrupteur de maintien qui inhibe le clavier principal et ne laisse que celui de la télécommande en service. Ces commandes sont reprises sur un boîtier de télécommande, un boîtier qui prend place dans le câble du casque. Là, Sharp fait fort et élimine complètement les commandes, ne laissant qu'un verrou d'ouverture de la porte.

Chez Panasonic, on double le clavier par la télécommande qui dote l'appareil de nouvelles fonctions à partir d'une touche unique. Sophistiquée, cette télécommande déclenche quelques bips dans le casque, accusant la réception de l'ordre.

Il faut dire que cet ordre est constitué d'une suite d'impulsions ; on communique en morse avec le processeur ! Kenwood et Sharp utilisent un clavier de télécommande à plusieurs touches.

LA RADIO

Les constructeurs utilisent en général le même système de synthèse de fréquence associé à un tuner personnalisé.

10 BALADEURS AU BANC-D'ESSAIS

Nous avons d'ailleurs constaté un même défaut sur deux produits, de Thomson et de Toshiba, un verrouillage du tuner avec passage sur un canal TV dont la réception n'est pas prévue, en tout cas sur ces modèles. Une fois sur le canal TV, le clavier du tuner devient inopérant. Un défaut auquel les constructeurs devraient remédier. Si cela vous arrive, il vous reste à enlever les piles puis à les remettre une fois que le texte a disparu de l'afficheur.

Tous ces tuners fonctionnent suivant un même principe : sélection de la gamme de fréquence, petites ondes ou modulation de fréquence (on n'a pas de grandes ondes), sélection d'une station préréglée dont le nombre varie d'un tuner à l'autre. Ensuite, on a deux touches qui permettent une recherche des stations, soit avec un balayage continu avec arrêt complet à la prochaine station, soit balayage avec arrêt de quelques secondes comme chez Thomson ; des tonalités signalent la progression de la recherche avec une distinction du sens de la recherche par la hauteur du son. Chez Aiwa, on installe un système de mémorisation automatique qui a l'inconvénient de mémoriser parfois deux fois le même émetteur, à 50 kHz d'écart. Le nombre de mémoires varie d'un constructeur à l'autre. Pour limiter le nombre de touches, on ajoute une touche +5 qui double le nombre de stations. Là, nous avons encore des variantes ; le constructeur peut proposer de 10 à 20 stations avec ou sans mélange dans les gammes.

Comme on a à sa disposition un afficheur à cristaux liqui-

des, on l'utilise pour une horloge. Chez Panasonic, elle s'alimente par une pile au lithium, chez les autres par les piles de l'appareil avec une petite mémoire par condensateur pour conserver les stations en mémoire et alimenter l'horloge pendant quelques minutes. Le temps d'ouvrir son blister de piles. Là encore les constructeurs déploient des trésors d'ingéniosité. Chez Aiwa, on a cinq heures différentes, quatre avec le même chiffre pour les minutes, une avec un chiffre différent (ou pas). Panasonic se limite à deux heures. Qui dit horloge dit alarme : elle retentira dans le casque et/ou dans un petit transducteur piézoélectrique en général assez discret. Le baladeur Thomson dispose d'une horloge, son afficheur a même une fonction sommeil, mais qui n'est pas exploitée sur ce modèle. Chez Panasonic, l'alarme est particulière, elle se programme en minutes ; au bout du temps écoulé, le signal retentit. Attention : on n'utilise pas la notation sur 24 heures ; l'indication AM apparaît donc pour dire que l'on est avant midi, une indication propre à semer la confusion dans les esprits : AM, c'est aussi l'Amplitude Modulation...

ALIMENTATION

Deux tensions sont utilisées dans les baladeurs que nous avons testés ici : 3 V et 1,2 V. 3 V, ce sont deux piles de 1,5 V de format classique : LR 6, des piles que nous préférons de loin, pour leur prix de revient, aux piles LR 3, plus petites. On aura ici avantage à utiliser des piles alcalines

capables de débiter pendant longtemps un courant assez important. Ici, la consommation est en général de plus d'une centaine de milliampères. Le second type d'alimentation, c'est celui par accumulateur ; ici, nous avons des éléments Nickel Cadmium dont la capacité est de 600 mAh chez Kenwood et Panasonic et de 400 mAh chez Sharp. Curieusement, ces baladeurs bénéficient d'un excellent rendement puisque le courant consommé est en général du même ordre de grandeur que celui du baladeur alimenté en 3 V, ce qui nous fait une consommation inférieure à la moitié.

L'inconvénient d'une basse tension est la nécessité soit d'utiliser des circuits intégrés capables de travailler avec une tension faible, soit d'utiliser des convertisseurs. La tension de sortie faible que l'on constate en sortie des baladeurs nous laisse penser à l'adoption d'un ampli très basse tension.

Les baladeurs proposés avec un accumulateur sont livrés avec leur chargeur. Ce dernier est particulièrement original chez Sharp qui accélère la charge avec un courant important en début de charge et division par 10 au bout d'un temps déterminé par le chargeur. En cas d'épuisement de la charge des accumulateurs, on utilisera des piles. Les constructeurs livrent avec leur baladeur un boîtier recevant un élément de 1,5 V ; il pourra d'ailleurs être de type rechargeable Ni-Cd !

Les accumulateurs Ni-Cd de ce type peuvent être complètement vidés sans risque d'inversion de polarité, pour la bonne raison qu'il n'y a qu'un

seul élément. Ils offrent une grande souplesse d'utilisation : contrairement aux accumulateurs au plomb, ils n'ont pas besoin d'une recharge lorsqu'ils sont vides.

Certains baladeurs, peu nombreux, utilisent un élément au plomb de 2 V. Ces accus doivent être immédiatement rechargés et sont donc moins pratiques.

Sur tous ces baladeurs, une prise reçoit une tension de 3 V (1,5 V pour les baladeurs monoélément).

LECTURE

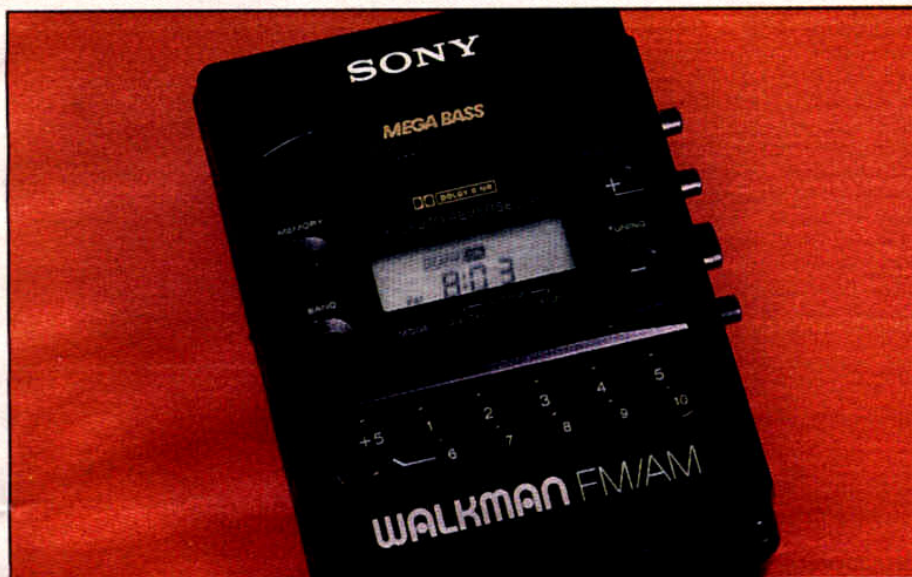
Beaucoup de lecteurs sont de type à inversion de sens. Ils ont une tête de lecture à quatre éléments reliée à un commutateur électronique assurant la sélection des éléments en fonction du sens de défilement. Pratiquement, aucun des lecteurs ne dispose de fenêtre montrant le sens de défilement de la cassette. Chez Panasonic, on l'a remplacée par un dessin animé, assez parlant il est vrai. Sur certains lecteurs, comme le JVC ou le Sony, la commande d'inversion de sens sert aussi d'indicateur. Chez Thomson, on reste simple et on retourne la cassette. Certaines mécaniques ont un commutateur autorisant une lecture des deux faces, ou en continu avec inversion automatique en fin de cassette. Un petit problème de manipulation : si on demande la lecture unique des deux faces, l'inversion manuelle conduira à l'arrêt complet si on désire repartir sur la première face (Fairmate, Philips, Toshiba et Sony). Pas de problème de ce genre avec le Panasonic qui utilise une com-

Les télécommandes occu-

pent une portion du câble d'écouteurs. Certaines travaillent selon un code évoquant le Morse.



10 BALADEURS AU BANC-D'ESSAIS



La tendance est aux tuners intégrés à synthèse de fréquence et aux dispositifs d'amélioration des basses.

mande électronique et qui offre les mêmes modes de lecture.

LE PRIX DES BALADEURS

Ici, nous avons une fourchette de prix qui va du simple au double et même plus. Nous n'avons pas de baladeurs de très bas de gamme comme on peut en trouver ; tous ont la radio ou une configuration mini (qui coûte cher), et neuf sur dix l'inversion de sens de défilement.

Des prix bas ? Nous avons pu voir une offre de baladeur avec son casque pour 29 F, vingt-neuf francs, vous avez bien lu ! Ce type de produit est fabriqué en Chine, n'a en général qu'un axe cylindrique fixe pour accueillir la bobine

débitrice, donc pas de retour en arrière de la bande. Ayant eu un tel produit entre les mains, ou l'un de ses frères, nous avons pu constater que l'un des canaux était en panne ; nous avons pu le réparer : il s'agissait d'une mauvaise soudure. Ensuite, problème mécanique : couple trop faible de la bobine réceptrice entraînant des boucles de bande entre le cabestan et la cassette. Là encore, une intervention simple, enfoncer la rondelle de maintien d'un ressort d'embrayage glissant, a permis de remédier à ce problème. Méfiez-vous par conséquent de ces baladeurs que nous qualifierons de « jetables ». En cas de problème, vaut mieux en racheter un autre, sauf pendant la période de garantie, si elle existe.

Revenons à nos lecteurs... Les miniatures comme le Kenwood ou le Panasonic font payer leur miniaturisation : il est nécessaire d'utiliser un moteur sans balais et une platine mécanique miniature. Par ailleurs, ils ont droit à une télécommande, un accumulateur, un chargeur. Horloge, alarme, indicateur à cristaux liquides pour le Panasonic, Dolby B et C pour le Kenwood. Chez Sharp, on joue la légèreté avec 80 g de moins que les deux précédents. Deux appareils très proches comme le Philips et le Fairmate, tous deux originaires de Singapour, se différencient par la présence d'un correcteur graphique sur le Philips, et des diodes indicatrices de direction sur le Fairmate.

Un peu dans le même genre : le Toshiba, qui propose en

plus une horloge avec alarme, et une écoute avec un casque au lieu de mini-écouteurs.

Pour 650 F, vous avez l'Aiwa T50 avec horloge à cinq heures, mémorisation automatique des stations, triple correcteur, casque ; il lui manque le Dolby B.

Chez Sony, on annonce un prix rond de 1 000 F, et pas 990 F ! Une présentation luxueuse, une horloge avec alarme, une écoute au casque et bien sûr un Dolby B.

LE TABLEAU

Il rassemble certaines caractéristiques des appareils. Les dimensions ont été mesurées sur les appareils en tenant compte des protubérances. L'origine est souvent inscrite sur l'appareil, sauf dans la marque française. Allez, on sait bien qu'on ne fabrique pas de baladeur en France !

Pour la ligne d'alimentation, nous indiquons le format des piles, le type d'accu et la présence d'un bloc secteur ou d'un chargeur.

Les platines de défilement sont à commande mécanique ou électrique, le moteur d'entraînement, unique, se charge de faire bouger l'inverseur de sens. L'exception, c'est ici Sharp qui ne met pas de clavier sur son lecteur, il est implanté sur la télécommande.

L'indication de type de bande correspond au changement de la constante de temps d'égalisation, 120 ou 70 μ s ; on marque le plus souvent « métal ». Une exception de taille dans cette liste : la commutation automatique chez Panasonic.

Tous les mécanismes ont une avance et un retour rapide. Là



10 BALADEURS AU BANC-D'ESSAIS

encore, une distinction pour Panasonic qui assure une lecture suivant un retour rapide. L'arrêt automatique a lieu en fin de cassette ; presque tout le monde l'a, à part JVC qui assure une lecture continue des deux faces jusqu'à épuisement des piles. Plusieurs paramètres concernent la radio. Tous les tuners ont ici un accord par synthèse de fréquence. Les gammes sont les mêmes chez tous ; en revanche, chacun choisit le nombre de ses mémoires.

Marche, ce que vous aurez à emmener avec vous. Nous avons même installé une cassette C60, la même pour tous les appareils... Les écouteurs, vous les aurez sur la tête, nous ne les avons pas pesés ; en revanche, nous avons inclus dans le poids du Sharp son clavier séparé, quelques grammes. La consommation est mesurée en lecture, avec le casque. La consommation de l'appareil ne varie pratiquement pas avec le niveau sonore. Lorsque les baladeurs ont reçu

mesuré, appareil au repos avec et sans pondération. La valeur avec pondération correspond à l'impression que l'on peut tirer lors de l'écoute, c'est la valeur la plus importante à nos yeux.

Le taux de pleurage et de scintillement a également été mesuré en « jogging » avec transmission de données entre le baladeur et le système de mesure avec l'appareil porté et agité par les mouvements du « jogging ». Il ne s'agit pas ici d'une mesure de résistance aux vibrations sinu-

lées, inférieure à ceux alimentés en 3 V.

Nous avons également mis le système d'écoute dans une « oreille artificielle » et mesuré le niveau acoustique délivré par le casque à l'apparition audible de la distorsion. Cette mesure n'est pas d'une grande précision, le niveau dépend de la pression exercée sur l'écouteur. Nous avons pris ici une valeur moyenne permettant de mettre en évidence des différences de rendement.

Le taux de distorsion est un taux mesuré sur la sortie électrique. Il s'agit là d'un niveau maximal, donc de crête. Par ailleurs, sur les baladeurs ayant un taux de distorsion élevé, la distorsion apparaît progressivement, il ne s'agit pas d'un écrêtage brutal.

Le rapport signal sur bruit est mesuré en prenant pour référence de niveau celui d'une cassette enregistrée avec un flux de bande de 250 nWb/m. Le potentiomètre de volume est réglé pour que l'ampli arrive, quand c'est possible, à la limite de la saturation. Bien sûr, avec le réducteur de bruit, on gagne pas mal de décibels.

L'azimut est estimé par le décalage entre les deux voies gauche et droite. Nous l'exprimons en μ s ; il s'agit d'une moyenne calculée pour les deux sens de défilement. 20 μ s est un bon chiffre, on le rencontre sur des lecteurs de CD...

La visibilité de la cassette concerne la possibilité de se rendre compte de la situation de la bande dans la cassette. Une visibilité de 5 % permet de voir un des noyaux tourner, ce qui confirme le sens de défilement.

Si vous connaissez la position de la tête, vous saurez quelle est la face que vous écoutez... La plupart des appareils ont une radio ; son clavier est installé dans le couvercle et empêche de voir la bande.

Vous trouverez aussi des courbes de réponse en fréquence. Elles sont obtenues par la lec-



Différentes formules pour les écouteurs. Tous visent, avec plus ou moins de bonheur, à une meilleure restitution du grave.

La télécommande est réservée aux appareils disposant d'un clavier électrique, autrement dit les trois minis baladeurs. Enfin, le verrouillage du clavier concerne bien sûr les baladeurs à clavier électrique ainsi que les sections radio des tuners sur les lecteurs à commandes de défilement mécaniques.

LES MESURES

La première des mesures, c'est le poids en ordre de

une radio, nous mesurons également la consommation en réception de la MF.

L'autonomie est estimée à partir de la capacité des piles et des accumulateurs. Il s'agit d'une donnée approximative. L'écart de vitesse est mesuré à l'aide d'une cassette portant une modulation de fréquence connue. Nous donnons ici un écart moyen dans les deux sens de défilement de la cassette.

Le taux de pleurage et de scintillement est tout d'abord

soïdales, mais avec un mouvement réaliste. Bien sûr, le taux de pleurage doit rester le plus faible possible.

Le niveau de sortie est mesuré en tension et dBu, par rapport à 0,775 V, c'est la tension maximale que l'on peut tirer de l'appareil lorsqu'il est chargé par une résistance de 32 Ω . La limite est déterminée par l'apparition de la saturation. On rapprochera ce niveau du taux de distorsion indiqué plus bas. Les appareils alimentés en 1,2 V sortent une

10 BALADEURS AU BANC-D'ESSAIS

ture d'une cassette enregistrée sur un magnétophone Revovox 215 dont on a vérifié les réglages. On constatera que les réducteurs de bruit ont tendance à modifier la réponse ; on s'apercevra aussi que le Dolby ne coupe pas toujours l'aigu (certaines personnes mal informées ont tendance à le clamer). Il y a seulement de bons et de mauvais réglages de magnétophones...

Enfin, nous avons estimé la sensibilité des récepteurs radio par l'écoute d'une station, la même pour tous. Trois classes de sensibilité se distinguent, elles donnent pour la basse classe un souffle important, pour la meilleure un souffle pratiquement absent et pour l'intermédiaire un souffle intermédiaire...

L'ECOUTE

Elle est confiée à un transducteur acoustique. Certains constructeurs proposent un casque, d'autres des écouteurs de fond d'oreille. Les constructeurs font des efforts. Certains utilisent des aimants samarium/cobalt plus puissants que ceux en ferrite.

Une tendance est celle qui consiste à améliorer le rendement par adjonction, à l'arrière de l'écouteur, d'un tuyau acoustique qui crée une ligne de quelques dizaines de millimètres de long. Parallèlement, on ajoute un dynamiseur de grave qui joue le même rôle mais électroniquement... Toshiba et Sony proposent l'écoute à sortie perpendiculaire à l'oreille, les voisins en profiteront ; Kenwood, intelligemment, installe un synthétiseur d'écoute par HP qui sépare moins les canaux...

LE BON CHOIX...

En fait, nous classerons ces appareils en deux catégories : les mini et les maxi avec radio.

Catégorie mini, le Sharp se place en première ligne avec son poids réduit, son accu à charge accélérée, un niveau casque important, un faible taux de pleurage et de scintillement en mouvement, le tout associé à une bande passante correcte. 230 g pour Kenwood et Panasonic. Côté

ront moins onéreux à l'usage. Une prime à Sony pour son taux de fluctuations de vitesse qui se paie par un prix plus élevé. En promenade, deux mauvais points à JVC et Thomson qui passent à 0,75 et 0,7 %, meilleure note à Aiwa avec 0,43 %.

Si vous avez déjà abusé du baladeur, vous aurez besoin d'un haut niveau sonore. C'est Thomson puis Toshiba qui l'emportent, les autres sont pratiquement à égalité avec un peu moins de 100 dB.

L'écoute à un niveau normal n'entraînera pas de distorsion. En revanche, si vous

L'alimentation peut prendre diverses formes où l'encombrement le dispute à l'autonomie.

ACCUS : la rencontre du 3^e type !

Nous vous l'avions annoncé, page 37 du numéro de juin. Un scoop ! Même le service technique de Sony France n'était pas au courant. En passant au peigne fin les systèmes d'alimentation, nous avons découvert un accumulateur de 3,2 V de tension « nominale ». Or les accumulateurs connus dans le domaine du grand public ont une tension nominale de 1,2 V pour les accumulateurs nickel-cadmium (cadmium-nickel

est une appellation impropre) et de 2 V pour les accumulateurs au plomb. Ici, nous avons une tension nominale de 1,6 V obtenue à partir de deux éléments couplés en série.

Cette tension s'approche de celle fournie par les piles courantes et assure donc une interchangeabilité totale. On a en effet intérêt à disposer d'une tension relativement élevée, même si on utilise un convertisseur de tension. Ce convertisseur, compte tenu des tensions de « déchet » des transistors a en effet un rendement meilleur si on l'alimente avec une tension assez élevée, mais si la tension est trop forte, on se retrouve avec un accumulateur relativement cher car constitué de multiples éléments. Bon, revenons à notre troisième type, nous avions annoncé une électrode positive en nickel, la négative est basée sur un composé du zinc. **E.L.**

pleurage et scintillement, Kenwood l'emporte, mais le Panasonic est un peu plus sonore, a un meilleur rapport S/B et un taux de distorsion plus faible. En prime, il commute automatiquement le type de bande et a reçu une horloge. Côté Kenwood, on appréciera la présence du Dolby C.

Catégorie maxi, les poids sont pratiquement les mêmes, avec un avantage pour les Sony et Aiwa, respectivement 305 et 320 g, les autres frôlant les 350 à 380 g. Prime de consommation pour Toshiba puis Thomson qui se révèle-

poussez, attention sur l'Aiwa, la distorsion plus importante apparaît doucement, mais c'est moins gênant qu'une saturation brutale. Les autres valeurs se situent autour de 0,5 %, à part le Thomson qui se classe en seconde position avec 0,8 %.

Paramètre important, le rapport signal sur bruit, autrement dit le rapport entre le niveau du signal et le niveau de bruit de souffle. La mesure est pondérée afin de tenir compte de la perception de l'oreille, une mesure plus réaliste que la mesure dite linéaire qui prend en compte le bruit dans toute la bande passante.



10 BALADEURS AU BANC-D'ESSAIS

Les valeurs se situent, pour le type I, de 45 à 54 dB ; pour le II, de 47 à 56,5 dB, sans Dolby ; avec le Dolby B, de 56 à 62 dB pour le I, 58 à 64 dB pour le II. A revoir : le souffle de l'Aiwa qui ne bénéficie pas du Dolby B. La palme revient ici à Sony qui aurait pu faire bénéficier sa société sœur Aiwa de son savoir-faire...

Côté réglage, la palme revient à JVC. Philips et Aiwa se classent bien. A revoir pour Thomson.

Les courbes de réponse des

JVC et Thomson sont à revoir ; heureusement, mais est-ce une raison ? ils disposent d'un correcteur graphique.

En conclusion : du bon, du moins bon. Côté mini, le Sharp nous a surpris par ses prestations et le Panasonic par l'exclusivité de sa commutation de type de bande, le Kenwood par la stabilité de sa vitesse et son mélangeur psychoacoustique. Du côté des radiocassettes, le choix est plus délicat. Le Thomson, au même prix que d'autres, vous obligera à re-

tourner la cassette à la main. Entre les Philips et Fairmate, nous penchons pour le dernier, son prix étant sensiblement inférieur. Assez proche, le Toshiba consomme moins et assure de bonnes prestations...

Si vous avez 1 000 F à dépenser, si vous voulez un joli baladeur, performant, pensez au Sony qui, en outre, bénéficie d'une fabrication japonaise. Belle présentation aussi pour l'Aiwa qui mériterait un meilleur rapport S/B, que vous

trouverez sur le T60, l'un des 30 baladeurs de la gamme.

N'hésitez pas non plus à comparer dans les vitrines des appareils qui se ressemblent (regardez par exemple la disposition des touches sur le clavier). Vous trouverez peut-être, sous une marque pas très connue, exactement le même modèle qu'un autre de grande marque, mais à un prix très inférieur. Nous avons, sur un lecteur de CD portable, constaté un rapport de 1 à 2 !

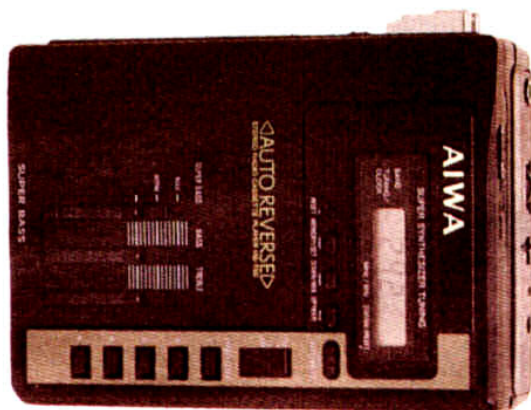
E. LEMERY



Marque	Aiwa	Fair Mate	JVC	Kenwood	Panasonic	Philips	Sharp	Sony	Thomson	Toshiba
Modèle	HS-T50	PR 1394	CX-F40	CP-D7	RQ-S44	AQ 6599	JC-K99	WMF 2085	TK 90	KT-4551
Origine	Singapour	Singapour	Hong-Kong	Japon	Japon	Singapour	Japon	Japon	inconnue	Malaisie
Dimensions (mm)	118x92x37	122,5x90x41	124,5x90,5x39,5	106x74x23	106,5x74,5x22	122,5x90x40,5	109x75x22,5	123x92x40	121x94x40,5	123x89x46,5
Alimentation	2 x LR 6	2 x LR 6	2 x LR 6	NiCd plat LR 6, Bi/Sec.	NiCd plat chargeur/LR 6	2 x LR 6	NiCd spec. 1 LR 6, chargeur	2 x LR 6	2 x LR 6	2 x LR 6
Clavier	mécanique	mécanique	mécanique	électrique	électrique	mécanique	non	mécanique	mécanique	mécanique
Réducteur de bruit	-	Dolby B	Dolby B	Dolby B et C	Dolby B	Dolby B	Dolby B	Dolby B	non	Dolby B
Correcteur graphique	Super basses basses/aigu	non	4 bandes	non	non	3 bandes	non	non	3 bandes	3 bandes
Type de bande	I, II/IV manuel	I, II/IV manuel	I, II/IV manuel	I, II/IV manuel	I, II/IV auto	I, II/IV manuel	I, II/IV manuel	I, II/IV manuel	I	I, II/IV manuel
Inversion	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	non	oui
Avance rapide	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Retour rapide	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Arrêt automatique	oui	oui	non	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Radio	oui	oui	oui	non	non	oui	non	oui	oui	oui
Accord	synthèse	synthèse	synthèse	non	non	synthèse	-	synthèse	synthèse	synthèse
Gammes	PO-MF	PO-MF	PO-MF	non	non	PO-MF	-	PO-MF	PO-MF	PO-MF
Station	5 MA + 5 MF	10 MA + 10 MF	5 MA + 5 MF	non	non	10 MA + 10 MF	-	10 MA + 10 MF	10 MA + 10 MF	10 MA + 10 MF
Expanseur de grave	non	non	oui	oui	oui	non	non	oui	non	oui, correct.
Télécommande	non	non	non	oui	oui	non	oui	non	non	non
Verrouill. clavier	non	radio, oui	oui, radio	oui	oui	oui, radio	non	non	non	non
Prix	650 F	690 F	990 F	1 380 F	1 490 F	890 F	NC	1 000 F	690 F	890 F



AIWA HS-T50



Très prolifique, Aiwa propose des baladeurs de tous styles, normaux et mini. Nous avons choisi un modèle de taille normale. La finition est très belle, compte tenu de la matière choisie ; certaines parties ont été métallisées et ressemblent fort à de l'alu anodisé. Un petit afficheur à cristaux liquides, des touches agréables, en caoutchouc, des curseurs aux graduations plus longues que la course.

Le lecteur est un classique, il bénéficie de l'inversion de sens, manuelle et en fin de face. Pas de réduction de bruit, on la trouve sur le T60 ; commutation manuelle de type de bande. Une diode signale la mise sous tension. L'afficheur sert au tuner et à l'horloge ; cette dernière n'a pas d'alarme mais indique cinq heures différentes. Cinq stations sont mémorisées dans chaque bande, petites ondes et modulation de fréquence. La mémorisation est automatique mais peut être modifiée, l'automatisme peut mémoriser accidentellement deux fois la même station, à 50 kHz de distance. Réception habituelle : fil du casque et antenne ferrite. Un correcteur de timbre à trois bandes dont les super-basses équipe l'appareil ; l'écoute se fait au casque vrai.

Classique, l'alimentation : 2 piles de 1,5 V en série, ce sont des LR 6, les plus économiques. Vous pourrez aussi les économiser avec un bloc secteur 3 V, non fourni.

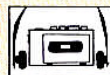
Dans sa coque de matière plastique moulée, le HS-T50 accueille une mécanique métallique dont le moteur est soigneusement blindé. La technologie CMS est en œuvre. Une place est ici réservée pour un réducteur de bruit existant dans une autre version.

Le Haut-Parleur a aimé :

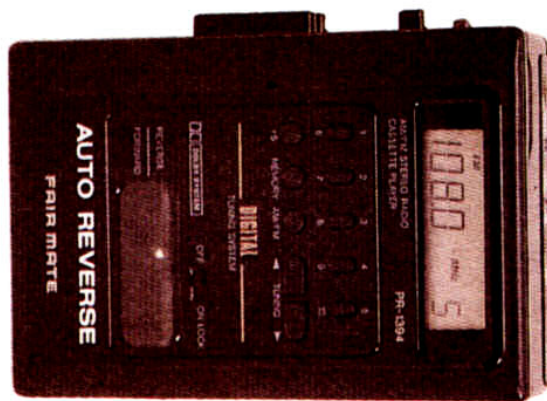
- les 5 heures de l'horloge
- la mémorisation automatique
- la présentation raffinée
- la réponse en fréquence étendue

Le Haut-Parleur a regretté :

- pas de Dolby
- un rapport signal/bruit modeste



FAIR MATE PR-1394



Taille normale pour le baladeur PR-1394 de Fair Mate. Divers aspects pour la surface : brillant glacé en façade, peinture satinée métallisée, moulage mat ou façon anodisation noire.

Deux fonctions sont intégrées au 1394 : lecture et radio. Le lecteur est à inversion de sens, avec une lecture des deux faces ou continue. Une touche commande l'inversion. La commande du Dolby sert aussi à passer en mono : dans les deux cas, on réduit le bruit de fond. Si vous utilisez des cassettes de type I et II, vous utiliserez la sélection mécanique : il n'y a pas ici de correcteur de timbre pour une éventuelle compensation. Le sens de défilement est confirmé par deux diodes électroluminescentes ou par un regard dans la fenêtre. La radio est à synthèse de fréquence avec recherche des stations pas à pas ou automatique. Une fois la station trouvée, on la mémorise, ou non, dans l'un des dix emplacements prévus. Les touches sont sensibles ? Pas de problème, on les verrouille depuis la façade. Deux gammes d'ondes : petites et modulation de fréquence. Pour l'alimentation, vous installerez deux piles LR 6 que vous pourrez économiser en faisant l'acquisition d'un bloc secteur délivrant une tension de 3 V.

L'appareil est construit à Singapour, chez un constructeur sérieux ; le travail est propre. La mécanique se base sur un châssis métallique standard que l'on retrouve dans d'autres baladeurs. La tête de lecture est reliée au circuit par un circuit imprimé souple et plat. L'électronique est réalisée en technologie CMS, composants classiques et circuits intégrés, sur circuit imprimé double face phénolique.

Le Haut-Parleur a aimé :

- la radio à synthétiseur MF
- le couplage Dolby/MF mono

Le Haut-Parleur a regretté :

- la commutation manuelle du type de bande
- l'accès aux têtes pour le nettoyage

NOUS AVONS MESURE :

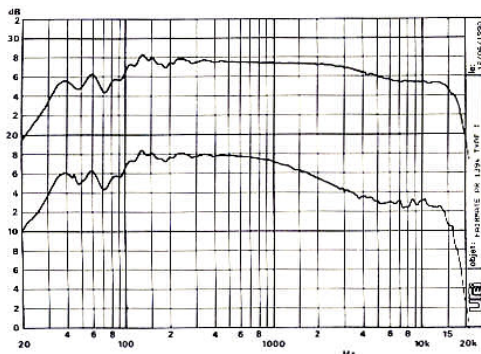
FAIR MATE PR-1394

15/08/1990

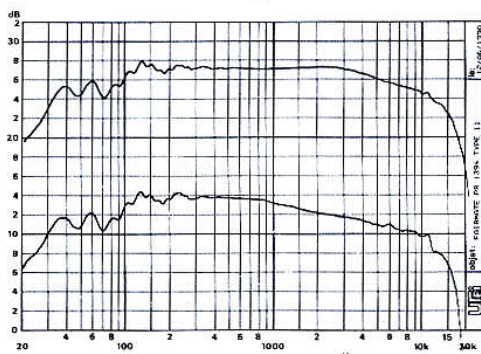
Poids en ordre de marche	385 g
Consommation en lecture/radio	137 mA/35 mA
Autonomie estimée	12 h
Ecart de vitesse	- 0,73 %
Pleurage et scintillement Pondéré/NP	0,30 %/0,60 %
P + S Pondéré, Jogging	0,55 %
Niveau de sortie, 32 Ω	- 2 dBu 0,62 V
Niveau de sortie casque à 400 Hz	98 dB
Taux de distorsion, 1 kHz, P max	0,63 %
Rapport S/B pondéré A Type I/II	48,5/50 dB
Rapport S/B pondéré A Dolby B I/II	56/58 dB
Rapport S/B pondéré A Dolby C I/II	-
Azimet	50 μ s
Visibilité cassette	5 %

L'écart de vitesse est un peu élevé, si vous disposez d'un petit tournevis, vous pourrez le réduire sans démontage. (En bas de l'étiquette !). Le rapport signal/bruit est correct, il bénéficiera en prime du réducteur de bruit dolby. Distorsion modeste à la puissance maximale, taux de pleurage et de scintillement tout à fait correct en « jogging ». Sensibilité réduite pour la radio FM.

Courbes de réponse en fréquence



Type I. Elle est obtenue par lecture d'une cassette type CEI I enregistrée sur magnétophone à cassette Revox B 215 préalablement aligné. Ici, nous avons l'intervention du réducteur de bruit Dolby B, le niveau est un peu inférieur au niveau normal, ce qui entraîne une chute de niveau dans le haut médium et l'aigu, mais avec une limitation de la chute dans l'extrême aigu.



Type II. Elle est obtenue par lecture d'une cassette type CEI II enregistrée sur magnétophone à cassette Revox B 215 préalablement aligné. Une atténuation dans l'aigu, que l'on retrouve avec le Dolby qui n'accentue cependant pas trop le phénomène.

NOUS AVONS MESURE :

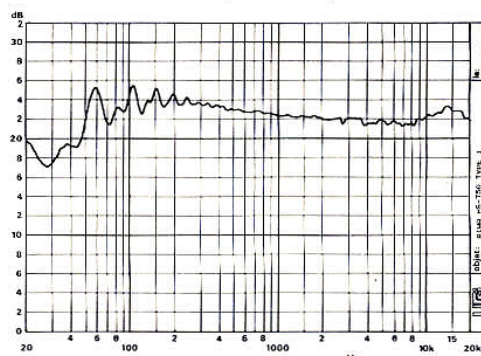
AIWA HS-T50

15/08/1990

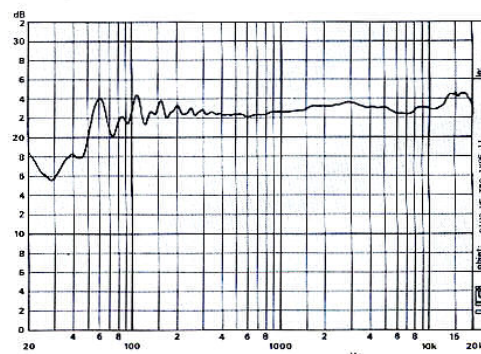
Poids en ordre de marche	320 g
Consommation en lecture/radio	141 mA/55 mA
Autonomie estimée	12 h
Ecart de vitesse	- 0,1 %
Pleurage et scintillement Pondéré/NP	0,27 %/0,6 %
P + S Pondéré, Jogging	0,43 %
Niveau de sortie, 32 Ω	- 6 dBu 0,38 V
Niveau de sortie casque à 400 Hz	98 dB
Taux de distorsion, 1 kHz, P max	1,7 %
Rapport S/B pondéré A Type I/II	45/47 dB
Rapport S/B pondéré A Dolby B I/II	-
Rapport S/B pondéré A Dolby C I/II	-
Azimet	20 μ s
Visibilité cassette	0 %

Le baladeur HS-T50 se distingue par une bande passante très étendue, aussi bien avec les cassettes de type I que de type II : elle tient pratiquement dans ± 2 dB de 50 Hz à 20 kHz ! Cette large bande se paie toutefois par un bruit de fond relativement élevé qui n'est pas compensé par le réducteur de bruit Dolby que l'on trouvera sur le T60. La mécanique se comporte bien, la précision de vitesse est excellente, le pleurage et le scintillement n'augmentent pas beaucoup en « jogging ». Faible erreur d'azimet, le lecteur est correctement réglé.

Courbes de réponse en fréquence



Type I. Elle est obtenue par lecture d'une cassette type CEI I enregistrée sur magnétophone à cassette Revox B 215 préalablement aligné. La courbe de réponse en fréquence est d'une étendue digne d'un appareil HiFi, sans atténuation marquée dans le grave. Bien sûr, il n'y a pas ici de réponse avec réducteur de bruit.



Type II. Elle est obtenue par lecture d'une cassette type CEI II enregistrée sur magnétophone à cassette Revox B 215 préalablement aligné. La courbe ressemble à celle du type I : même comportement dans le grave, le haut médium est un peu plus accentué, on conserve une grande étendue.

COMMENT CHOISIR SON BALADEUR

Présents sur le marché depuis déjà plus d'une décennie, les baladeurs – dont « l'ancêtre » est le très célèbre walkman – font aujourd'hui partie intégrante de ce que l'on peut appeler le paysage sonore.

Plus ou moins sophistiqués selon les modèles, intégrant parfois un récepteur radio, les baladeurs actuels sont de véritables merveilles de miniaturisation. Bénéficiant de technologies avancées, ils sont, en général, caractérisés par des performances qui n'ont rien à envier à celles de leurs « grands frères » que sont les magnétocassettes de salon.

Du moins en est-il ainsi pour les baladeurs « top niveau », dotés, entre autres choses, de réducteurs de bruit particulièrement élaborés, de correcteurs graphiques, ou de circuits spécifiques du genre « dynamiseur de basses » propres à assurer une écoute

de haute qualité. Laquelle est rendue possible grâce, tout d'abord, à une réponse en fréquence généralement d'une belle linéarité, mais aussi à la maîtrise d'autres paramètres non moins importants, tels que le taux de distorsion ou le niveau des fluctuations.

Ce dernier paramètre, on s'en doute, revêt un intérêt primordial, compte tenu du fait que

Celle-ci va en effet de pair avec la discrétion d'emploi de l'appareil, qui se glisse d'autant plus aisément dans une poche que sa compacité est élevée. En outre, ce mode d'utilisation se révèle sensiblement moins générateur de chocs intempestifs que l'accrochage du baladeur à la ceinture, davantage soumis dans ce cas aux accélérations intempestives dues à la mar-



les baladeurs sont destinés à être principalement utilisés en mode dynamique, c'est-à-dire en se déplaçant. Il s'agit donc là d'un facteur auquel il y a lieu de se montrer particulièrement attentif au moment du choix.

LA MINIATURISATION

Pour beaucoup d'usagers, la miniaturisation est un indéniable critère de sélection.

che et, plus encore, à celles résultant du « jogging ». Pour la plupart des baladeurs hautement miniaturisés, leurs dimensions se confondent avec celles des minicassettes, à quelques millimètres près. C'est dire à quel point les dimensions hors tout de leur boîtier ont pu être réduites. Et cela, sans recourir à certaines astuces technologiques ayant cours il y a deux ou trois ans, qui consistaient en la mise en œuvre d'un boîtier à tiroir que l'on déployait de quelques di-

zaines de millimètres de sa position repos afin d'y insérer les minicassettes.

Aujourd'hui, cette formule a été abandonnée pour faire place à celle du couvercle intégrant les têtes magnétiques, ainsi que les galets-presseurs, placés en regard des deux axes des cabestans d'entraînement. Car tous les baladeurs d'un certain niveau comportent la fonction « reverse », autorisant la lecture des mini-cassettes dans les deux sens de défilement, sans retournement de ces dernières.

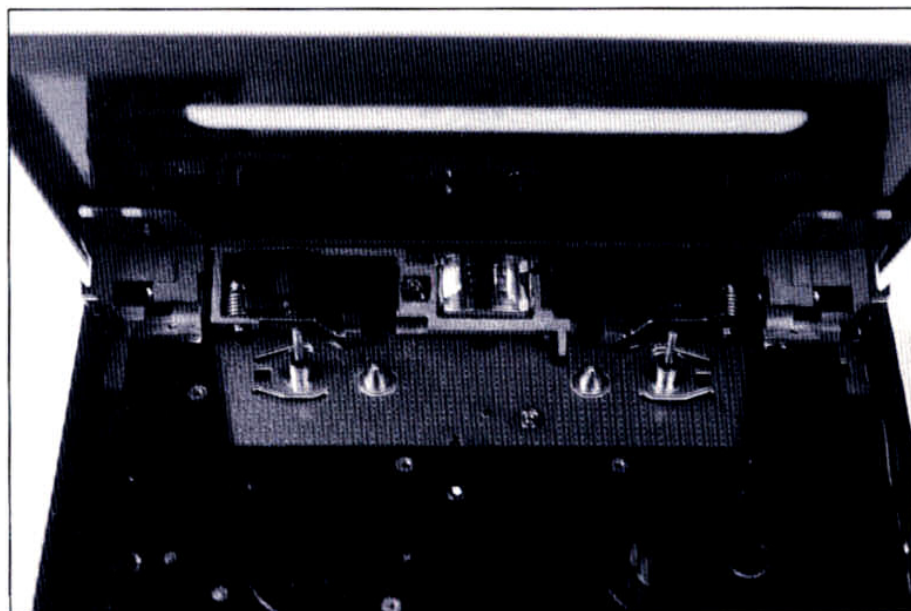
Accompagnant la miniaturisation, la réduction du poids des appareils est, par elle-même, assez spectaculaire, la limite inférieure se situant aux alentours de 170/180 g, soit pratiquement la moitié des valeurs supérieures avoisinant les 320/340 g. Avec, pour corollaire, une sensible majoration du prix d'achat des appareils les plus légers, qui est de trois à quatre fois plus élevé que celui des modèles standards.

LES SOURCES D'ALIMENTATION

La réduction du poids des baladeurs en ordre de marche passe, c'est évident, par le type d'alimentation employée. Trois solutions sont couramment utilisées, la plus répandue étant celle par pile 1,5 V, du type LR6 ou du type LR3, plus compacte, mais moins courante et plus onéreuse que la précédente.

Naguère, l'alimentation des baladeurs se faisait sur 6 V et, parfois, sous 3 V. De nos jours, l'alimentation sous 1,5 V est devenue monnaie courante, quelques rares modèles travaillant encore sous 3 V, ce qui nécessite donc la mise en œuvre de deux piles 1,5 V. D'où un volume sensiblement plus généreux de l'appareil.

Classiquement, cette alimentation par pile 1,5 V est en fait une solution de secours destinée à prendre la relève de l'alimentation standard, réali-



Un mécanisme intégré à la trappe et commandé électriquement : cette solution, plus coûteuse, privilégie l'encombrement.

sée dans plus de 90 % des cas par une batterie au cadmium-nickel de 1,2 V, dont la capacité est passée de 450 mA à quelque 600 mA. Cela pour un volume de seulement 5 x 16 x 65 mm pour les réalisations les plus performantes. Soit, pratiquement, les dimensions d'un paquet de chewing-gum ! Ce qui autorise en fait l'intégration de la batterie dans le boîtier du baladeur, alors que le secours à l'alimentation par pile passe nécessairement par l'ajout d'un petit boîtier externe, augmentant les dimensions hors tout de l'ensemble.

Toutefois l'intérêt de l'alimentation par pile est évident, ne serait-ce que pour l'autonomie de fonctionnement qui parvient sans difficulté à 5 ou 6 heures, selon la consommation de l'appareil. Alors que l'on ne peut guère espérer plus de 2 heures d'autonomie avec une alimentation sur batterie. Sans compter que le temps de recharge se situe habituellement entre 3 et 4 heures environ, quelques rares appareils permettant de réaliser cette charge en 1 heure.

Dans le genre, le record de rapidité (entre 15 et 30 minutes) appartient aux batteries au plomb (2 V) en usage sur certains baladeurs dont l'alimentation de secours est prévue à partir de deux piles miniatures du type LR3.

D'une façon générale, l'alimentation par batterie au plomb entraîne certaines servitudes d'utilisation. Dont l'obligation impérative de recharger la batterie dès que celle-ci manifeste des signes d'épuisement, afin de ne pas réduire sa durée de vie.

Ce dont on n'a pas à se soucier dans le cas d'une alimentation par batterie au cadmium-nickel, les impératifs étant alors inversés, la charge de cette dernière ne devant pas être entreprise avant qu'elle ne soit complètement « à plat ».

Par ailleurs il y a lieu de noter que l'alimentation des baladeurs utilisés à poste fixe peut généralement se faire à partir d'un bloc-secteur ou d'un adaptateur-batterie autorisant leur fonctionnement sur batterie de voiture 12 V.

LA CORRECTION DE L'EGALISATION

La restitution optimale des signaux enregistrés doit tenir compte du type de minicassette utilisée. Officiellement, il existe quatre types de bandes distincts, définis en fonction de la nature de la couche magnétique qui peut faire appel soit aux oxydes de fer (type I), soit aux bioxydes de chrome (type II), soit aux oxydes de fer associés aux bioxydes de chrome (type III), soit aux particules de fer pur (type IV).

Dans la pratique, cependant, seuls les types I, II et IV sont pris en considération. Ce qui correspond aux modes d'égalisation « normal », « chrome » et « métal », ces appellations étant parfois remplacées par les intitulés « normal » ou Fe₂O₃ « chrome » ou CrO₂, et ME, ces deux derniers étant rigoureusement identiques au niveau des résultats.

Ce qui se comprend aisément quand on sait que les constantes de temps correspondantes des circuits d'égalisation sont les mêmes dans ces deux cas, car égales à 70 µs, celle des

bandes normales étant calculée pour 120 μ s.

En d'autres termes, cela signifie qu'un baladeur ne comportant que les positions « normal » et « chrome » est en mesure de lire sans difficulté les bandes enregistrées du type « métal ». A condition évidemment que l'on n'ait pas omis de placer le sélecteur de bande sur la position adéquate. Car, autrement, tant dans les cas des bandes « chrome » que « métal », on constaterait alors un excès d'aiguës tout à fait considérable.

Sur tous les baladeurs, cette commutation manuelle est du reste la règle, les constructeurs n'ayant en effet pas prévu de la réaliser de façon automatique. Cela, malgré la présence sur les minicassettes

Les premières nommées sont réservées aux appareils de premier équipement ; les secondes, destinées aux baladeurs « haut de gamme ». On les retrouve d'ailleurs, et c'est normal, sur les claviers de télécommande (à fil) insérés dans le câble de liaison au casque d'écoute. Le plus souvent ces petits boîtiers de télécommande intègrent un réglage du niveau sonore, placé en série avec la commande de gain principal, disposée sur le boîtier du baladeur.

Parfois, un inverseur est placé sur l'appareil, qui permet de donner la priorité aux touches de la télécommande ou à celles disposées sur le baladeur. Dans d'autres cas, au contraire, ces diverses com-

mandes étant branchées en parallèle, on peut agir indifféremment sur les unes ou sur les autres. Ce qui conduit alors à utiliser un connecteur spécial de raccordement ainsi qu'un câble de liaison au casque – et à la télécommande – du type multiconducteur.

Détail pratique, l'inversion du sens de défilement de la bande – donc le sens de lecture de la minicassette – s'effectue généralement, dans le cas des baladeurs « auto-reverse », par des impulsions successives sur la touche de lecture, la signalisation de la face lue faisant appel à un jeu de diodes électroluminescentes.

Une précaution qui n'est pas inutile, compte tenu du fait que, sur bon nombre d'appareils, il n'est pas possible de visualiser les bobines de la minicassette, donc de repérer le sens de déroulement de la bande magnétique.

A signaler que ces dispositifs « auto-reverse » offrent en général une double possibilité. D'abord, et c'est évident, le changement du sens de défilement en mode de lecture normal. Ensuite, le renversement automatique du sens de défilement en fin de bande, permettant dans ce cas une lecture en continu de la minicassette enregistrée.

EGALISEURS GRAPHIQUES ET DYNAMISEURS DE BASSES

En principe réservés à certains appareils haut de gamme, les égaliseurs graphiques et les dynamiseurs de basses visent à l'amélioration de la qualité et du confort d'écoute. Sortes



Un lecteur performant avec tout ce qu'il faut.

« chrome » et « métal » des orifices d'identification qui permettraient d'éviter un oubli involontaire résultant de la distraction de l'utilisateur.

COMMANDES ET TELECOMMANDE

Pour assurer les différentes fonctions relatives au défilement de la bande magnétique (lecture, arrêt, renversement de marche, bobinage accéléré), il est fait usage de deux types de commandes : mécaniques ou électriques, ces dernières fonctionnant à partir d'impulsions.



Deux modes d'alimentation : porte-pile LR6 et batterie-chargeur.

de commandes de timbre évoluées, les correcteurs graphiques utilisés sur les baladeurs découpent d'ordinaire le spectre audio en trois bandes de fréquence, grave, médium et aigu, qu'ils permettent de moduler en fonction des goûts de l'utilisateur. Généralement assez efficaces, ils autorisent une bonne correction du message audio restitué, permettant notamment de compenser une certaine insuffisance des casques d'écoute dans le bas du spectre sonore.

Parfois, ils sont d'ailleurs complétés soit par un classique correcteur d'effet physiologique, remontant d'autant plus le seuil des graves que le niveau d'écoute est faible, soit par un processeur dynamique, davantage performant. Dans ce dernier cas, en effet, un tel processeur est généralement réglable sur deux paramètres : soit compte tenu de la fréquence des signaux restitués, soit en fonction de l'efficacité souhaitée, par rapport au niveau sonore restitué.

Toutefois la tendance actuelle – toujours pour pallier l'insuffisance de rendement dans le grave des casques d'écoute – est plutôt à la génération des dynamiseurs de basses.

Désignés habituellement par les vocables DBB (Dynamic Bass Boost), XBS (Extra Bass System), ou « Mega Bass », de tels circuits – lorsqu'ils sont mis en service – ont pour effet d'apporter une suramplification substantielle aux fréquences les plus graves, et d'autant plus poussée que le niveau d'écoute est faible. Ce qui permet d'éviter tout risque de saturation dans ce registre lorsque le gain est poussé aux maximum.

A noter que cette technique n'est pas seule utilisée pour

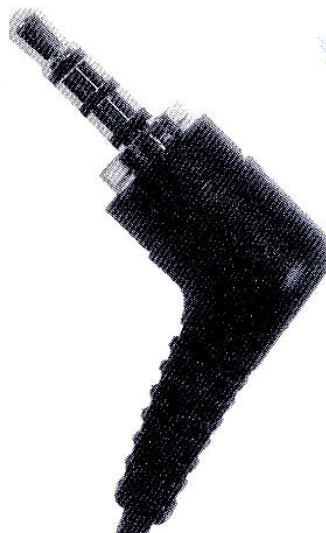
dynamiser les basses. En effet, la solution se trouve aussi du côté des casques d'écoute dont certains – désignés par l'appellation « turbo » – comportent notamment de petites cavités raccordées à l'arrière des transducteurs, faisant office de renforceurs de graves, tout comme les enceintes du type « Bass Reflex ».

LES TUNERS INTEGRES

Vu les progrès réalisés en matière de miniaturisation, il n'est guère difficile d'intégrer un tuner AM-FM à un baladeur, et pas davantage d'y incorporer un afficheur à cristaux liquides, qui est d'ailleurs de mise avec un synthétiseur de fréquences.

Cette formule est, on s'en doute, retenue pour les appareils les plus évolués et s'accompagne normalement de nombreuses et intéressantes possibilités : mise en mémoire de stations pré-réglées, recherche automatique des émetteurs, avance pas à pas...

Poussant plus loin encore la sophistication, certains radio-baladeurs proposent en prime une horloge avec affichage de l'heure, parfois combinée avec une alarme et une position « sommeil » réalisant l'arrêt automatique de l'appareil. Les techniques beaucoup plus classiques, faisant appel à un système d'accord mécanique et indication de la fréquence, à l'aide d'une aiguille se déplaçant devant un cadran, se rencontrent également. Principaux avantages, un prix de



revient sensiblement moins élevé et une plus grande simplicité d'utilisation.

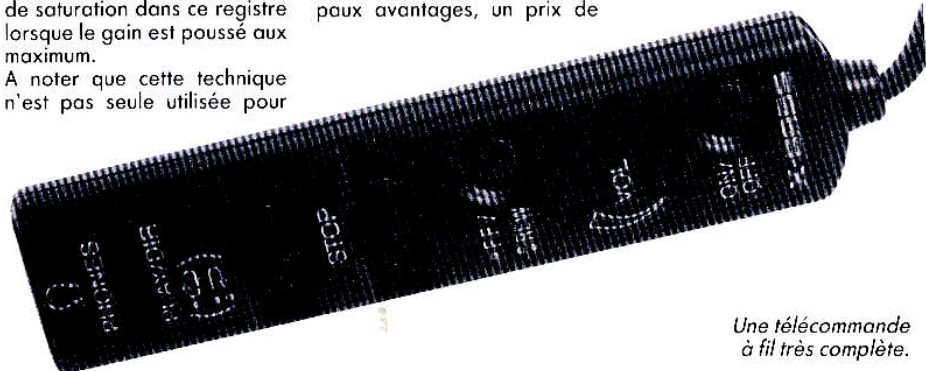
En règle générale, la réception des PO (AM) et de la FM est permise par ces appareils, dont aucun ne comporte la gamme GO. Pour les PO, la réception est assurée par un minuscule cadre en ferrite, tandis qu'en FM, c'est le câble de liaison au casque d'écoute qui fait fonction d'antenne.

Côté sensibilité, les résultats sont assez variables, mais en général satisfaisants, surtout en FM. Sur cette gamme, la réception des programmes est d'ailleurs assurée en stéréophonie, mais avec parfois un rapport signal/bruit peu élevé, ce qui n'a rien d'étonnant, compte tenu du faible rendement des deux types d'aériens dont disposent ces appareils.

POSSIBILITES ET PERFORMANCES

Sauf de rares exceptions, les baladeurs ne permettent que la lecture des minicassettes enregistrées. Pour les appareils comportant la fonction enregistrement, le principal intérêt réside dans la possibilité de procéder à des prises de son en direct, sur le terrain. Selon les modèles, cette prise de son est monophonique (le microphone est alors intégré au boîtier) ou stéréophonique. Suprême raffinement, il arrive – mais c'est l'exception qui confirme la règle – que cette fonction enregistrement soit combinée avec la présence d'un tuner à synthétiseur. Et même avec une horloge autorisant un enregistrement automatique. Evidemment, le prix de tels baladeurs monte alors à des niveaux propres à donner le vertige. C'est pourquoi il semble plus raisonnable de tenir compte de perfectionnements tels que ceux apportés par des réducteurs de bruit du type Dolby B et C. Mais aussi et surtout de vérifier que les taux de distorsion et de fluctuation se situent respectivement en dessous de certaines valeurs : 0,5 % pour le premier, 0,3 % pour le second, étant admis que ce dernier chiffre doit, tout au plus, doubler lorsque le baladeur est soumis au balancement et aux chocs résultant de la marche.

En ce qui concerne la réponse en fréquence, les résultats sont, dans l'ensemble, assez probants, la plupart des appareils couvrant (± 3 dB) la gamme des fréquences comprises entre 50 kHz et 15 000 Hz (position CrO₂/ Métal). En revanche, il y a lieu de se montrer particulièrement attentif à l'influence du réglage de l'azimut, pour chacun des deux sens de défilement, sur l'équilibrage du niveau des signaux audio, notamment aux fréquences les plus élevées. Ce que démontrent à l'évidence les tests techniques consacrés à ces appareils.



Une télécommande à fil très complète.

C.D.

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

LA DEMODULATION COHERENTE

3^e PARTIE

UNE PORTE ANALOGIQUE CURIEUSEMENT UTILISEE

Il reste un point à justifier sur le schéma de la figure 31 : la méthode d'obtention du signal (H), opposé à la référence (D).

On pourrait l'obtenir avec un « inverseur logique », par exemple une section du HEF 4049 (sextuple inverseur). Mais comme les portes analogiques, du genre du HEF 4066, sont par quatre dans un boîtier, nous en avons utilisé une comme inverseur.

La porte P₃, en effet, est conductrice quand la référence (H) est haute, bloquée quand cette référence est basse, puisque ladite référence est utilisée comme commande d'ouverture de cette porte.

Donc, si l'on relie une des bornes de cette porte à la masse, et l'autre (point H) au +E à travers un résistor R', le point (H) sera presque au potentiel de la masse quand P₃ est conductrice (G au niveau haut) et pratiquement au potentiel +E quand (G) étant au niveau bas, P₃ est bloquée.

On peut ainsi employer une des deux portes inutilisées du HEF 4066, et obtenir la référence inversée (H) sans rien

ajouter au montage (à part le résistor R').

On voit, sur la figure 32, que le signal arrivant au filtre passe-bas a une composante alternative dont la fréquence est double de celle du signal d'entrée à démoduler. Le filtrage s'en trouvera donc facilité.

COMMENT FILTRER AU MIEUX ?

La meilleure solution, de loin, pour filtrer le signal obtenu aux bornes de R dans les montages des figures 28 et 31, est l'utilisation d'un « filtre actif ».

Ce terme inquiète souvent les amateurs. Il n'y a vraiment pas de quoi. Précisons simplement que l'on nomme ainsi les filtres dans lesquels l'emploi de composants actifs (amplificateurs divers) permet d'éviter l'utilisation de bobinages.

Le filtre passe-bas que l'auteur affectionne tout particulièrement est celui dont la figure 33 indique le schéma, et qui est nommé, par les spécialistes : filtre à source contrôlée.

Avouez qu'il est simple : un amplificateur opérationnel monté en gain unité, deux résistances et deux condensateurs. C'est le calcul (pas trop méchant d'ailleurs) qui indique la valeur de $2 \times C$ à donner à la capacité du condensateur C' pour que le tout ait une « réponse de Butterworth ».

Là encore, pas de panique ! Un filtre passe-bas à réponse de Butterworth est tout simplement un filtre dont le taux de transmission (rapport s/e) décroît constamment (et, pour les fréquences basses, le plus lentement possible) quand la fréquence du signal e augmente. On pourrait penser que cela va de soi, que tout filtre passe-bas agit ainsi, mais ce n'est pas le cas.

TCHEBYTCHEF « COUPE MIEUX MAIS IL ONDULE » !

En effet, on utilise des filtres passe-bas dans lesquels on a choisi les éléments pour avoir une « coupure » aussi nette que possible quand la fréquence d'entrée dépasse une certaine valeur. Rappelons que la notion de « coupure » est une abstraction : un filtre

ne peut passer, par exemple, les 153 Hz à 100 % et couper totalement les 153,1 Hz.

Si l'on veut que la transmission du filtre varie vite autour d'une certaine fréquence, on est souvent conduit à donner à ce filtre une réponse dite « de Tchébyscheff ». Le rapport s/e, dans un tel filtre, ne décroît pas constamment quand la fréquence augmente : il a de petites ondulations, limitées dans une plage fixée à l'avance. Cela constitue un défaut, évidemment, mais, en contrepartie, le Tchébyscheff a une coupure plus franche (mais il est plus difficile à calculer).

EXPLICATION « PHYSIQUE » DU FILTRE ACTIF

Nous donnerons, un peu plus loin, une idée de la façon dont on calcule le filtre de la figure 33. Mais, auparavant,

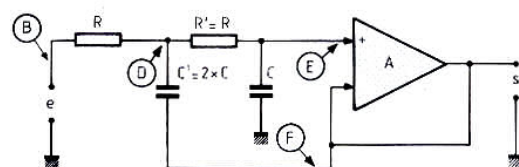


Fig. 33. — Une solution simple pour réaliser le filtre passe-bas de sortie est le filtre actif dit « à source contrôlée », utilisant un amplificateur opérationnel de gain unité, deux résistances et deux condensateurs.

expliquons un peu comment il agit.

Dans tout ce qui suit, quand nous parlerons de « tension », « potentiel » et « différence de potentiel », il s'agira de valeurs alternatives.

Aux fréquences basses, la valeur R de résistance étant faible par rapport à l'impédance du condensateur C , on trouve, aux points (E) et (D) des potentiels voisins de celui qui est appliqué en (B). L'amplificateur opérationnel, ayant un gain unité, applique au point (F) un potentiel égal à celui du point (E), donc très proche de celui du point (B), et également proche de celui du point (D).

Donc, entre (D) et (F), la différence de potentiel est faible, donc tout se passe comme si le condensateur C avait une capacité très réduite.

En effet, à la limite, si l'on appliquait à l'armature du bas de C , c'est-à-dire au point (F), un potentiel rigoureusement égal à celui qui est appliqué en (D), à son armature du haut, il n'y aurait aucune tension aux bornes de C , donc aucun courant ne passerait dans ce condensateur. Tout se passerait alors comme s'il avait une capacité nulle, c'est-à-dire comme s'il n'était pas là.

Donc, aux fréquences basses, tout se passe comme si le condensateur C n'était pas là. Mais dès que l'effet de R , R' et C = commence à réduire le potentiel en (E), la tension aux bornes de C n'est plus nulle, la présence de C se fait de plus en plus lourdement sentir.

UN CALCUL RELATIVEMENT SIMPLE

Si l'on veut faire le calcul donnant s en fonction de e , il faut prendre le problème « à l'envers », c'est-à-dire partir de s pour calculer e .

Nous supposons ici que la capacité de C est le produit par n de celle de C (dans la fig. 33, on a : $n = 2$).

Supposons connue la tension s , elle est la même qu'au point (E), à cause de l'amplificateur opérationnel. Il est alors facile de calculer le courant qui passe dans C , courant qui vaut :

$i_1 = j s C \omega$
formule dans laquelle j est l'imaginaire (la racine carrée de -1) et ω la « pulsation » de la tension s (produit de sa fréquence par $6,28$, alias 2π).

Or ce courant est le seul qui passe dans le résistor R' (le courant d'entrée d'un amplificateur opérationnel est négligeable), donc le potentiel en (D) est égal à :

$$V_d = s + R i_1 = s (1 + j R C \omega)$$

On calcule alors le courant i_2 passant dans C' , à partir de la tension $V_d - s$ aux bornes de C' , dont la capacité est $n C$. L'intensité passant dans R est alors égale à :

$i_3 = i_1 + i_2$
et l'on trouve e en ajoutant à V_d (calculé plus haut) la chute de tension $R i_3$ dans R .

Finalement, toutes simplifications faites, on trouve la valeur de e en fonction de s . Pour l'exprimer simplement, il est recommandé de remplacer le produit :

$$R C \omega$$

par la notation x , en se rappelant que x est tout simplement proportionnel à la fréquence f du signal puisque :

$$x = f / (2 \pi R C)$$

Il vient alors :

$$e = s (1 - n x^2 + 2 j x)$$

Si l'on ne s'intéresse qu'aux amplitudes des tensions e et s et pas à leurs phases, on trouve que :

$$e = s [1 + (4 - 2n) x^2 + n^2 x^4]$$

Pour éliminer le terme en x^2 sous la racine carrée, ce qui donnera la réponse de Butterworth, il faut donc que :

$$n = 2$$

REPOSE DU FILTRE

Avec cette valeur $C' = 2 C$, la transmission s/e du filtre est tout simplement :

$$1 / (1 + 4 x^4)$$

On calcule alors très facilement les valeurs d'atténuation

(en décibels) en fonction de x , ce qui donne le tableau suivant :

x :	0,3	0,5	0,7	0,93	1,39	2	3	4	7	10	20
att. :	0,13	1	3	6	12	18	25	30	40	46	58
	en dB										

Au-delà de $x = 5$, pratiquement l'atténuation du filtre augmente de 12 dB chaque fois que x double.

« EN PRIME » : UNE IMPEDANCE DE SORTIE NULLE !

Le filtre de la figure 33 présente un autre avantage extrêmement important : la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel monté, comme toujours, avec une forte contre-réaction.

Donc, cette tension est fournie par une source qui se comporte comme si sa résistance interne était nulle. Autrement dit, on va pouvoir l'utiliser comme on voudra, sans avoir peur de la perturber (à condition, bien entendu, de ne pas demander à l'amplificateur opérationnel des intensités qu'il ne peut pas fournir).

Quand on a réalisé à quel point la résistance interne des sources dans les montages est un fléau, on mesure mieux l'immense avantage que constitue la disparition, dans le filtre, de l'ennemie jurée de tout électronicien digne de ce nom.

CAS DU PONT DE WHEATSTONE

Nous avons évoqué plus haut un cas où la démodulation cohérente s'avère pratiquement indispensable : celui du pont de Wheatstone, représenté par la figure 9, quand il est alimenté par une tension alternative.

En effet, si l'on veut apprécier le déséquilibre du pont avec son sens dans le cas d'un pont alimenté en alternatif, il faut utiliser ladite démodulation pour analyser la tension de la diagonale du pont (la tension v sur la fig. 9).

Mais, là, nous nous heurtons à une difficulté, que l'on rencontre d'ailleurs assez souvent

dans des montages : la tension v n'a pas « une patte à la masse », autrement dit elle est la différence de potentiel entre deux points, donc aucun n'est à la masse.

On peut dire qu'elle est la différence entre deux tensions, u_1 et u_2 , chacune ayant un pôle à la masse.

Pour ramener cette tension « flottante » à une brave tension par rapport à la masse, nous avons, heureusement, une solution simple : l'amplificateur de différence.

Un tel instrument reçoit, à ses entrées, deux tensions, u_1 et u_2 , ayant chacune un pôle à la masse, et fournit, en sortie, une tension :

$$u_3 = u_1 - u_2$$

la tension u_3 étant fournie par rapport à la masse.

Certains se diront que l'amplificateur opérationnel, à lui tout seul, résout le problème, puisque sa tension de sortie est fonction de la seule différence $e_1 - e_2$ des deux tensions d'entrée e_1 et e_2 .

Une telle solution n'est pas utilisable. Le gain « en boucle ouverte » d'un amplificateur opérationnel, énorme, n'a aucune valeur précise et il n'est pas constant.

C'est bien avec un amplificateur opérationnel (ou trois) et quelques résistors que l'on va réaliser l'amplificateur de différence, mais ce dernier aura un gain parfaitement connu, stable, et relativement bas (nous n'avons d'ailleurs pas besoin d'un grand gain).

L'AMPLIFICATEUR DE DIFFERENCE

Comment cela fonctionne-t-il ? Plutôt que de donner le schéma directement et d'en justifier le fonctionnement ensuite, nous allons essayer de

le retrouver méthodiquement. On sait qu'il y a deux réalisations possibles d'amplificateurs de tension à partir d'un amplificateur opérationnel.

La première (fig. 34a) utilise une contre-réaction en tension. L'amplificateur opérationnel maintient, comme il doit le faire (s'il le peut) le potentiel de son entrée « - » à la même valeur que celui de son entrée « + », ce qui implique que V_o soit tel que :

$$V_o r / (R+r) = u_1$$

En effet, le diviseur de tension $R - r$ applique sur l'entrée « - » une tension qui est le produit de V_o par $r/(R+r)$ (il ne faut pas oublier que les entrées de l'amplificateur opérationnel ne consomment aucun courant).

Donc, dans le cas du montage (a) de la figure 34, on a :

$$V_o = u_1 (R+r)/r$$

Dans le cas du montage de la figure 34b, comme l'entrée « + » est au potentiel zéro (mise à la terre), l'amplificateur opérationnel maintient à zéro le potentiel de son entrée « - ». Celle-ci ne consommant aucun courant, cela signifie que le courant :

$$u_2/r$$

qui lui arrive est égal au courant :

$$- V_o/R \text{ qui en repart.}$$

On en déduit que :

$$V_o = - u_2 R/r$$

UNE ETAPE INTERMEDIAIRE... IMPARFAITE

Dès lors, il vient assez naturellement à l'idée de réaliser le montage de la figure 35. Si nous supposons que u_1 et u_2 sont deux sources de tension « correctes » (c'est-à-dire qu'elles n'ont pas « la résistance interne »), on voit que :

- si $u_2 = 0$ (pied de r à la masse), nous avons le montage de la figure 34a, et $V_o = u_1 (R+r)/r$;

- si $u_1 = 0$ (entrée « + » à la masse), nous avons le montage de la figure 34b, et $V_o = - u_2 R/r$.

Prenons, par exemple, $R = 10 \times r$, avec u_1 seul, on a

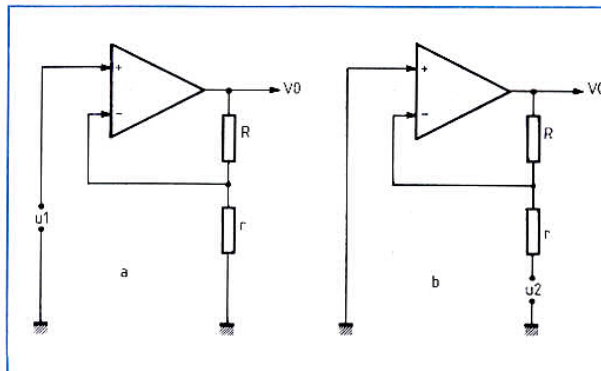


Fig. 34. - Un amplificateur opérationnel peut être monté de deux façons pour amplifier une tension. En (a), il a un gain positif, la sortie V_o valant le produit de u_1 par $(R+r)/r$. Le montage (b) correspond à un gain négatif, V_o valant, cette fois, le produit de u_2 par $-R/r$.

$V_o = 11 u_1$, et, avec u_2 seul, on a $V_o = -10 u_2$.

Supposons maintenant que les tensions u_1 et u_2 soient présentes simultanément. Nous admettons que leurs actions individuelles s'ajoutent algébriquement (supposition parfaitement valable, et dont la démonstration porte le nom assez pompeux de « Théorème de la superposition des états d'équilibre »), ce qui nous donne alors :

$$V_o = 11 u_1 - 10 u_2$$

Ce n'est pas là tout à fait ce que nous voulions : nous souhaitons une tension de sortie qui soit :

$$V = 10 (u_1 - u_2) \text{ ou}$$

$$10 u_1 - 10 u_2$$

Autrement dit, la tension de sortie du montage de la figure 35 est un peu trop sensible à u_1 . Donc, si nous réduisons u_1 dans le rapport 10/11 avant de l'appliquer à l'entrée « + », nous aurions exactement ce que nous avions désiré.

NOUS ARRIVONS AU MONTAGE « PARFAIT »

Nous allons donc obtenir un bon résultat avec le montage de la figure 36. Nous y utilisons un diviseur de tension pour réduire un peu la tension appliquée à l'entrée « + ».

Ce diviseur utilise deux résistances, R_1 et R_2 , dont les résistances sont Kr et kR , le coefficient k étant quelconque. Dans le cas de notre exemple précédent, dans lequel nous

avons pris $R = 10 r$, il nous suffira de prendre $R_2 = 10 R_1$. Dans ces conditions, comme on applique à l'entrée « + » de l'amplificateur opérationnel une tension qui vaut $u_1 \times 10/11$ et que la tension V_o vaut 11 fois cette valeur, on voit que la sortie V_o variera bien comme $10 \times u_1$.

Donc un tel montage nous donne, en sortie, une tension : $V_o = 10 (u_1 - u_2)$.

Pour vérifier que le montage agit bien comme il le doit, la meilleure méthode consiste à appliquer la même tension à u_1 et à u_2 (ce qui se fait en reliant entre eux les points A et B, et en appliquant simultanément à ces deux points une tension variable par rapport à la masse) : la tension de sortie V_o doit demeurer constamment nulle.

S'il n'en est pas ainsi, on retouche légèrement un des quatre résistances du montage jusqu'à ce que V_o reste parfaitement nul, quel que soit le potentiel commun des points A

et B, reliés entre eux. Pour faire cette « retouche », le mieux est de constituer le résistor en question par un premier résistor fixe, d'une résistance un peu inférieure à la valeur théorique, en série avec un résistor ajustable, de résistance bien plus petite. Par exemple, si l'on doit avoir une valeur de $1 \text{ k}\Omega$, il faut utiliser un résistor fixe de 910Ω , en série avec un résistor ajustable de 200Ω maximum.

ENCORE UNE PETITE QUESTION DE RESISTANCE D'ENTREE

Le montage de la figure 36 a, cependant, un inconvénient : ses deux entrées consomment du courant, ce qui peut perturber les sources qui fournissent les deux tensions dont on veut avoir la différence, surtout si ces sources « ont la résistance interne », ce qui sera forcé-

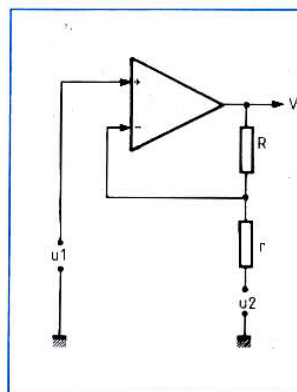


Fig. 35. - Si l'on utilise « en même temps » l'amplificateur opérationnel en gain positif et en gain négatif, on s'approche de l'amplificateur de différence (qui doit donner en sortie un multiple de $u_1 - u_2$). Mais le gain est un peu trop grand par rapport à u_1 .

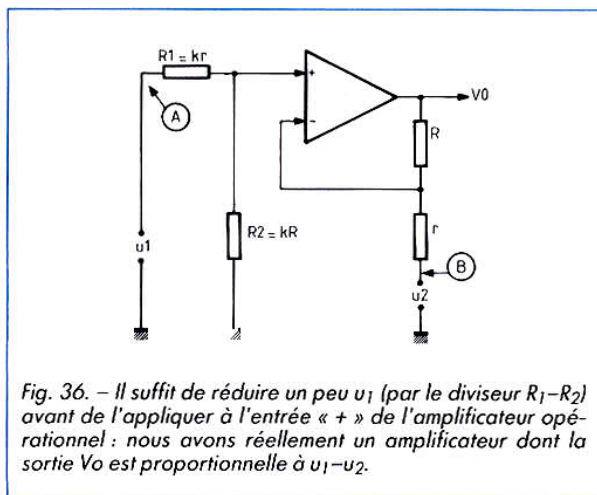


Fig. 36. — Il suffit de réduire un peu u_1 (par le diviseur R_1-R_2) avant de l'appliquer à l'entrée « + » de l'amplificateur opérationnel : nous avons réellement un amplificateur dont la sortie V_o est proportionnelle à u_1-u_2 .

ment le cas quand on utilisera l'amplificateur de différence pour apprécier l'équilibre du pont de la figure 9.

Le remède est bien connu : nous allons ajouter à notre montage deux amplificateurs opérationnels en « suiveurs », c'est-à-dire de gain unité en tension, recopiant vers les points adéquats les tensions u_1 et u_2 , ne consommant à ces sources aucun courant, et capables de fournir, là où c'est nécessaire, des courants non nuls.

On arrive alors au montage de la figure 37. Le fait qu'on y utilise trois amplificateurs opérationnels n'a rien d'inquiétant : ces composants se trouvent souvent par quatre dans le même boîtier (comme les TL 074 ou TL 084). Mais, maintenant, les résistances d'entrées du montage sont infinies (ou presque) et les sources u_1 et u_2 n'ont plus aucun courant à fournir.

La sortie V_o peut alors être appliquée directement au démodulateur cohérent de la figure 28. Mieux encore, comme le montage de la figure 37 nécessite trois amplificateurs opérationnels et que, comme on l'a dit, on les trouve par quatre dans un même boîtier, nous pourrions utiliser le quatrième pour réaliser un inverseur du signal V_o , ce qui nous permettra de faire de la démodulation cohérente en

deux alternances, comme sur le schéma de la figure 31.

On pourra aussi se contenter de la démodulation du type de la figure 28, en utilisant le quatrième amplificateur opérationnel disponible pour réaliser le filtre passe-bas, selon le schéma de la figure 33 par exemple.

Si vous réalisez un pont de Wheatstone alimenté en alternatif, suivi d'un amplificateur de différence et d'une démodulation cohérente, vous serez surpris par la précision de l'instrument. Par ailleurs, il se

prête parfaitement en fonctionnement en « pont de Sauty », pour la mesure des capacités.

On remplace alors, dans la figure 9, les résistances X et R par deux condensateurs de capacité C (à la place de X) et C' (à la place de R). L'équilibre du pont a lieu pour :

$$P/Q = C/C'$$

car le rapport des impédances des deux condensateurs est évidemment l'inverse du rapport de leurs capacités.

Le grand intérêt de l'emploi d'une démodulation cohérente avec un pont de Sauty (ou un pont de Maxwell pour la mesure des coefficients de self-induction) tient au fait que toute tension alternative parasite, déphasée de 90° par rapport à la tension normale de déséquilibre, est éliminée par le système de démodulation cohérente.

ET SI NOUS N'AVONS PAS DE TENSION DE « REFERENCE » ?

Ce que l'on pourrait reprocher à la démodulation cohérente, par ailleurs parfaite en

ce qui concerne sa linéarité, est la nécessité de disposer d'une « référence ».

Dans les différents exemples donnés (capteur de position à transformateur différentiel, pont de Wheatstone ou de Sauty alimentés en alternatif), la « référence » était incluse dans le montage (alimentation du primaire du transformateur différentiel ou du pont).

Comment ferons-nous alors pour bénéficier de la qualité exceptionnelle de cette démodulation dans le cas d'un signal modulé en amplitude, non accompagné de la fameuse « référence » ? Tout simplement en « recréant » la référence.

Il existe en effet un moyen d'asservir la fréquence d'un oscillateur à celle d'un signal, par la méthode de la « boucle verrouillée en phase », ou « PLL » (Phase Locked Loop), universellement employée pour les bases de temps horizontales des téléviseurs.

La figure 38 en indique le principe. Le signal « pilote » est, par exemple, une porteuse modulée en amplitude, ou un signal dont la fréquence peut présenter des variations rapides, la valeur moyenne de cette fréquence étant quand même bien définie.

L'oscillateur nommé « VTO »

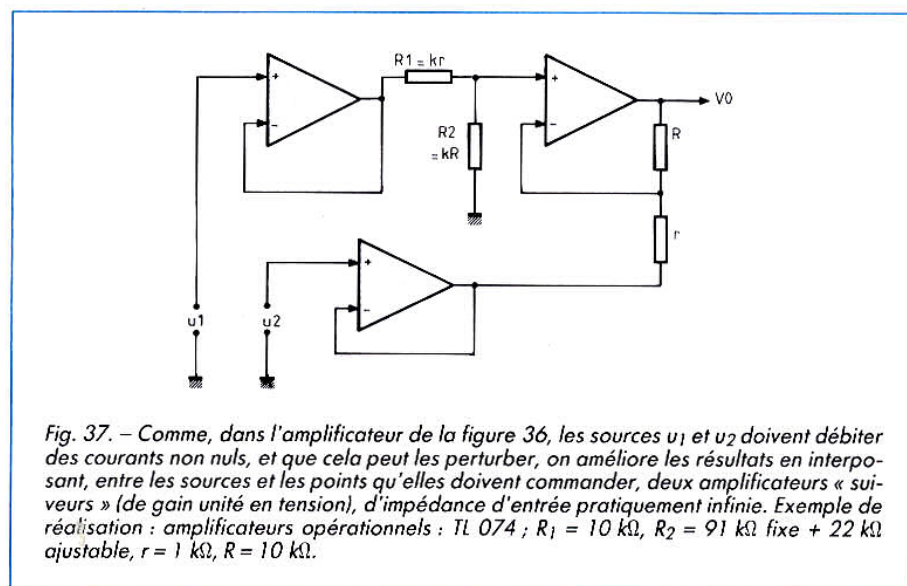
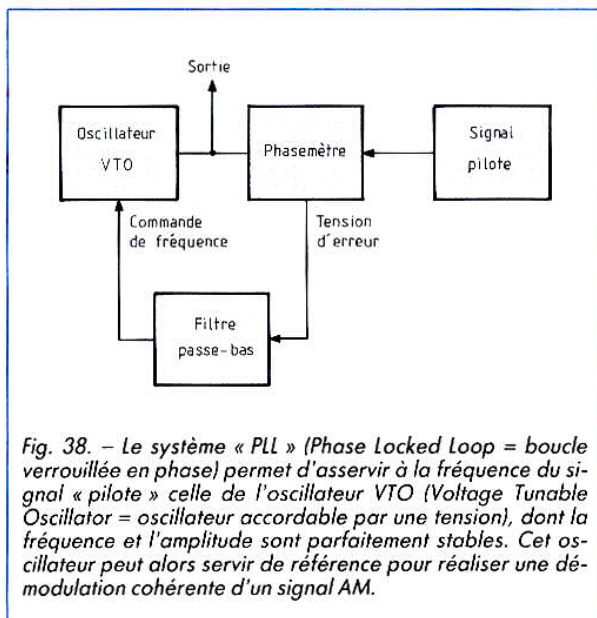


Fig. 37. — Comme, dans l'amplificateur de la figure 36, les sources u_1 et u_2 doivent débiter des courants non nuls, et que cela peut les perturber, on améliore les résultats en interposant, entre les sources et les points qu'elles doivent commander, deux amplificateurs « suiveurs » (de gain unité en tension), d'impédance d'entrée pratiquement infinie. Exemple de réalisation : amplificateurs opérationnels : TL 074 ; $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 91 \text{ k}\Omega$ fixe + $22 \text{ k}\Omega$ ajustable, $r = 1 \text{ k}\Omega$, $R = 10 \text{ k}\Omega$.



(Voltage Tunable Oscillator = oscillateur accordable par une tension) est tel qu'on peut agir sur sa fréquence par une tension continue, comme on le fait avec des diodes « varicap », bien connues des lecteurs du *Haut-Parleur*.

On utilise un phasemètre pour comparer la phase du signal du VTO et celle du signal « pilote ». Il en résulte, lorsque ces deux tensions se décalent en phase l'une par rapport à l'autre, un signal « d'erreur ». Ce signal, filtré, agit sur la commande de fréquence du VTO. Ainsi, après un temps de stabilisation, le VTO se « verrouille » sur la fréquence moyenne du signal pilote.

Le tout peut paraître compliqué, mais il existe, depuis longtemps, d'excellents circuits intégrés qui comportent tous les composants de la fi-

gure 38 (à part le filtre), comme le HEF 4046 par exemple.

Il devient alors aisé, à partir d'un signal AM à 455 kHz, par exemple, de recréer une porteuse à 455 kHz stable, d'amplitude constante, qui permet de traiter le signal modulé par la méthode de la démodulation cohérente exposée ci-dessus. Les résultats sont sans aucune comparaison possible avec ceux d'une simple détection.

Nous reviendrons ultérieurement sur ces problèmes de phasemètres et de PLL, mais nous avons signalé cette méthode pour montrer à quel point la démodulation cohérente était une technique pleine de possibilités très intéressantes.

J.-P. OEHMICHEN

BLOC-NOTES

LE MASTER DE L'ELECTRONIQUE

IC Master 90 est le répertoire sur les circuits intégrés le plus largement utilisé dans le monde.

L'édition 1990 comprend les guides Master de choix suivants : numérique, interfaces, linéaires, mémoires, microprocesseurs, cartes pour microordinateurs, système de développement ; cartes supports : mémoires, circuits intégrés militaires, circuits intégrés grand public, circuits intégrés digitaux pour montage en surface (CMS), Custom, semi-custom, ASIC.

IC Master est organisé par types, fonctions et paramètres clés et est orienté vers la résolution des problèmes que rencontrent les ingénieurs de conception. Il permet de ga-



agner du temps dans la recherche d'un C.I. spécifique et de ses secondes sources. L'édition 1990 contient plus de 155 000 références.

Le nouvel IC Master se présente en trois volumes (dont un volume ASIC, custom et semi-custom...) avec guides multilingues (anglais, français, allemand, espagnol et japonais). Plus de 155 000 C.I. y sont répertoriés dont 14 000 nouveaux circuits. Les sections choix des produits sont organisées par fonctions et paramètres, pour faciliter la recherche. Les fabricants et leurs distributeurs figurent sur un répertoire complet.

Editeur : Conseil et Promotion (1 475 F HT), 28, rue de la Procession, 92150 Suresnes. Tél. : (1) 45.06.42.75.

PRINCIPE DES SYSTEMES DE TELEVISION EN COULEUR DU NTSC AU D2-MAC/PAQUET

Le spectre des images de télévision monochrome se compose essentiellement de bandes étroites de fréquences, dont l'énergie est en grande partie concentrée près des harmoniques pairs de la fréquence moitié de balayage ligne.

Ce spectre résulte du découpage des images en lignes successives où chaque image contient une grande partie de redondances. Ce spectre peut être exprimé approximativement par une série de Fourier.

Le spectre du signal de couleur peut comporter également de semblables concentrations d'énergie qui peuvent être intercalées avec celles du spectre monochrome. Il suffit de les localiser aux fréquences correspondant aux harmoniques impairs de la fréquence moitié de balayage ligne.

Le signal couleur peut donc être transmis par une sous-porteuse dont la fréquence doit être élevée afin de pouvoir l'intercaler facilement avec celles du spectre monochrome.

Ce système d'insertion d'une sous-porteuse dont la fréquence correspond à un harmonique impair de la demi-fréquence ligne est celui de la télévision en couleur née aux USA et désignée par NTSC. Il exige une très grande stabilité de fréquence et de phase de la sous-porteuse.

Les systèmes exploités en Europe, SECAM ou PAL n'ont pas cet inconvénient. En revanche, ces systèmes sont élaborés à partir de sous-porteuses dont les fréquences ne sont pas des harmoniques impairs de la

demi-fréquence ligne, d'où l'apparition d'interférences par le signal de luminance et le signal de chrominance sous forme de diaphotie et même l'interférence du signal de la porteuse son par diaphonie.

Les systèmes exploités en Europe apportent de ces faits une atténuation sensible aux fréquences élevées du signal de luminance, entre 4 et 5 MHz, c'est-à-dire dans la partie du signal vidéo comportant tous les détails fins de l'image, aucune information relative à ces détails n'étant

fournie par la sous-porteuse de chrominance. Ces standards sont parvenus à leurs limites et ne peuvent être utilisés en haute définition. Ils sont de technologie analogique, alors que tous les équipements tendent vers le numérique, d'où l'apparition d'un système séparant la luminance de la chrominance sans faire intervenir l'emploi d'une sous-porteuse. C'est le système MAC.

CARACTERISTIQUES DES SOUS-ORTEUSES NTSC, PAL ET SECAM ET DE LEURS COMPOSANTES

Il est possible de transmettre deux informations différentes avec une onde sinusoïdale en constituant cette onde de deux composantes en quadrature, dont les amplitudes sont modulées respectivement par chaque information. C'est le cas des sous-porteuses PAL et NTSC.

La sous-porteuse PAL est constituée d'une composante modulée en amplitude par le signal $(R - Y) \times 0,88$ et d'une composante en quadrature modulée en amplitude par le signal $(B - Y) \times 0,49$. Ces deux composantes sont réduites en amplitude par les coefficients 0,88 et 0,49 dont le

but est de supprimer des distorsions. Dans le cas d'une couleur magenta (pourpre) correspondant à $R = 1$, $V = 0$ et $B = 1$, la composante $(R - Y) \times 0,88 = 0,52$ et la composante $(B - Y) \times 0,49 = 0,29$, ce qui donne la somme vectorielle constituant la sous-porteuse de la figure 1 dont l'amplitude est 0,59 et la phase par rapport à l'axe $(B - Y)$ est 61° . La constitution de la sous-porteuse se trouve résumée dans le tableau de la figure 2 par la ligne encadrée réservée à la couleur magenta.

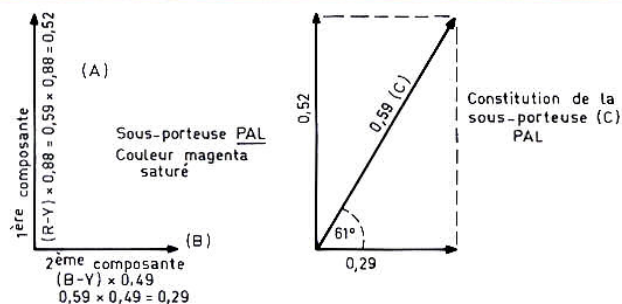
Ce même tableau indique également les composantes et les sous-porteuses PAL dans le cas des couleurs jaune, cyan (vert-bleu), vert, rouge, bleu ainsi que les composantes du blanc, gris et noir. La transmission de la sous-porteuse avec ses composantes $(R - Y) \times 0,88$ et $(B - Y) \times 0,49$ permet de reproduire dans le récepteur les signaux $(R - Y)$ et $(B - Y)$ donc $(R - Y) + Y = R$ et $(B - Y) + Y = B$. Il manque encore la troisième couleur qui est le vert.

L'ELABORATION DU SIGNAL $(V - Y)$ ET DU SIGNAL V

Le vert, quand il existe, est transmis par les $(R - Y)$ et $(B - Y)$ sous la forme $-0,51 (R - Y) - 0,19 (B - Y) = V - Y$ d'où $(V - Y) + Y = V$.

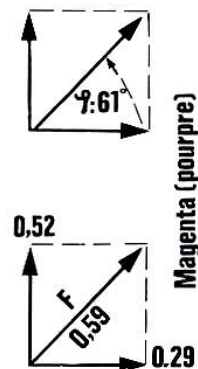
I N I T I A T I O N

ELECTRONIQUE



Il est possible de transmettre deux informations différentes (R-Y) et (B-Y) avec une onde sinusoïdale (sous-porteuse) en constituant cette onde de deux composantes en quadrature, dont les amplitudes sont modulées respectivement par chaque information.

Fig. 1. – Elaboration d'une sous-porteuse à deux composantes.



Phase de la sous-porteuse	Couleur	R	V	B	Y	R-Y	B-Y	PAL				D2-MAC/Paquet			
								Y	R-Y 1,14	B-Y 2,03	Sous-porteuse	Y	R-Y 1,4	B-Y 1,78	Y codé
0°	Blanc	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1-0,5=+0,5
167°	Jaune	1	1	0	0,89	0,11	-0,89	0,89	0,10	-0,44	0,45	0,89	0,07	-0,5	0,89-0,5=+0,39
284°	Cyan	0	1	1	0,70	-0,70	0,30	0,70	-0,62	0,15	0,63	0,70	-0,50	0,16	0,70-0,5=+0,20
241°	Vert	0	1	0	0,59	-0,59	-0,59	0,59	-0,52	-0,29	0,59	0,59	-0,42	-0,33	0,59-0,5=+0,09
	Gris	0,5	0,5	0,5	0,5	0	0	0,5	0	0	0	0,5	0	0	0
61°	Magenta	1	0	1	0,41	0,59	0,59	0,41	0,52	0,29	0,59	0,41	0,42	0,38	0,41-0,5=-0,09
104°	Rouge	1	0	0	0,30	0,70	-0,30	0,30	0,68	-0,15	0,63	0,30	0,50	-0,16	0,30-0,5=-0,20
347°	Bleu	0	0	1	0,11	-0,11	0,89	0,11	-0,10	0,44	0,45	0,11	-0,07	0,50	0,11-0,5=-0,39
	Noir	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0-0,5=-0,5

Fig. 2. – Tableau de composition des couleurs (phase et amplitude de la sous-porteuse PAL, amplitude en D2 MAC).

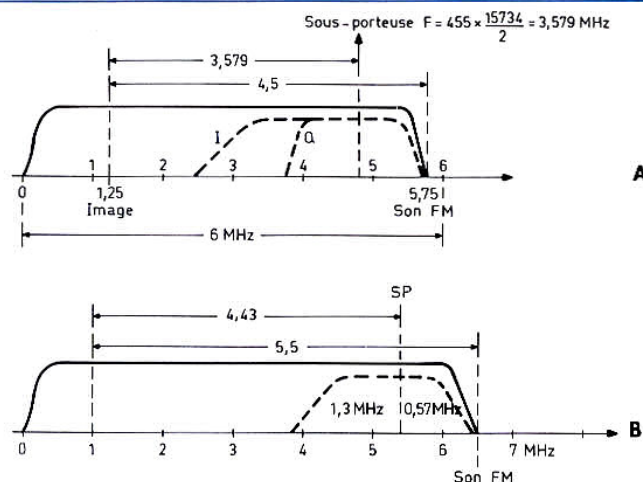


Fig. 3. – Spectre de canal (NTSC en A, PAL en B).

Pour obtenir ce résultat, nous posons :

$$\begin{aligned}
 & -0,51(R-Y) - 0,19(B-Y) \\
 & = -0,51R + 0,51Y - 0,19B \\
 & + 0,19Y \\
 & = -0,51R + 0,70Y - 0,19B \\
 & = -0,51R + 0,70(0,59V \\
 & + 0,30R + 0,11B) - 0,19B \\
 & = -0,51R + 0,41V + 0,21R \\
 & + 0,077B - 0,19B \\
 & = -0,30R + 0,41V - 0,11B \\
 & = 1,00V - 0,59V - 0,30R \\
 & - 0,11B \\
 & = 1,00V - (0,59V + 0,30R \\
 & + 0,11B) \\
 & = 1,00V - Y = V - Y \\
 & \text{d'où } (V - Y) + Y = V.
 \end{aligned}$$

Le récepteur reproduit donc les trois couleurs R, B et V à l'aide des signaux Y, (R-Y) et (B-Y) du fait que (R-Y) + Y = R, (B-Y) + Y = B et (V-Y) + Y = V.

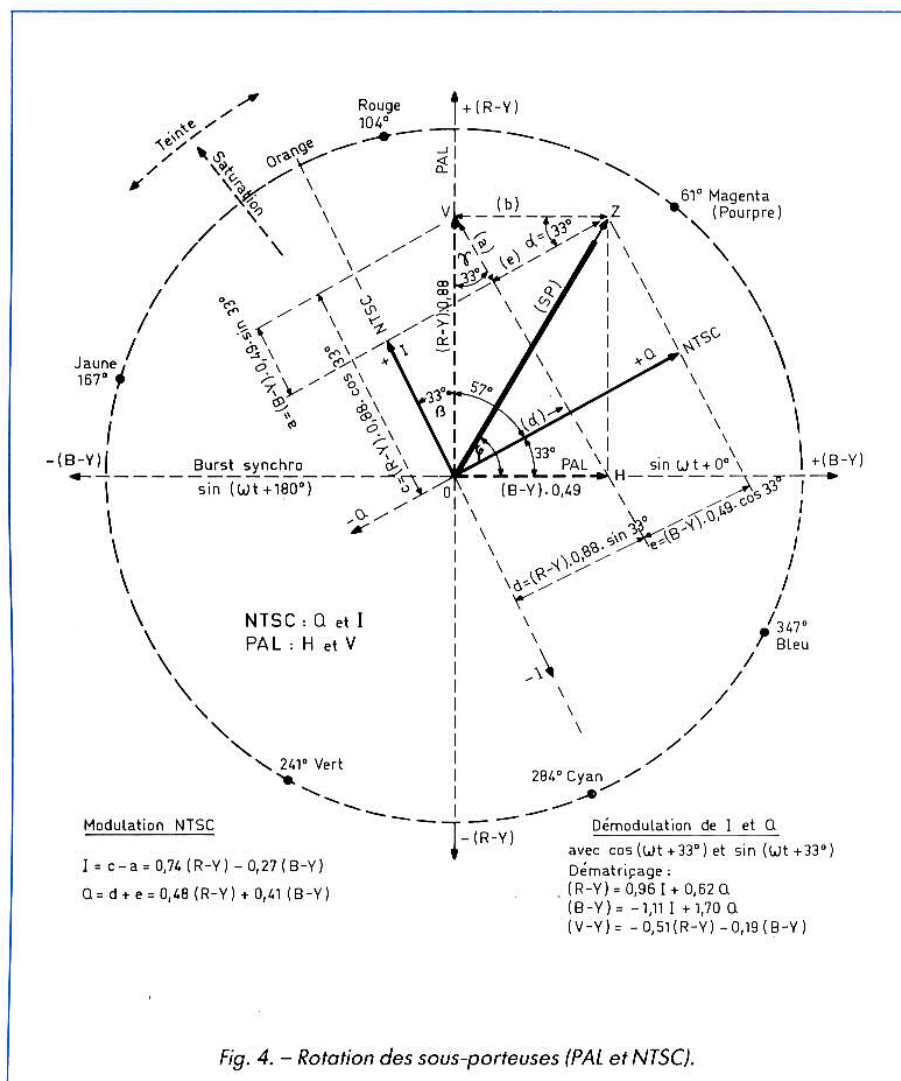


Fig. 4. - Rotation des sous-porteuses (PAL et NTSC).

SEPARATION ENTRE LE SIGNAL Y ET LES SIGNAUX (R - Y) ET (B - Y)

La variation totale de luminance, Y_{CD} , produite par les signaux $(V - Y)$, $(R - Y)$ et $(B - Y)$ est donnée par : $Y_{CD} = K (0,59 V + 0,30 R + 0,11 B - Y)$ où K est une constante de transfert exprimée en « foot-lamberts par volt ».

Comme $0,59 V + 0,30 R + 0,11 B = Y$, on obtient finalement et quel que soit le système, PAL, SECAM ou NTSC, une luminance totale $Y_{CD} = K (Y - Y) = 0$, c'est-à-dire aucune variation du signal Y pendant la présence des signaux $(V - Y)$, $(R - Y)$ et $(B - Y)$. Dans le cas d'un système linéaire, ces signaux, lorsqu'ils agissent ensemble, ne contribuent pas aux variations du signal Y donc aux variations de la luminance. On peut considérer que le système fonctionne à luminance constante.

FREQUENCE DE LA SOUS-ORTEUSE PAL ET LARGEUR DES BANDES LATÉRALES

L'emplacement de la sous-porteuse PAL dans les canaux B et G est montré en figure 3A. La composante $(B - Y)$ occupe une bande latérale de 0,57 MHz et la composante $(R - Y)$ occupe une bande latérale de 1,3 MHz.

On peut représenter la sous-porteuse PAL (SP) avec ses composantes $(R - Y) \times 0,88$ et $(B - Y) \times 0,49$ dans le diagramme de la figure 4 qui montre la rotation de la sous-porteuse en fonction des différentes couleurs, donc en fonction des signaux Y , $(R - Y) \times 0,88$ et $(B - Y) \times 0,49$ du tableau de la figure 2. Ce diagramme est valable pour le PAL et pour le NTSC, comme nous le montrerons par la suite. Toutes les couleurs peuvent être représentées dans le diagramme de la figure 4, il suffit de traduire les données de la figure 2 en vecteurs avec leur angle φ pour obtenir la rotation de la sous-porteuse (SP).

LA SOUS-ORTEUSE NTSC. L'ADAPTATION DE SES COMPOSANTES A LA SENSIBILITE DE L'ŒIL

L'œil est moins sensible aux détails de couleur dans la région moyenne reliant le jaune-vert au pourpre (magenta) que pour celles de la région moyenne reliant l'orange (jaune-rouge) au cyan (bleu-vert). Il sera donc intéressant de faire subir une rotation de 33° aux composantes $(R - Y) \times 0,88$ et $(B - Y) \times 0,49$ dans le sens contraire des aiguilles d'une montre, comme nous l'avons fait dans le diagramme de la figure 4.

Nous obtenons par cette rotation les axes Q et I qui sont ceux des composantes de la sous-porteuse NTSC.

Les calculs très simples montrent dans le diagramme que :

$$\sin 33^\circ = \frac{(d)}{(R - Y) \times 0,88}$$

$$\text{et } \cos 33^\circ = \frac{(e)}{(B - Y) \times 0,49}$$

$$d = (R - Y) \times 0,88 \times \sin 33^\circ \text{ et } e = (B - Y) \times 0,49 \times \cos 33^\circ$$

ce qui donne :

$$Q = d + e = (R - Y) \times 0,88 \times \sin 33^\circ + (B - Y) \times 0,49 \times \cos 33^\circ = 0,48(R - Y) + 0,41(B - Y)$$

On a également :

$$\cos 33^\circ = \frac{(c)}{(R - Y) \times 0,88}$$

$$\text{et } \sin 33^\circ = \frac{(a)}{(B - Y) \times 0,49}$$

$$c = (R - Y) \times 0,88 \times \cos 33^\circ \text{ et } a = (B - Y) \times 0,49 \times \sin 33^\circ$$

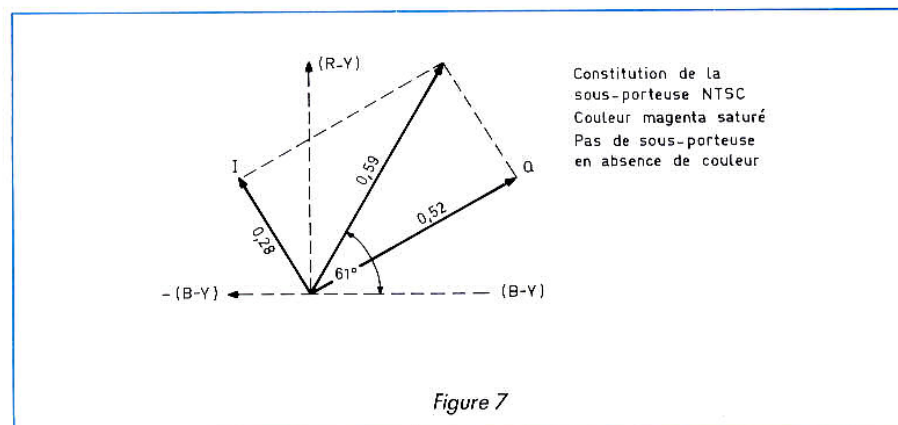
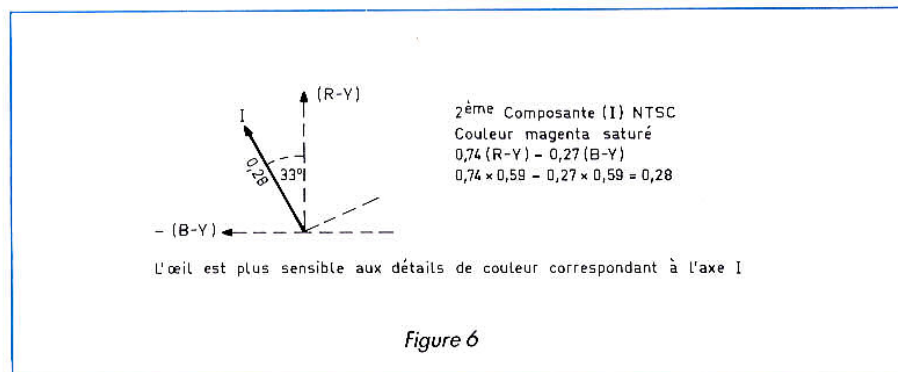
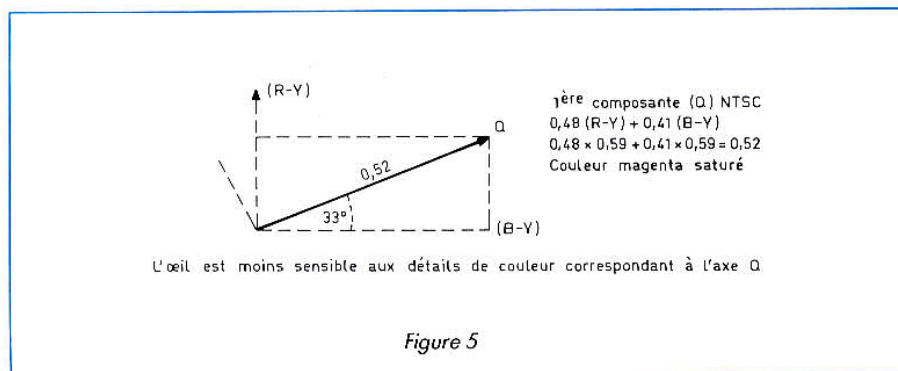
ce qui donne

$$I = c - a = (R - Y) \times 0,88 \times \cos 33^\circ - (B - Y) \times 0,49 \times \sin 33^\circ = 0,74(R - Y) - 0,27(B - Y).$$

Comme l'œil est moins sensible aux détails de couleur dans la région moyenne reliant le jaune-vert au magenta, la composante de la sous-porteuse qui correspond à ces couleurs et qui est Q dans la figure 4 peut être transmise avec une bande de fréquence d'environ 0,5 MHz tandis que la composante destinée aux couleurs dont l'œil est plus sensible aux détails et qui est I exige une bande de fréquence d'environ 1,3 MHz et même plus. Le canal original NTSC se présente ainsi avec les fréquences et les bandes de la figure 3B.

ELIMINATION DE LA DIAPHOTIE ENTRE LES SIGNAUX Q ET I DU NTSC

La figure 3B montre que la bande latérale supérieure de la sous-porteuse est beaucoup moins large que la bande latérale inférieure de la sous-porteuse. L'inégalité de ces deux bandes latérales produit une diaphotie d'une composante sur l'autre de la sous-porteuse. Cette diaphotie est éliminée en transmettant la composante Q à l'aide de bandes latérales symétriques de 0,5 MHz qui ne donnent pas de diaphotie sur le signal de la composante I.



En ce qui concerne les bandes latérales de la composante I, elles sont symétriques pour les fréquences inférieures à 0,5 MHz. Pour les fréquences supérieures à 0,5 MHz, la composante I est transmise à l'aide d'une seule bande latérale, ce qui élimine la diaphotie entre les composantes I et Q.

CONSTITUTION D'UNE SOUS-ORTEUSE NTSC

Dans le cas d'une couleur pourpre saturé (magenta), la composante Q calculée à l'aide du tableau de la fi-

gure 2 est montrée en figure 5 et la composante I de la même couleur en figure 6. La somme vectorielle de Q et I constitue la sous-porteuse de la figure 7 provenant de la couleur magenta saturé.

Cette couleur correspond à :
 $Q = 0,48(R - Y) + 0,41(B - Y)$
 $= 0,52$ (fig. 5) ;

$I = 0,74 (R - Y) - 0,27 (B - Y)$
 $= 0,28$ (fig. 6) et
 $F = \sqrt{I^2 + Q^2} = 0,59$ (fig. 7).
 Le magenta (pourpre) saturé est donné par
 $R = 1, B = 1$ et $V = 0$ (fig. 2)
 donc par $R - Y = 0,59$; $B - Y = 0,59$; $Q = 0,52$ et $I = 0,28$.

COMPARAISON DES COMPOSANTES ET SOUS-PORTEUSES PAL ET NTSC

C'est la couleur bleu saturé que nous avons choisie pour comparer les deux systèmes avec $B = 1$ $R = 0$ et $V = 0$. Les composantes du PAL sont données en figure 8 ainsi que la sous-porteuse. La fréquence :

$$F = 568 \times \frac{15\,625}{2} = 4,433 \text{ MHz}$$

L'harmonique « 568 » n'est pas favorable en ce qui concerne la suppression de la diaphotie. L'élimination de la diaphotie entre les composantes $(R - Y) \times 0,88$ et $(B - Y) \times 0,49$ n'est pas non plus assurée par les bandes latérales. En revanche, le système PAL ne produit aucune fausse couleur par la variation de phase de la sous-porteuse F . Le même bleu saturé transmis en NTSC fait apparaître les composantes Q et I de la figure 9 et la sous-porteuse F . La fréquence :

$$F = 455 \times \frac{15\,734}{2} = 3,579 \dots \text{ MHz.}$$

C'est donc un harmonique impair de la demi-fréquence ligne qui permet d'éliminer la diaphotie provenant de la sous-porteuse, et ce sont les bandes latérales des composantes qui éliminent la diaphotie entre celles-ci. Il reste néanmoins un point faible : une variation de phase de 5° de la sous-porteuse F se traduit par l'apparition d'une autre couleur. Des progrès ont

été faits dans ce domaine, et beaucoup de brevets ont été déposés, dont le mien.

Pour obtenir les signaux $(R - Y)$ et $(B - Y)$ à partir des signaux I et Q , il suffit de constituer la matrice $(R - Y) = 0,96 I + 0,62 Q$; $(B - Y) = 1,11 I + 1,70 Q$ et ensuite $(V - Y) = -0,51 (R - Y) - 0,19 (B - Y)$. On peut ensuite reconstituer les signaux R , B et V à l'aide de la matrice de la figure 10.

SIGNAL DE COULEUR NTSC COMPLET POUR UNE LIGNE

La figure 11 montre ce signal en présence d'une sous-porteuse transmettant le jaune saturé. La modulation inversée (négative) reproduit le blanc avec 15 % et le noir avec 65 % de l'amplitude maximale de la porteuse. La figure montre également la salve de synchronisation (Burst). La fréquence de la sous-porteuse couleur n'est pas représentée à l'échelle des temps. Le dépassement du niveau de blanking et du niveau de suppression de la porteuse, par les crêtes de modulation de la sous-porteuse couleur, dépend du choix des niveaux correspondant au noir et au blanc. Le niveau du noir est ici arbitrairement choisi.

La ligne montre les variations d'amplitude de la porteuse : noir, synchro, burst, noir, blanc, jaune saturé ($R = 1$) ($V = 1$) et ($B = 0$). Sous-porteuse $F = 0,45$ et $\varphi = 167^\circ$. Pourcentages du signal vidéo : noir = 0, synchro = + 70 % ; suppression de la porteuse = - 130 %.

LES SOUS-PORTEUSES DU SECAM

Ce système séquentiel de ligne transmet une ligne par le signal $(R - Y)$ à l'aide d'une sous-porteuse 4,406 MHz

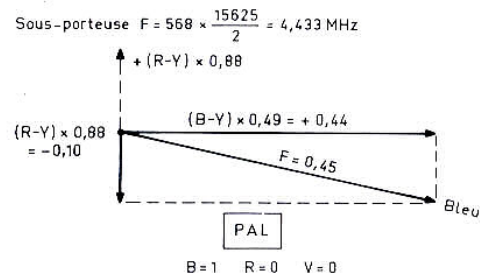


Fig. 8. - Composantes du bleu saturé en PAL.

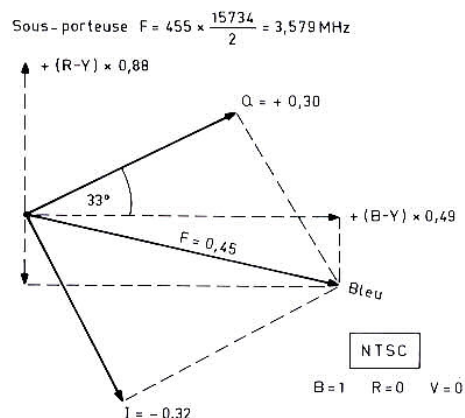


Fig. 9. - Composantes du même bleu en NTSC.

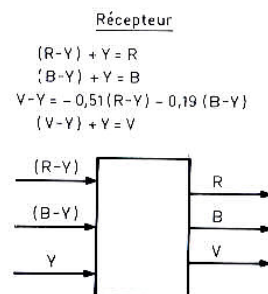


Fig. 10. - Matrice de reconstitution.

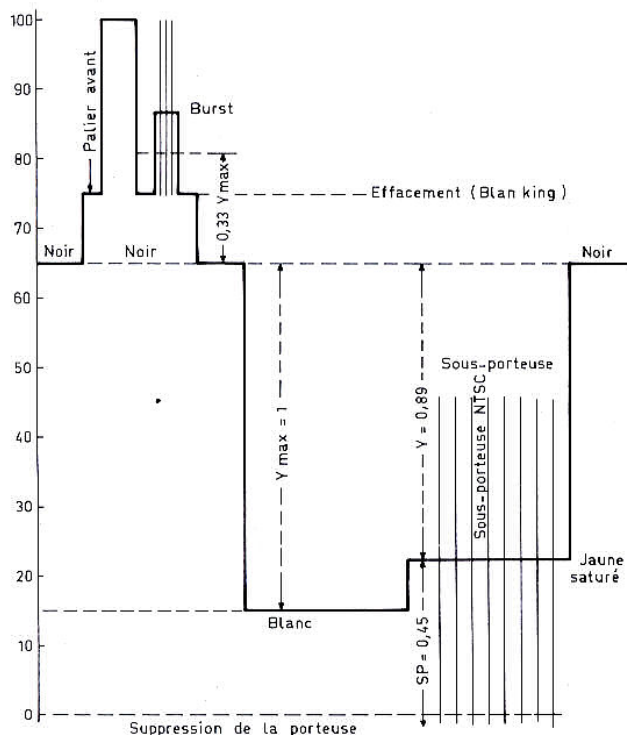


Fig. 11. - Aspect d'une ligne test en NTSC (modulation négative).

modulée en fréquence, et la ligne suivante le signal (B - Y) à l'aide d'une autre sous-porteuse de 4,250 MHz modulée également en fréquence. L'harmonique de la demi-fréquence ligne pendant (R - Y) est donné par :

$$\frac{4\,406\,000 \times 2}{15\,625} = 564, \text{ et}$$

l'harmonique pendant (B - Y) est donné par :

$$\frac{425\,000 \times 2}{15\,625} = 544$$

La diaphotie est du même ordre de grandeur que celle du PAL. La sous-porteuse est modulée en fréquence, et la porteuse en amplitude mais en modulation positive donc inversée. Contrairement aux PAL et NTSC, le son est malheureusement modulé en amplitude.

En ce qui concerne la déviation de fréquence des sous-porteuses, nous avons calculé celles correspondant à un bleu non saturé permanent avec $B = 0,75$, $R = 0$, $V = 0$, ce qui donne + 230 kHz de déviation de la sous-porteuse 4,250 MHz et + 42,6 kHz de déviation de la sous-porteuse 4,406 MHz. L'amplitude de chaque sous-porteuse augmente avec la déviation de fréquence.

Contrairement au PAL et NTSC les sous-porteuses sont transmises pendant le noir avec une amplitude minimale et bien entendu pendant le blanc durant lesquels on a $(R - Y) = 0$ et $(B - Y) = 0$. Dans les systèmes NTSC et PAL la modulation simultanée des deux composantes, soit I et Q ou R - Y et B - Y, supprime la sous-

porteuse pendant l'absence des couleurs, ce qui n'est pas le cas dans le SECAM.

COMPARAISON ENTRE UN SYSTEME HOMOGENE SANS SOUS-ORTEUSE ET UN SYSTEME AVEC SOUS-ORTEUSE

Dans un système homogène en 625 lignes, le nombre de lignes utiles (visibles) est environ 570. Le nombre de points séparables verticalement est égal à 0,7 fois le nombre de lignes utiles d'image (facteur de Kell), c'est-à-dire environ 400. Point séparable signifie

en limite de résolution nécessitant une importante correction. Cette correction s'ajoute à celle nécessaire par ailleurs pour compenser le tube de prise de vues. Les 400 points verticaux correspondent dans un système sans sous-porteuse à $400 \times 4/3 = 530$ points horizontaux, c'est-à-dire à $530/52 \approx 10$ points par μs , donc environ 10×10^6 points par seconde, correspondant à 5 MHz.

On devra donc introduire, en plus de la compensation horizontale, une compensation du même ordre de grandeur, destinée à renforcer les transitions dans le sens vertical de l'analyse.

Les systèmes à sous-porteuse, et principalement ceux exploités en Europe, apportent une atténuation sensible aux fréquences élevées du signal de luminance à cause de la présence de la sous-porteuse. Cette atténuation a lieu dans la partie du signal vidéo comportant tous les détails fins de l'image, aucune information relative à ces détails n'étant fournie par le signal de chrominance. C'est dans le but de réduire la diaphotie luminance-chrominance que l'on atténue la partie du signal réservée aux fréquences élevées. Afin de réduire l'aspect flou et pâteux de l'image ne contenant pas tous les détails fins, on procède à une surcorrection omnidirectionnelle des détails d'image situés autour de 360 points horizontaux (3,5 MHz) et 270 points verticaux.

(à suivre)
R. ASCHEN

LE HAUT-PARLEUR

sur minitel

36 15 code HP

RETOUR SUR L'AMPLIFICATEUR MOSFET 5050

Suite aux nombreuses lettres que nous avons reçues après la description, dans les numéros 1775 et 1776 de notre revue, de la réalisation de l'amplificateur et du préamplificateur Mosfet 5050, il nous a semblé utile de vous fournir quelques précisions complémentaires et aussi de résoudre « l'énigme » posée par la photographie de la page 182 du numéro d'avril, sur laquelle (plusieurs lecteurs nous en ont fait la remarque) figurait un circuit imprimé que, dans un premier temps, nous n'avions pas jugé indispensable de décrire. Ce circuit n'est autre qu'un dispositif « anti-clac », qui évite un bruit désagréable des haut-parleurs à la mise sous tension de l'amplificateur ; nous vous en livrons ici tous les secrets.

Le schéma du dispositif de retardement pour le branchement des haut-parleurs est représenté sur la figure 1, le circuit imprimé à l'échelle 1/1 et l'implantation des compo-

sants sont donnés aux figures 2 et 3. Il s'agit d'une version modifiée d'un circuit original publié par Elektor en juillet 1984. Le but de ce circuit est d'éviter le bruit assez gênant, provoqué dans les haut-parleurs par le chargement des condensateurs électrochimiques lors de la mise sous tension de l'appareil. Le retard qu'il apporte est d'environ cinq secondes.

Réponses aux autres questions d'ordre général posées dans votre courrier.

— L'amplificateur n° 1775

Le courant de repos pour T_9/T_{10} est de 100 mA.

Réglage de l'amplificateur de puissance :

P₁ : tension continue sur la sortie : 0 V.

P₂ : tensions sur R₃ et R₄, égales, environ 1,4 V.

P₃ : intercaler un milliampèremètre entre +V₁ alimentation et +V₁ ampli. Ajuster à 100 mA maximum.

— Plan de câblage

Pour vous faciliter la réalisation et la mise en boîte de votre préamplificateur, nous vous proposons le plan de câblage présenté à la figure 4.

Pour plus de clarté, nous n'avons dessiné que toutes les connexions du canal gauche.

Les connexions relatives aux filtres du canal droit sont identiques à celles du canal gauche (en haut de la carte imprimée). Ne pas oublier, non plus, les 6 connexions de l'alimentation : +V à +V, -V à -V et 0 V à 0 V.

Pour les fils blindés, éviter tout contact avec le châssis.

Le point marqué X est le point de retour pour les connexions de masse du circuit de sortie ; ainsi le châssis est mis à la

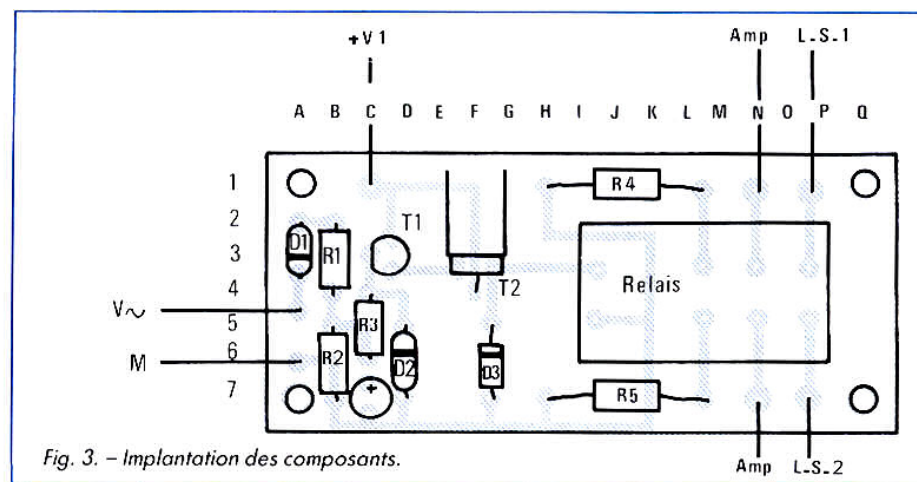


Fig. 3. — Implantation des composants.

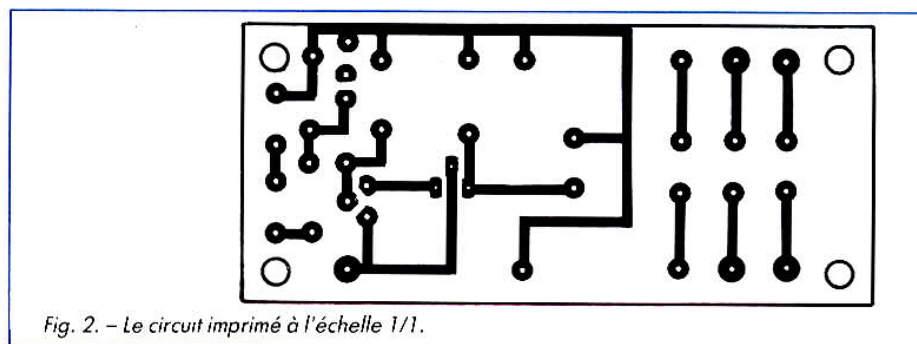


Fig. 2. — Le circuit imprimé à l'échelle 1/1.

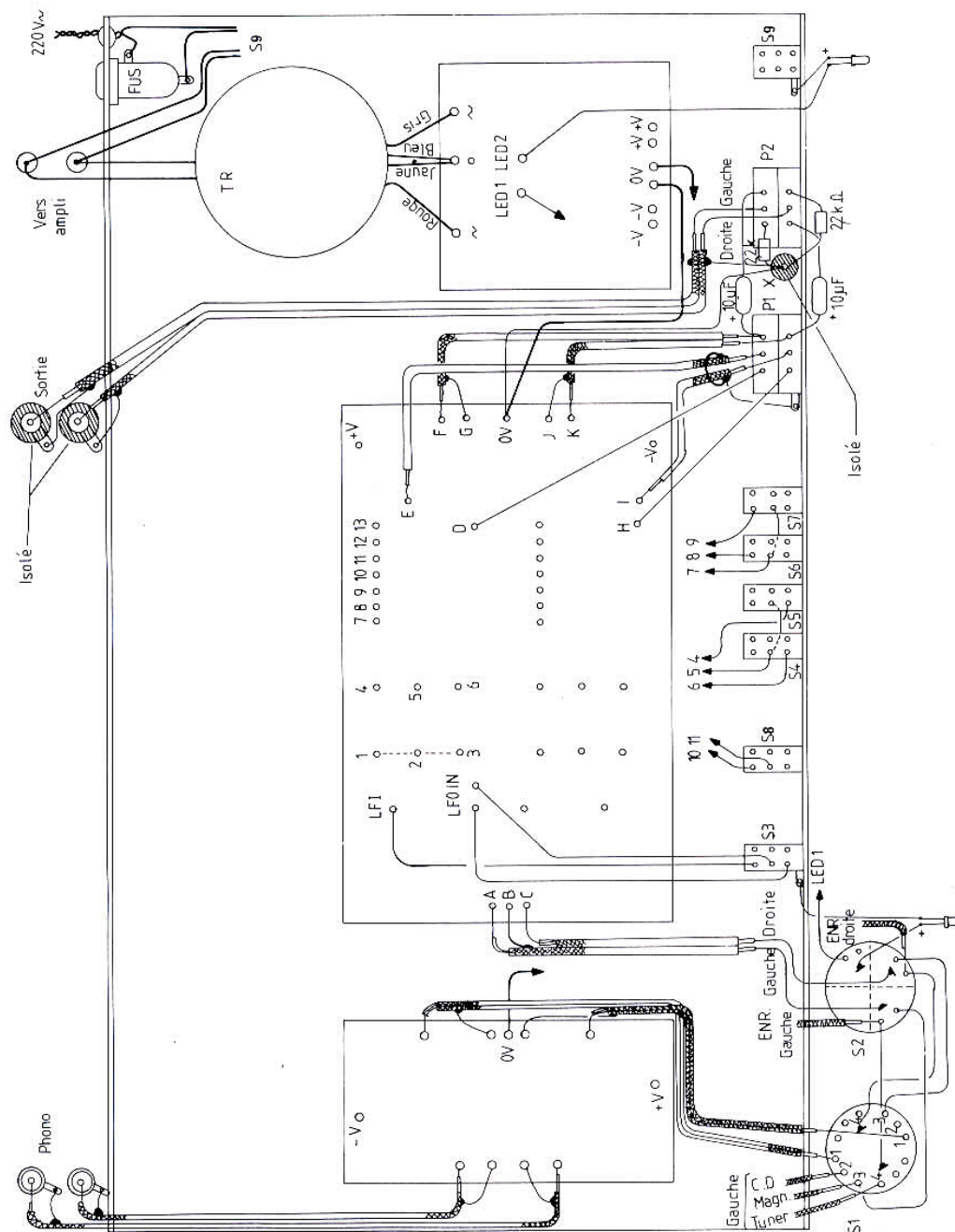
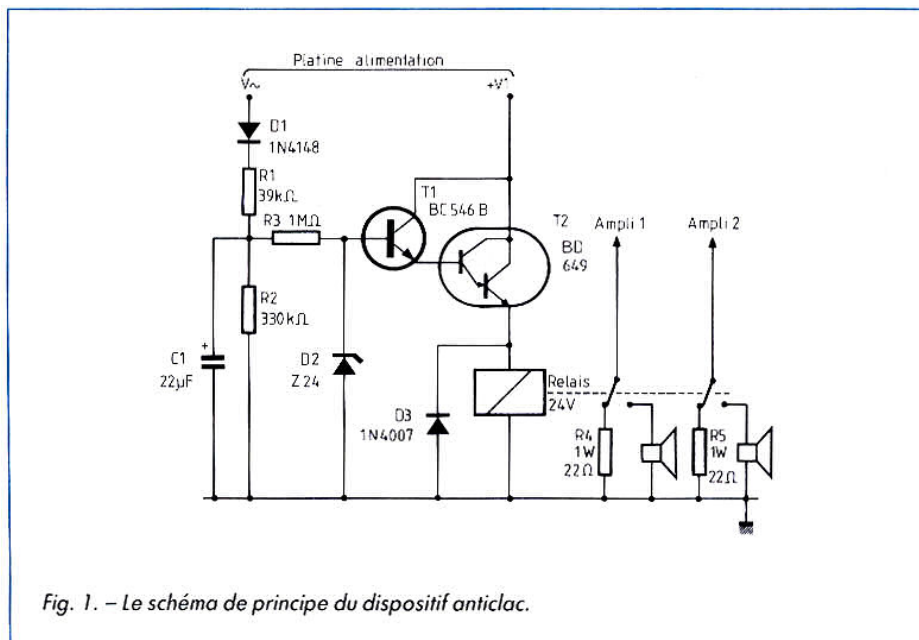


Fig. 4. - Plan de câblage du préamplificateur.



masse uniquement à travers les douilles d'entrée (phono, C.D., magnétophone, tuner). Bien entendu, le dessin de S₁ et S₂ est représenté basculé de 90° pour mieux montrer les connexions.

L. BOULLARD

LISTE DES COMPOSANTS

R₁ : 39 kΩ
R₂ : 330 kΩ
R₃ : 1 MΩ
R₄, R₅ : 22 Ω/1 W
C₁ : 22 μF
D₁ : 1 N 4148
D₂ : zener 24 V
D₃ : 1 N 4007
T₁ : BC 546 B
T₂ : BD 649
Relais : bobine 24 V - 2 inverseurs - 10 A (Zettler AZ 231, par exemple)

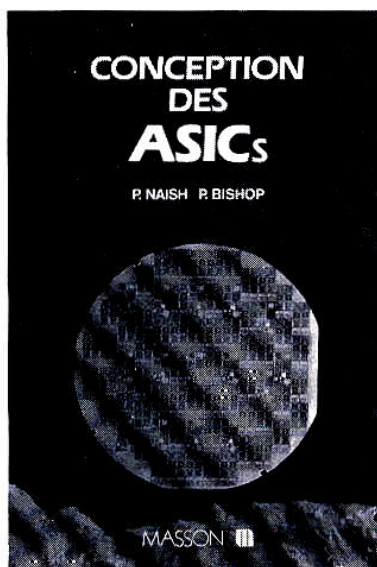
BIBLIOGRAPHIE

CONCEPTION DES ASICS

Par P. Naish et P. Bishop

Les ASICS (Application Specific Integrated Circuit) ou *circuits à la demande* sont des circuits intégrés conçus pour un objectif spécifique, et qui regroupent sur une même puce l'ensemble des éléments fonctionnels nécessaires à cette tâche. En remplaçant des cartes à circuits imprimés contenant de nombreux circuits du commerce, les ASICS permettent des réductions de coût, un temps de développement réduit, des consommations moindres et une grande fiabilité pour toute la gamme des systèmes électroniques : informatique, contrôle et télécommunications.

Les objectifs de cet ouvrage sont les suivants : introduire des méthodes concrètes de conception d'ASICS qui



conduisent à des circuits fonctionnant correctement et conçus de manière claire, expliquer et démontrer les principes de conception des ASICS opérationnels.

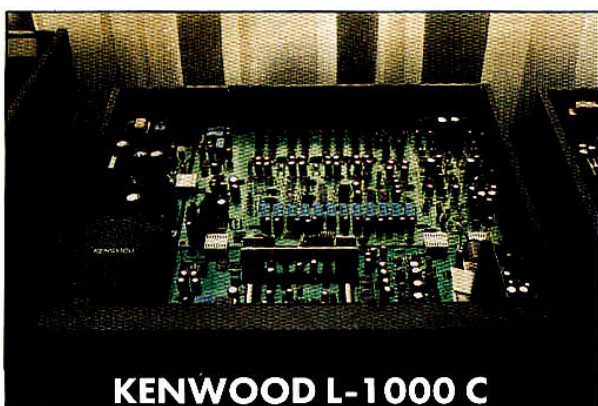
Il s'adresse aux étudiants en électronique, génie électrique et informatique, aux ingénieurs électroniciens qui souhaitent passer de la logique discrète aux circuits à la demande, aux chercheurs en architecture d'ordinateurs, télécommunications et contrôle, qui ont besoin de simuler de nouveaux circuits ou de fabriquer des puces en petites séries pour valider leurs concepts.

Editeur : Masson (260 F), 120, boulevard Saint-Germain, 75280 Paris Cedex 06. Tél. : (1) 46.34.21.60.

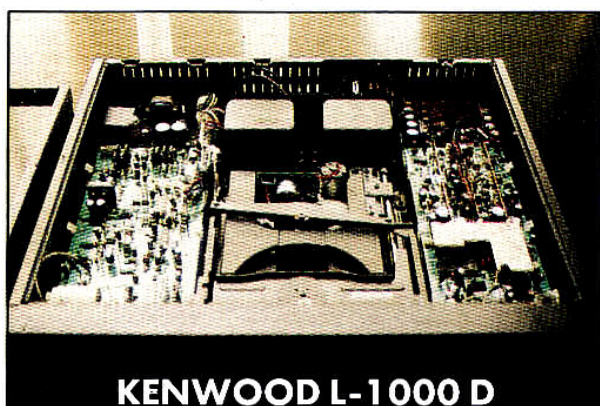
REPORTAGE

KENWOOD SERIE L

PRESENTATION DES SERIES L KENWOOD



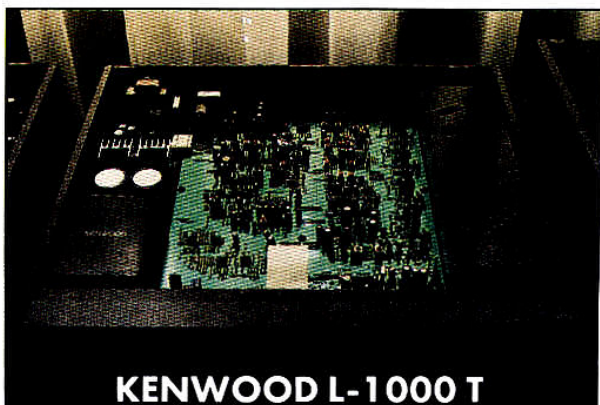
KENWOOD L-1000 C



KENWOOD L-1000 D



KENWOOD L-1000 M



KENWOOD L-1000 T

LES VERTUS DE LA SYMETRIE

Lancées dès 1977, les séries L constituaient le haut de gamme de Kenwood. Il s'agissait d'éléments séparés (ampli de puissance, préamplis, puis lecteur CD en 1983) qui ont chacun marqué leur époque. Disparues en 1984, au profit des séries K, Basic et Midi, les

L sont de retour cette année avec une idée directrice peut-être pas neuve mais génératrice de belles performances : la symétrie intégrale d'amplification, appliquée à tous les étages ; sortie de lecteur CD, préampli phono, ligne et ampli de puissance. ►►►

REPORTAGE

KENWOOD SERIE L

C'est l'occasion à nouveau pour Kenwood de renouveler avec l'esthétique industrielle. On se souvient des blocs L-07 M, des L-08 (les grille-pain) du L-02 (ampli à tiroir). Chacun apportait sa contribution à cet art moderne, en plus du morceau de technologie à l'intérieur des boîtes. La série L-1000 marque un retour vers

des formes plus sages, plus douces, un poil britanniques d'inspiration. C'est le néo-classicisme du haut de gamme HiFi.

Trois appareils témoignent de cette nouvelle génération : L-1000 M, ampli de puissance, L-1000 C préampli, L-1000 T tuner MF, L-1000 D lecteur CD.

LES LIAISONS EN SYMETRIQUE

Il n'est pas inutile de rappeler en quoi consiste une liaison symétrique et quels en sont les bénéfices. Cela consiste à acheminer les signaux et à les traiter en utilisant le signal lui-même et son complémentaire analogique, de polarité exacte fonctionnant opposée par rapport à une référence au potentiel zéro. L'électronique d'amplification qui suit cette liaison fonctionne en mode différentiel : elle n'amplifie que les différences de tension apparaissant entre les deux fils. En revanche, si les deux fils

voient leur potentiel varier de la même quantité par rapport à la référence, cette variation n'est pas amplifiée, ou alors dans d'infimes proportions. C'est ce que les techniciens appellent le mode commun, caractérisé par un taux d'amplification très faible, par rapport au mode différentiel dont l'amplification peut être fixée à une valeur précise par des composants passifs (fig. 1).

Ainsi, les parasites induits sur les lignes de transmission (rayonnements électromagnétiques captés, en général) le sont en mode commun, donc quasiment éliminés par cette technique. Pas totalement.

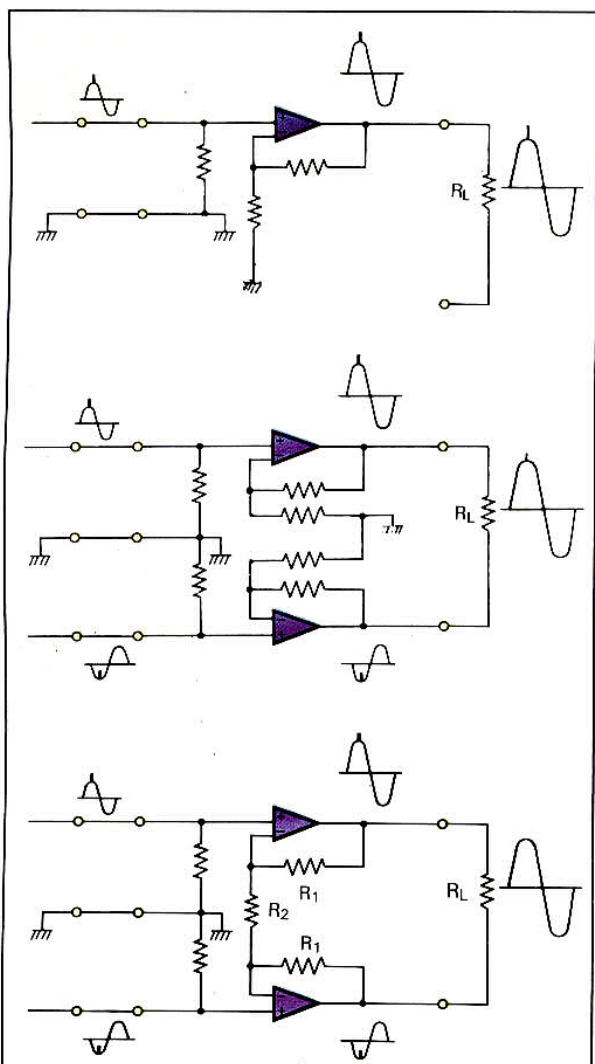


Fig. 1. - Les trois types de liaisons audio et d'amplification envisagées :
a) asymétriques - b) symétrique - c) symétrique à taux de réjection amélioré.

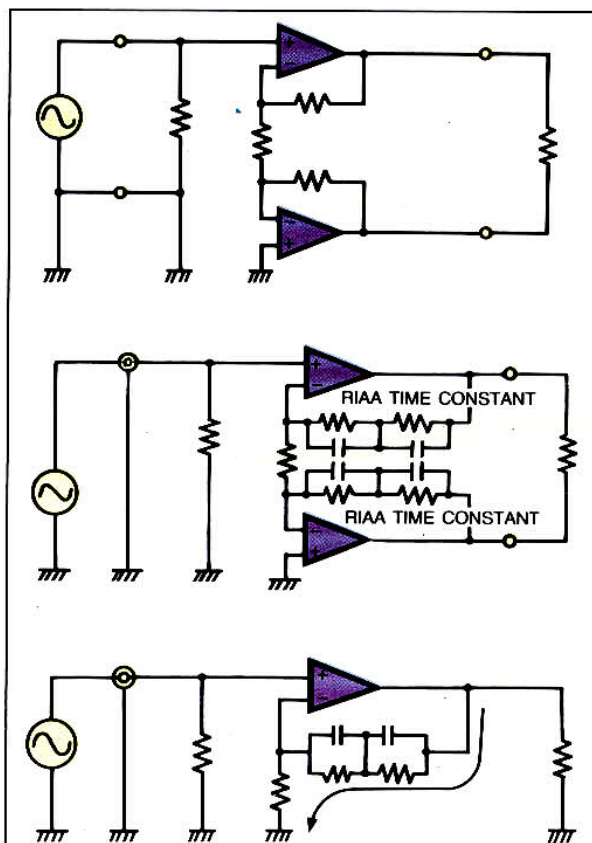


Fig. 2. - Dans le préampli L-1000 C, on fait appel à la symétrisation en préalable à tout traitement. C'est le cas, par exemple, de l'entrée phono RIAA.

REPORTAGE

KENWOOD SERIE L

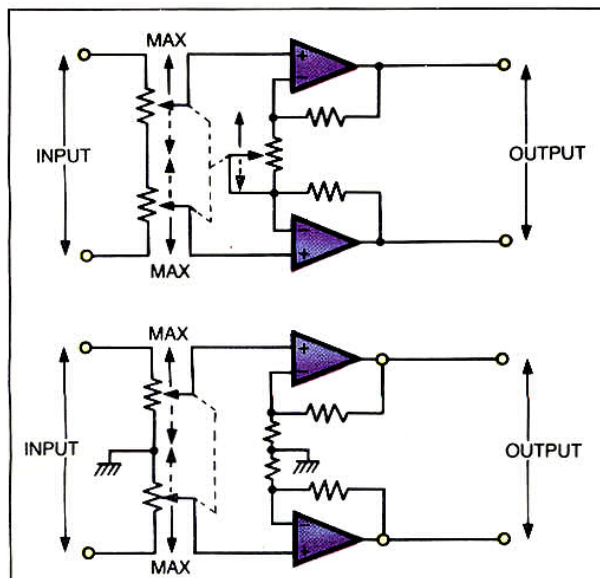


Fig. 3. - Principe de la commande de volume. On remarquera le montage entièrement flottant par rapport à la référence. Montage conventionnel (en dessous).

Car il suffit qu'un des deux amplificateurs amplifie un peu plus ou un peu moins que l'autre pour que l'équilibre soit rompu. Tout l'art consiste donc à réaliser deux amplis rigoureusement identiques en gain, et ce de manière à ce que cette caractéristique se conserve dans le temps. Autre avantage : dans une liaison

symétrique ou une amplification symétrique équilibrée, les courants dans les conducteurs au potentiel zéro (la masse) sont quasiment nuls. On sait que si ces courants sont de valeur élevée, ils peuvent générer des tensions parasites en des points sensibles. D'où l'utilisation de câbles de forte section, de blindages, et

d'éléments mécaniques coûteux pour s'affranchir de ce phénomène, notamment dans les amplis de puissance. Le cas c de la figure 1 illustre précisément une manière de contourner cette difficulté : la structure est entièrement symétrique (R_1 ne voit pas la masse, pas plus que les résistances de contre-réaction), et, de plus, le gain de chacun des amplis est fixé par R_1 et R_2 : il est alors plus facile d'égaliser les deux valeurs. C'est cette structure (ici très simplifiée) qui a été retenue pour tous les circuits analogiques de la série 1000.

L'AMPLI L-1000 M

En fait, le L-1000 M contient deux amplis de puissance très proches en conception du schéma de la figure 1c. Les techniciens remarqueront que la structure symétrique présente à ce niveau un avantage supplémentaire : il s'agit d'un ampli en pont, donc susceptible de fournir une puissance considérable (lorsque l'alimentation est dimensionnée en conséquence). C'est un $2 \times 150 \text{ W}$ (de 20 Hz à 20 000 Hz, sur 8Ω , avec moins de 0,008 % de DHT), ou $2 \times 235 \text{ W}$ (DIN, sur 4Ω , à 1 000 Hz). Les puissances impulsionnelles sont de 190 W

(8 Ω), 280 W (4 Ω), 340 W (2 Ω) par canal. On remarquera une exécution très logique visant à minimiser le trajet du signal dans le coffret : les circuits imprimés occupent la partie arrière de l'appareil, tandis que l'alimentation prend place à l'avant. Le L-1000 M contient aussi un circuit symétriseur et un réglage de sensibilité symétrique et flottant. Ainsi, il est possible d'utiliser le L-1000 M avec tout autre préampli à sortie asymétrique.

LE PREAMPLI L-1000 C

Ce nouveau préampli possède plusieurs fonctions : contrôle de volume, sélection des sources, contrôle des enregistrements, préamplification RIAA pour les disques noirs, et, quelle que soit la source (exception faite du lecteur CD L-1000 D), symétrisation du signal. Ainsi, comme on le voit en figure 2, tout est possible selon ce principe ; même la section de correction de gravure RIAA peut être traitée en symétrique (les fabricants de cellules auraient pu en leur temps proposer cette solution...)

La commande de volume, comme l'ajustage de la sensi-

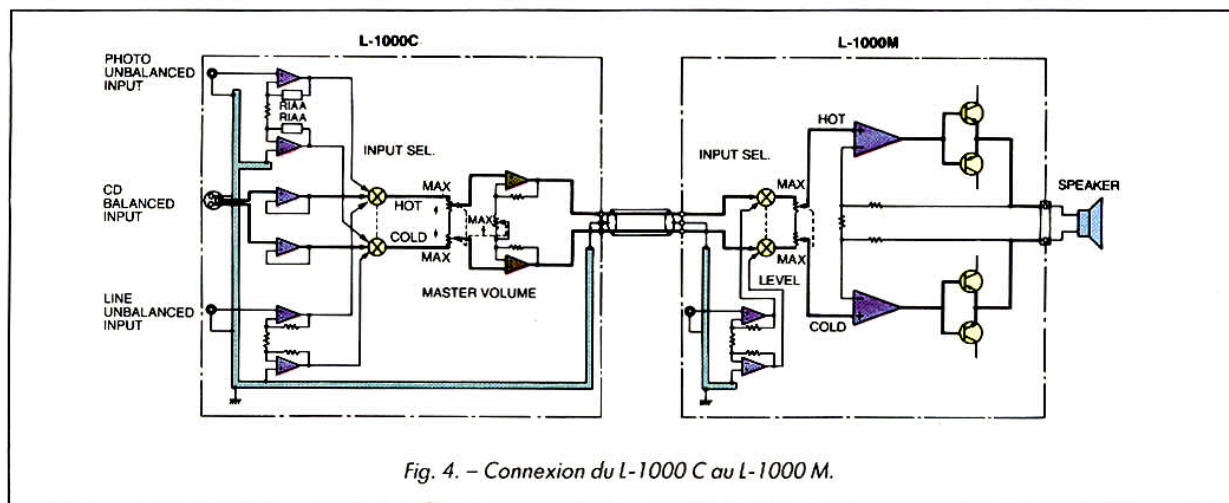


Fig. 4. - Connexion du L-1000 C au L-1000 M.

REPORTAGE

KENWOOD SERIE L

bilité du L-1000 M, est également symétrique et flottante. Elle utilise un triple potentiomètre par voie, selon le schéma de la figure 3. L'axe commande en fait six curseurs ! La liaison avec l'ampli L-1000 M s'effectue en symétrique, conformément au schéma de la figure 4. La sélection des entrées est confiée à un jeu de relais miniatures, commandés par une logique avec temporisation. Le L-1000 C permet également la sélection des sources à enregistrer, la commutation est réalisée, pour cette seule section, à des interrupteurs MOS (CD 4066 améliorés).

LE LECTEUR CD L-1000 D

Le L-1000 D constitue l'aboutissement de ce que Kenwood sait faire en la matière. L'audio-numérique offre encore beaucoup de possibilités d'amélioration, qui ne passent pas nécessairement par l'adoption de techniques de conversion « sophistiquées », telles la conformation de bruit et la modulation par largeur d'impulsion. Mais une bonne dose d'astuce et une bonne connaissance des grands principes de conversion classique peuvent résoudre les problèmes du numérique. Dès 1987, la marque avait déjà mis en évidence l'importance de la linéarité différentielle des convertisseurs N/A, ainsi que celle de la modulation de phase de l'horloge pilotant ces éléments (phénomène souvent évoqué sous le nom de « Jitter »).

En ce qui concerne la linéarité des convertisseurs, MM. Chrétien et Satoh nous ont exposé et démontré l'influence du type de non-linéarité sur la qualité sonore. Il existe une relation entre la courbe de transfert du convertisseur et le spectre d'harmoniques qu'il génère (fig. 5). Nous avons écouté des messages audio transcrits par des convertisseurs différents, chacun af-

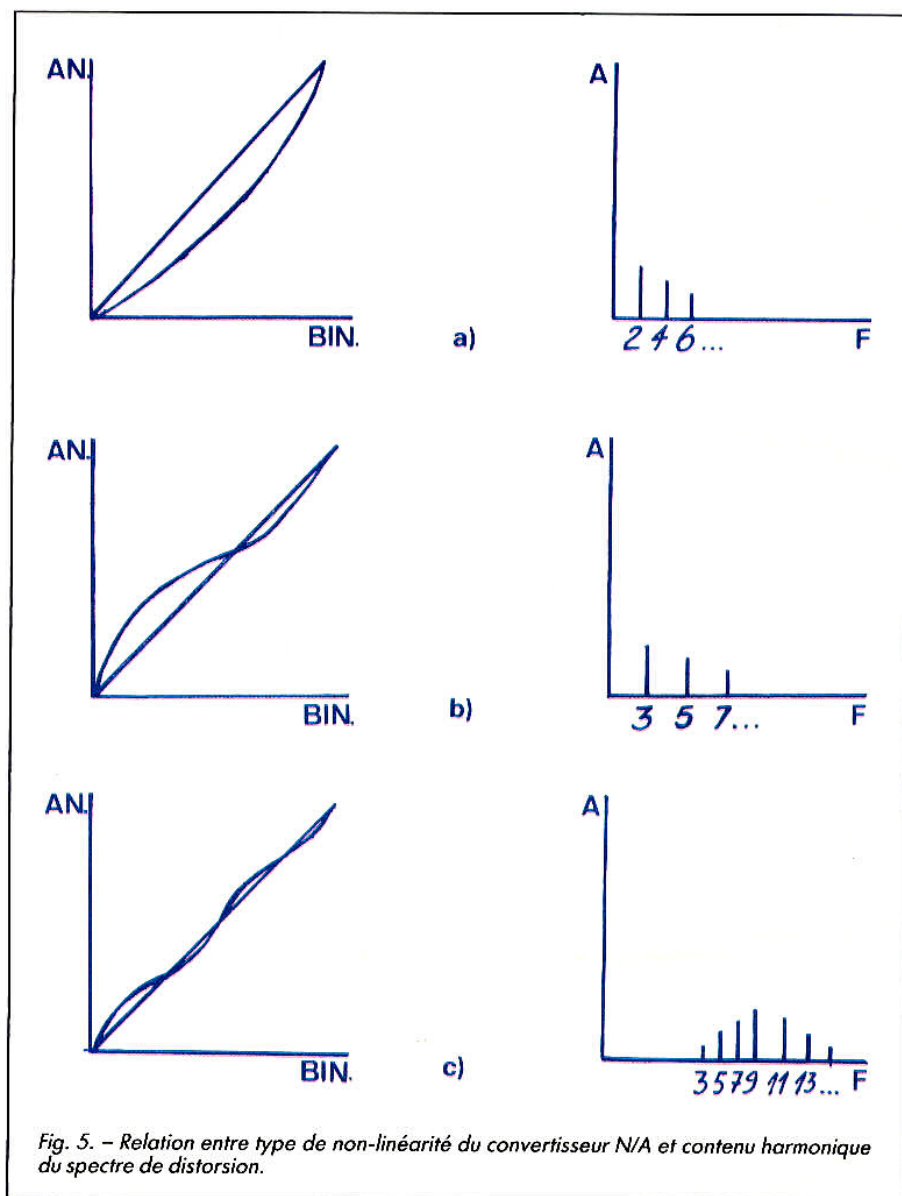


Fig. 5. - Relation entre type de non-linéarité du convertisseur N/A et contenu harmonique du spectre de distorsion.

fecté des trois types de non-linéarité évoqués. Il est apparu, à l'unanimité, que la distorsion la plus gênante, auditivement, était celle dont le spectre contenait des harmoniques de rang élevé et répartis autour d'une valeur prépondérante (cas c de la figure 5). En revanche, le cas a, contenant un dégradé

d'harmoniques pair, restait agréable à l'écoute, même pour des taux de DHT voisins 3 % ! D'après Kenwood, seuls certains types de convertisseurs peuvent réellement s'affranchir de tels défauts. Ce sont généralement des convertisseurs N/A rapides, de type « à intégration », ou les « One Bit » ; d'une ma-

nière plus générale, cela tend à exclure les solutions classiques, genre convertisseurs à échelle ou à réseau R-2R dont la partie « analogique » souffre de défauts de précision pendant la fabrication. Kenwood a retenu pour le L-1000 D un convertisseur dit « intégral » dont le principe est exposé figure 6. Le comp-

REPORTAGE

KENWOOD SERIE L

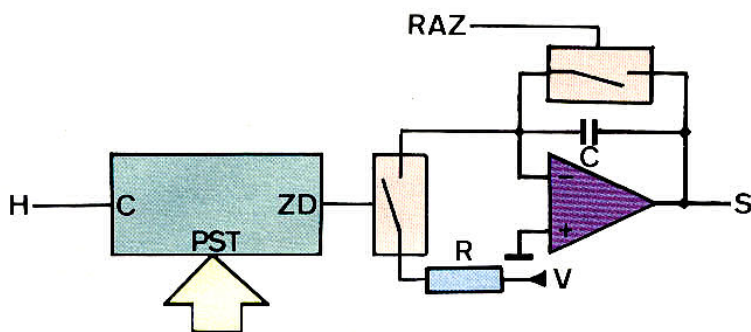


Fig. 6. - Convertisseur N/A de type « intégral », à compteur 16 bits, et source de courant unique.

teur-décompteur 16 bits est prépositionné à la valeur du mot de 16 bits à convertir. Une horloge de décomptage active le compteur jusqu'à la valeur 0. Durant ce temps, un interrupteur MOS fait charger la capacité de l'intégrateur. La tension de sortie est, au signe près, proportionnelle au temps de charge, donc au mot à convertir. L'inconvénient d'une telle méthode réside, on s'en doute, dans le temps de conversion des mots, proportionnel à leur valeur. Ainsi, pour convertir la valeur pleine échelle du convertisseur (les 16 bits à 1, ou FFFF en hexa-

décimal) en, au maximum, 1/44100 seconde, l'horloge de décomptage doit fonctionner à une fréquence minimale de $65\,536 \times 44\,100$, soit 2,89 GHz ! Cela, on ne sait pas le faire sous forme de circuit intégré simple à fabriquer et consommant peu de courant. On a recours à une méthode similaire mais mettant en œuvre une charge fractionnée du condensateur, par le biais de deux sources de courant calibrées (fig. 7). Les sources sont commutées alors par deux interrupteurs MOS, activés respectivement par le passage à zéro des deux sec-

tions de compteur. Chacune des sections traite 8 bits, l'une ceux de poids fort, l'autre ceux de poids faible. Dès lors, l'horloge de décomptage descend à une valeur « presque raisonnable » située à 68 MHz.

L'échantillonnage de la tension de sortie de l'intégrateur est confié à un circuit baptisé DPAC II (Digital Pulse Axis Control II). Le premier DPAC développé en 1987 contrôlait la phase du flux de données numériques avant conversion N/A. DPAC II agit en plus en aval de la conversion, sur l'échantillonneur-bloqueur

(fig. 8). On remarque que les impulsions d'échantillonnage, générées par un PLL à quartz, coïncident avec le milieu temporel des échelons délivrés par l'intégrateur ; cela réduit la probabilité d'erreur temporelle d'échantillonnage à son minimum. L'ensemble travaille sur 16 bits, à quatre fois la fréquence d'échantillonnage, choix imposé par le filtre numérique utilisé en amont. On dispose évidemment de sorties symétriques, les signaux n'étant pas symétrisés mais issus de convertisseurs eux-mêmes symétriques...

LE TUNER L-1000 T

Le L-1000 T se distingue par une conception particulière : il intègre en fait deux récepteurs. L'un, très simple, sert à estimer le contenu du spectre VHF autour de la fréquence d'accord, c'est-à-dire à détecter la présence d'émetteurs voisins (en termes de fréquence) et susceptibles de perturber la réception de celui que l'on désire capter. Les informations sont traitées par un micro-contrôleur qui règle alors la sensibilité de la tête VHF et la sélectivité en agissant sur la largeur de

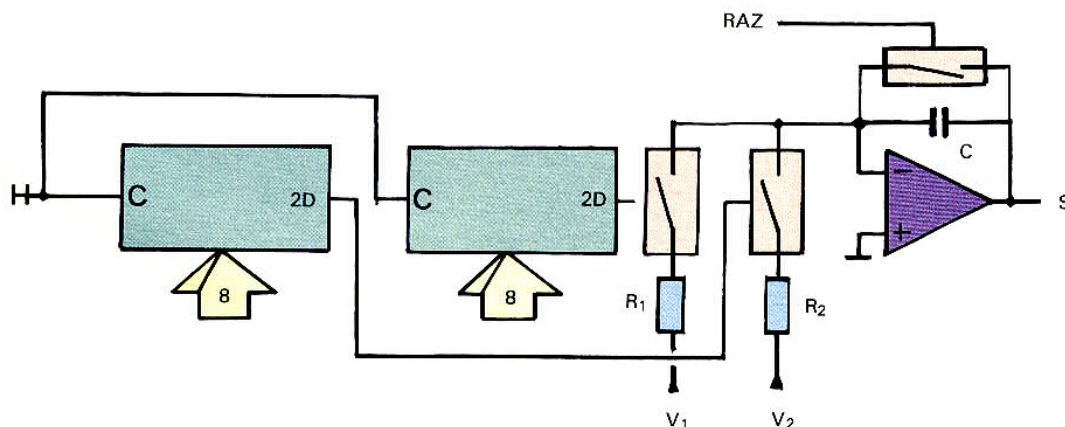


Fig. 7. - Variante du convertisseur N/A « intégral » à deux sources de courant, plus rapide en temps de conversion.

REPORTAGE

KENWOOD SERIE L

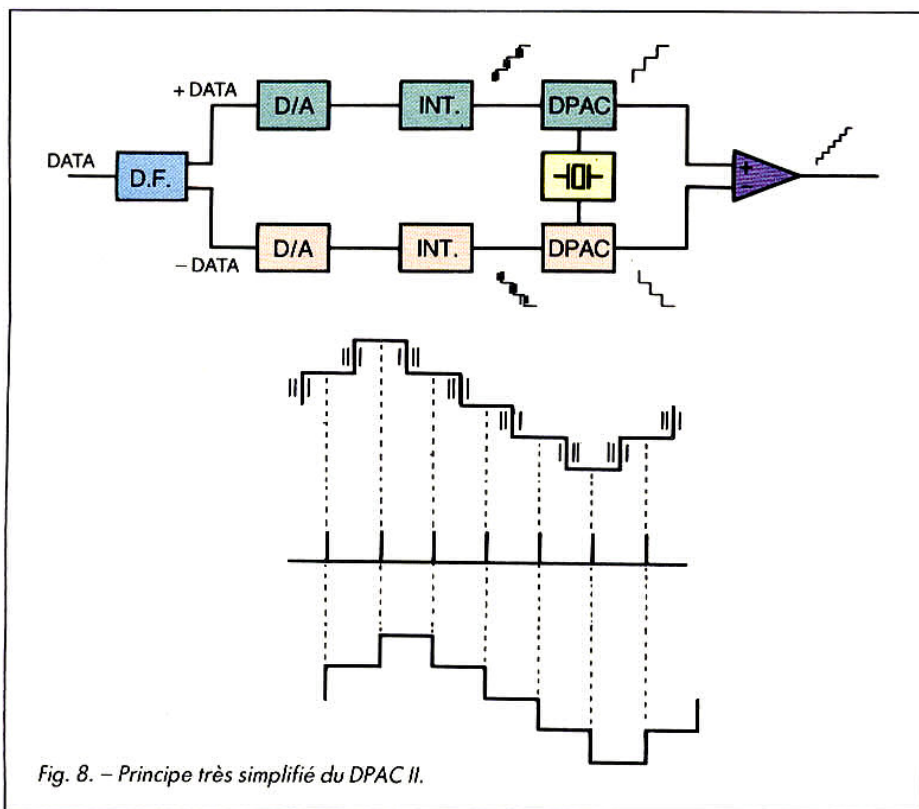


Fig. 8. - Principe très simplifié du DPAC II.

bande FI. Mais, pour les cas réellement difficiles, il est possible de décaler l'accord en fréquence de plus ou moins 25 kHz, au niveau de la tête VHF. On sait que cela permet d'éliminer l'émetteur pertur-

bateur, mais, dans ce cas, le démodulateur MF ne travaille plus dans sa zone linéaire, autour de la valeur prescrite (10,7 MHz).

Les ingénieurs qui ont conçu le L-1000 T ont analysé la ca-

ractéristique de non-linéarité dans ces conditions, afin de la modéliser et d'en connaître la décomposition harmonique. Ainsi, ils ont pu constater que cette caractéristique $F \rightarrow V$ pouvait être approximée

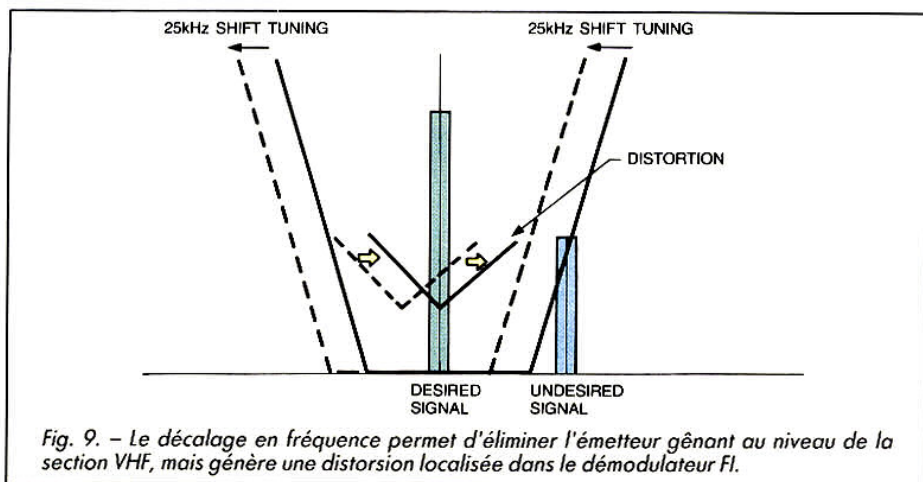


Fig. 9. - Le décalage en fréquence permet d'éliminer l'émetteur gênant au niveau de la section VHF, mais génère une distortion localisée dans le démodulateur FI.

jusqu'au troisième ordre avec une précision suffisante. Le démodulateur MF du L-1000 T diffère de celui des modèles précédents par l'adjonction de circuits non linéaires qui compensent l'effet mesuré du décalage (fig. 9). Ainsi, il est donc possible découper un programme par décalage de ± 25 kHz, sans trop faire apparaître de distortion sur ce programme tout en éliminant l'influence du canal adjacent perturbateur. Le L-1000 T permet de mémoriser 20 canaux FM et il possède deux entrées antenne commutables. Le L-1000 T peut être télécommandé par l'unité RC-1000 T (livrée avec) ou RC-1000 C (celle du préampli). De même, le L-1000 D possède sa propre télécommande IR ou peut être activé par celle du 1000 -C.

CONCEPTION GENERALE

Ces appareils sont lourds. Les châssis sont exécutés dans de la tôle d'acier épaisse, et les alimentations sont généreuses. Les faces avant sont en zinc moulé sous pression (on avait même un métallurgiste dans la salle) et peintes en anthracite métallisé. La signalétique fait appel à des voyants couleur orange, c'est la mode actuelle. Les formes sont adoucies, sans arêtes vives. On retrouve un peu le design de la chaîne Midi « Spyros » de la marque. Les prix sont de 8 000 F pour le préampli, 10 000 F pour l'ampli, 12 000 F pour le CD, 12 000 F pour le tuner (sans les grandes ondes !). Parmi les nouveautés présentées également à cette occasion, signalons les lecteurs CD DP 8020 (6 990 F), DP 7020 (3 990 F), DP 5020 (2 990 F), DP 4020 (2 490 F), le tuner KT 7020 (2 990 F, MF et PO) et un magnétocassette trois têtes, le KX-4520 à 3 590 F. Nous aurons l'occasion d'en reparler. ■

REALISATION

Flash

AVERTISSEUR SONORE DE REcul

A QUOI ÇA SERT ?

Un avertisseur sert à avertir. Ici, on prévient d'éventuelles personnes placées derrière une voiture que celle-ci va reculer. Et, cela, avant même que la pédale d'embrayage soit relâchée. L'avertisseur sera sonore : on ne regarde pas toujours les feux arrière d'une voiture ; même si vous tournez le dos à l'automobile, vous serez prévenus. Précisons que ce type d'avertisseur existe dans certains pays (le Japon notamment). Quant au mode de commande, il est plus que simple : on branche l'avertisseur sur les phares de recul...

LE SCHEMA

Alors là, vous allez nous dire que nous ne nous sommes pas cassé la tête, c'est un peu vrai, ce qui n'enlève pas l'efficacité du montage. La tension est prise par une résistance ; la diode Zener et le condensateur de $1\ \mu\text{F}$ sont là pour supprimer des parasites qui risqueraient de mettre en péril l'oscillateur. Ce dernier utilise une structure CMOS, nous avons pris un CD 4093, quadruple trigger de Schmitt, qui permet de réaliser des oscillateurs plus simples qu'avec des portes NAND. Le premier oscillateur travaille à très basse fréquence, il délivre un signal carré servant à commuter un autre oscillateur. La fréquence choisie est très basse pour que l'avertisseur n'ait pas trop l'air d'insister, à noter : la décomposition du condensateur

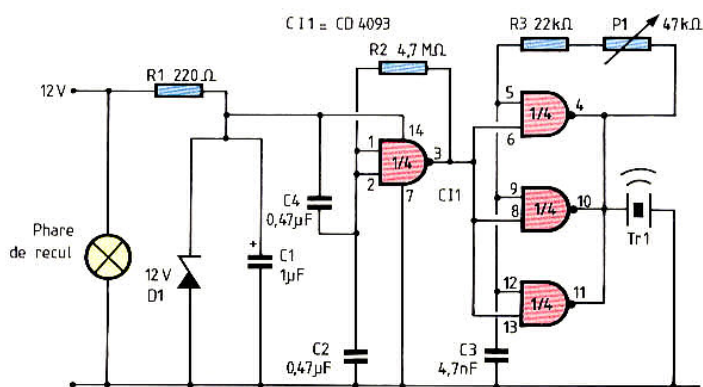
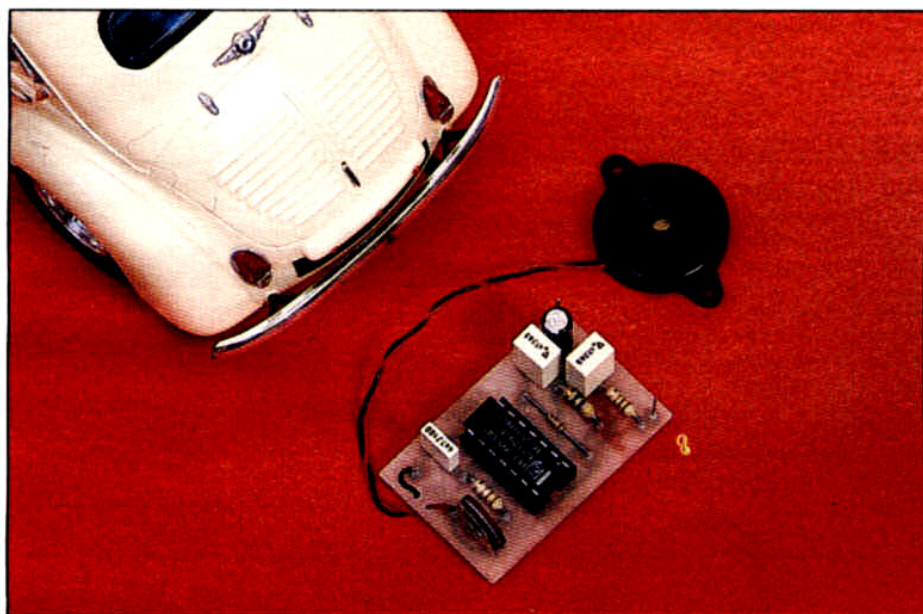


Fig. 1. - Schéma de principe.

AVERTISSEUR SONORE DE RECUL

de temporisation en deux, C_2 et C_4 ; on évite ainsi un long sifflement à la mise sous tension. La sortie de cet oscillateur est dirigée sur les entrées d'une porte NAND trigger de Schmitt câblée en oscillateur audio. Le potentiomètre P_1 sert à régler la fréquence en fonction du transducteur piézo-électrique utilisé. Trois NAND ont été utilisées avec leurs entrées et sorties en parallèle, ce qui permet d'abaisser l'impédance de sortie. Par ailleurs, nous n'avons pas exploité le mode de travail en pont : la tension d'alimentation est suffisante pour cette application.

REALISATION

Pas de difficulté particulière et pas de mise au point. Commencer par installer le strap situé sous le circuit intégré ; en cas d'oubli, on pourra l'installer côté cuivre, mais attention au court-circuit ! On respecte le sens des composants. Si le montage est alimenté à l'envers, la tension envoyée sur le circuit intégré sera limitée à 0,8 V. Le transducteur sera protégé des projections d'eau.

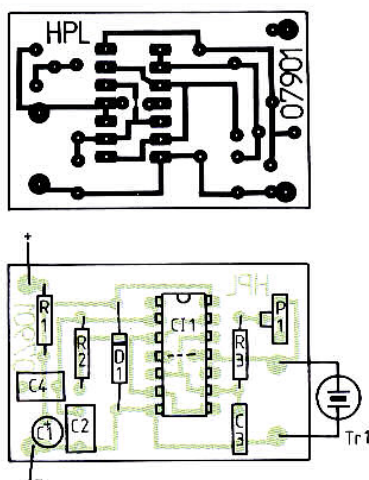
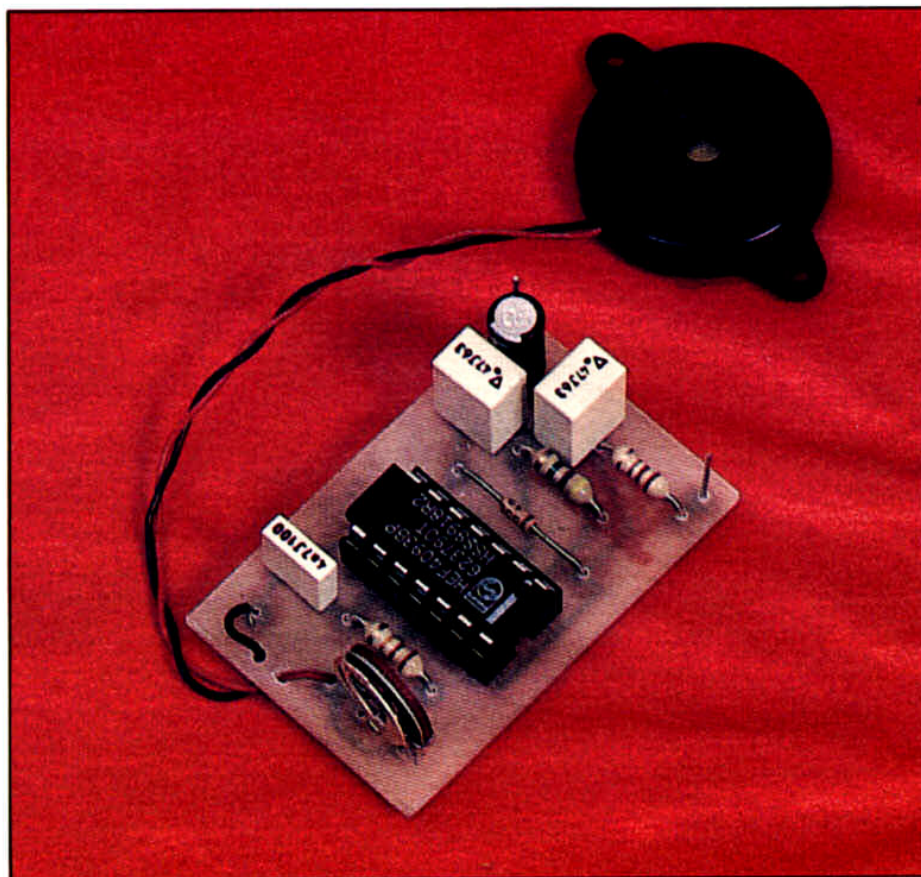


Fig. 2. - Circuit imprimé, échelle 1, et implantation.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 220 Ω
 R_2 : 4,7 M Ω
 R_3 : 22 k Ω

Condensateurs

C_1 : 1 μ F chimique radial 16 V
 C_2, C_4 : 470 nF MKT 5 mm
 C_3 : 4,7 nF

Semi-conducteurs

CI_1 : circuit intégré CD 4093
 D_1 : diode Zener 12 V

Divers

TR_1 : transducteur piézo-électrique
 P_1 : potentiomètre ajustable vertical 47 k Ω

REALISATION

Flash

UNE SONNETTE A MICROPROCESSEUR

A QUOI ÇA SERT ?

Le montage que nous vous proposons aujourd'hui est une sonnette de porte capable de jouer 24 mélodies différentes. Cela présente assez peu d'intérêt, nous direz-vous, si ce n'est d'étonner les personnes qui sonneront à votre porte. Mais, comme le prix de revient d'un tel montage est à peu près identique à celui d'une vulgaire sonnette électrique classique, pourquoi s'en priver ? De plus, si vous disposez de plusieurs entrées possibles, sachez que notre montage accepte jusqu'à 24 boutons différents (un par mélodie) ; il peut donc même satisfaire sans problème les propriétaires de châteaux...

LE SCHEMA

Le schéma utilisé reste fort simple, malgré le nombre de mélodies proposées, grâce à l'emploi d'un microprocesseur spécialement programmé pour cet usage : le TMS 1000 MP 3318 de Texas Instruments.

Le TMS 1000 MP 3318 (le suffixe est important) est une version de TMS 1000 contenant un programme spécifiquement réalisé pour permettre de construire une sonnette offrant 24 mélodies en respectant le schéma visible figure 1. Le réseau RC connecté aux pattes OSC1 et OSC2 fixe la fréquence d'oscillation de l'horloge interne du micro, et donc la vitesse et le tempo des mélodies.

Les pattes O2 et O3 sont les sorties « musicales » qui sont

ajoutées avant d'attaquer l'amplificateur BF rudimentaire constitué par les deux transistors qui suivent.

Cet ampli peut délivrer 1 à 2 W à un haut-parleur de 4 à 8 Ω d'impédance, ce qui est plus que suffisant pour l'application envisagée.

La sélection de mélodie et le déclenchement de la sonnette se font en connectant momentanément, grâce à un poussoir, une des lignes K₂, K₄ ou K₈ à une des lignes R₁ à R₈. Le

tableau ci-joint indique quelle est alors la mélodie choisie.

LE MONTAGE

Le montage ne présente aucune difficulté en utilisant le circuit imprimé proposé qui supporte tous les composants nécessaires.

Le transistor de puissance T₁ est monté sur le bord de ce dernier afin de pouvoir le visser sur un petit radiateur si né-

cessaire mais, compte tenu du temps de fonctionnement très court d'une sonnette, ce sera rarement le cas.

L'alimentation peut varier de 6 à 15 V. Un transformateur de sonnette classique pourra convenir, ou tout bloc secteur du commerce sous réserve de délivrer une tension dans la plage indiquée. En cas de ronflement trop audible, un chimique de 470 à 1 000 μ F pourra être ajouté aux bornes de celui-ci pour en améliorer le fil-

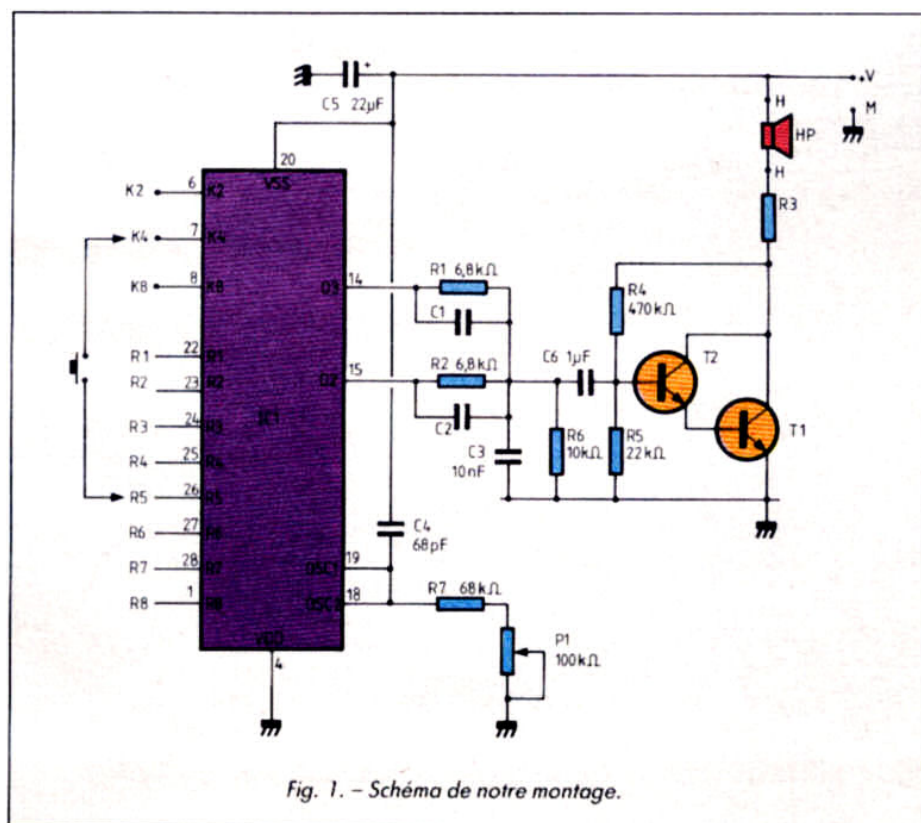
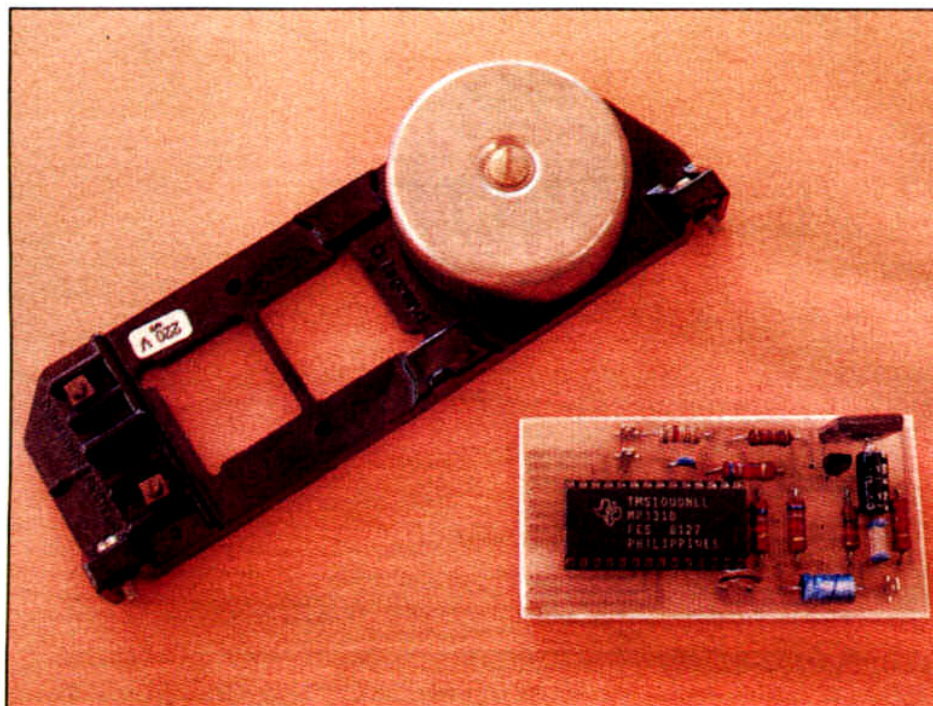


Fig. 1. - Schéma de notre montage.

UNE SONNETTE A MICROPROCESSEUR



trage, qui est souvent rudimentaire sur de tels blocs. La consommation du montage au repos est de quelques dizaines de milliampères, pour monter à 200 ou 300 mA en fonctionnement, ce courant dépendant essentiellement de l'impédance du haut-parleur et de la valeur de R_3 . Cette résistance peut d'ailleurs être augmentée ou diminuée pour adapter le volume en fonction de vos besoins.

De même, des condensateurs de valeurs pouvant varier de 10 nF à 0,22 μ F peuvent être montés en C_1 et C_2 (la place

en est prévue sur le CI) afin de modifier la tonalité des sons produits. Seule l'expérimentation vous permettra d'apprécier leur influence. Outre son caractère original,

ce montage montre, à l'évidence, qu'il ne faut pas croire que l'utilisation des microprocesseurs reste du domaine des seuls initiés...

R \ K	2	4	8
1	Viva España	La panthère rose	La Marseillaise
2	L'Ajaccienne	Ein Prosit	Charge de la cavalerie
3	Le p'tit quinquin	Les fiancés d'Auvergne	En passant par la Lorraine
4	Le pont de la rivière Kwai	L'internationale	Ils ont des chapeaux ronds
5	Lili Marlen	Kalinka	La Cucaracha
6	Oh ! Suzana	Marche nuptiale	Popeye
7	La Vie parisienne	Tico-tico	Alma Llandra
8	A la Bastille	La Madelon	Paso doble

Tableau de sélection des mélodies.

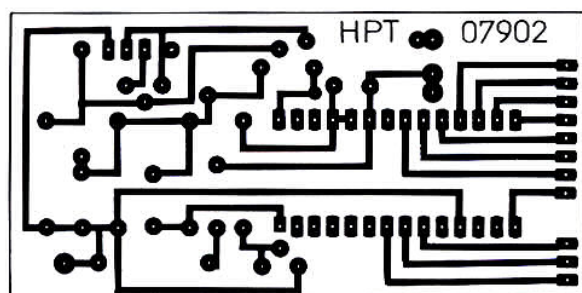


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

LISTE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC₁ : TMS 1000 MP 3318
T₁ : TIP 3055, MJE 3055
T₂ : BC107, 108, 109, 182, 183, 184, 547, 548, 549

Résistances

1/2 ou 1/4 W 5 %

R₁, R₂ : 6,8 k Ω
R₃ : 8,2 Ω (selon HP, voir texte)
R₄ : 470 k Ω R₆ : 10 k Ω
R₅ : 22 k Ω R₇ : 68 k Ω

Condensateurs

C₁, C₂ : 10 nF à 0,22 μ F céramique ou mylar (voir texte)
C₃ : 10 nF céramique ou mylar
C₄ : 68 pF céramique
C₅ : 22 μ F, 25 V
C₆ : 1 μ F 25 V

Divers

P₁ : potentiomètre ajustable pour CI de 100 k Ω
Support 28 pattes pour IC₁
HP : haut-parleur de 4 ou 8 Ω

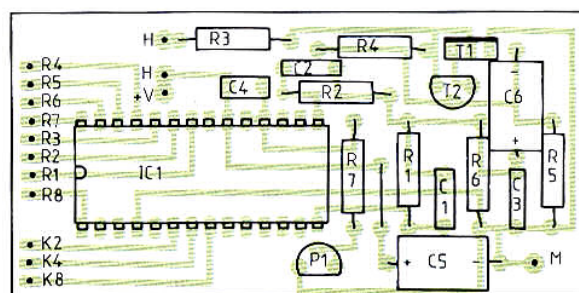


Fig. 3. - Implantation des composants.

REALISATION

Flash

BOOSTER STEREO

A QUOI ÇA SERT ?

Le booster stéréo est un amplificateur destiné à être installé derrière un amplificateur comme celui de sortie d'un autoradio, d'un lecteur de cassette ou de CD. Il s'alimente par une tension de 12 V et pourra sortir une puissance confortable 20 W dans les conditions « catalogue autoradio » : 10 % de distorsion.

LE SCHEMA

Les deux sections du booster sont identiques, stéréo oblige. Le signal entrera sur un potentiomètre ajustable permettant de doser la balance entre les deux canaux. Pas de potentiomètre de volume, on utilise celui de l'appareil dont la musique bénéficiera des watts supplémentaires du booster. On arrive maintenant par condensateur sur l'entrée de l'ampli. Cet amplificateur est un intégré en pont spécialement conçu pour les autora-

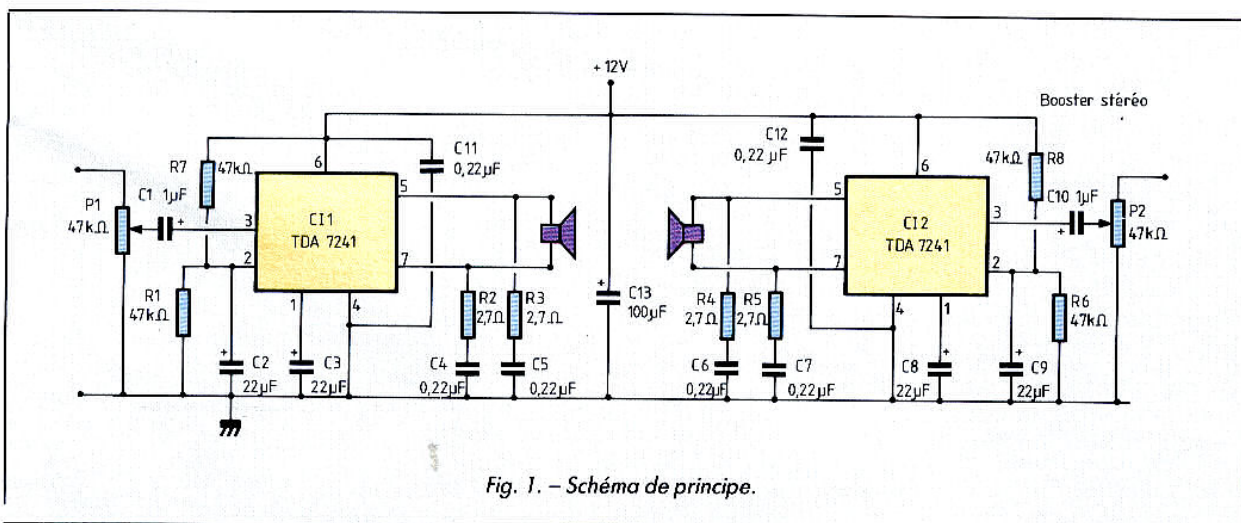
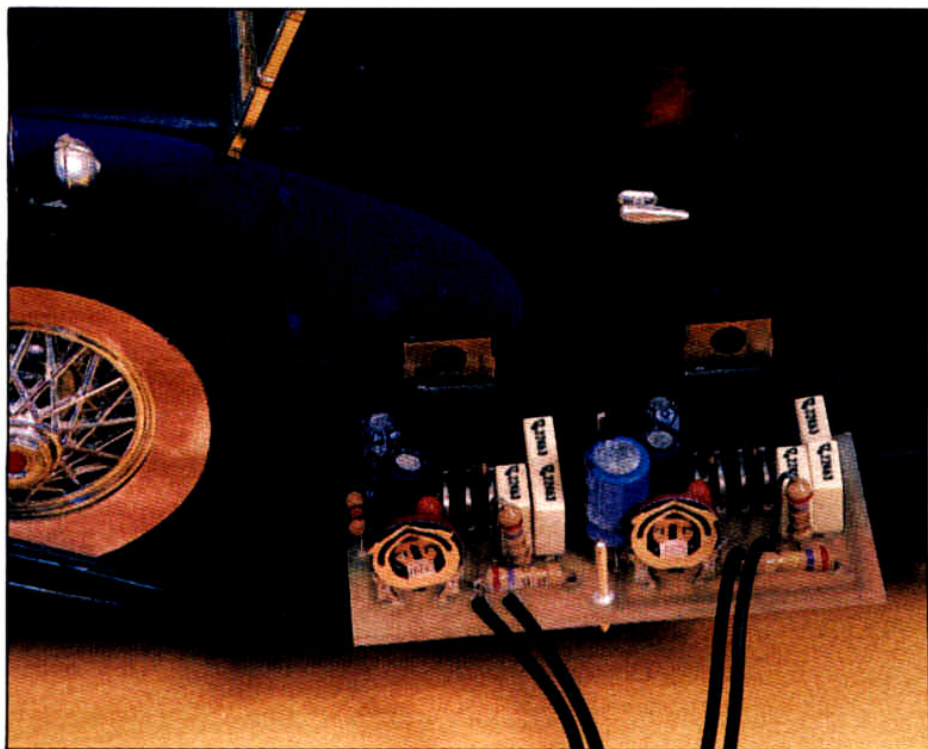


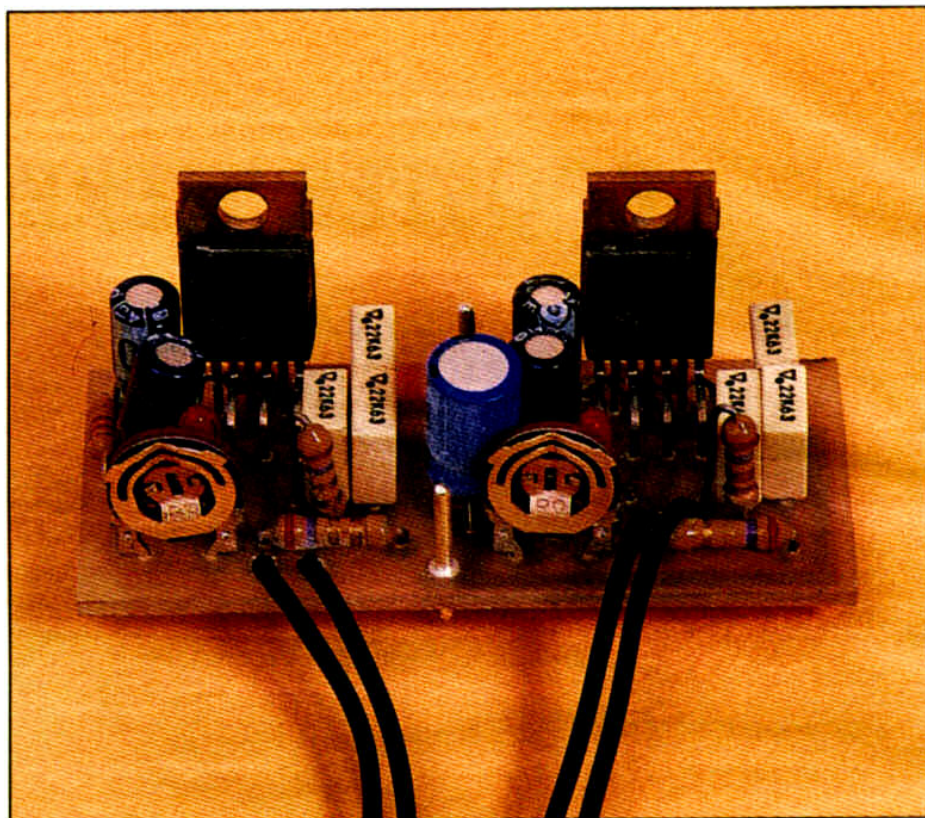
Fig. 1. - Schéma de principe.

BOOSTER STEREO

dios. Deux C.I. sont utilisables : les TDA 7240 A ou 7241 de SGS/Thomson. Le 7240 a un gain plus important ; les résistances R_1 , R_6 , R_7 et R_8 ne devront pas, pour ce dernier cas, être installées. La structure en pont des amplificateurs élimine la nécessité d'un condensateur de liaison encombrant. Des réseaux de Boucherot limitent les risques d'oscillations en sortie. L'alimentation est découplée par un condensateur chimique de valeur moyenne tandis que, pour les fréquences hautes, nous avons des condensateurs à diélectrique plastique.

REALISATION

Nous avons étudié un circuit imprimé qui réunit les deux circuits intégrés associés à leurs composants périphériques. On remarquera que, sur ce circuit imprimé, les masses d'entrée et de sortie se rejoignent sur la broche 4 du circuit intégré. L'alimentation se fait par la tension d'alimentation de la voiture. On pourra éventuellement assurer l'alimentation au travers d'un circuit de filtrage constitué d'une inductance et d'un condensateur chimique de valeur élevée. L'impédance de charge de l'amplificateur est de 4Ω , sur 8Ω , on obtiendra bien entendu une puissance sensiblement divisée par deux. Les lignes d'alimentation devront être à basse résistance interne, le courant maximal de sortie des amplificateurs étant de 3,5 A. Avec une tension d'alimentation de 14,4 V correspondant à la tension de charge d'une batterie de 12 V au plomb, la puissance de sortie atteint 15 W avec un taux de distorsion inférieur à 1 %. Inutile de préciser que les boîtiers des circuits intégrés devront être installés sur un radiateur. Par ailleurs, compte tenu de la structure en pont de l'étage de sortie, aucune des sorties des amplificateurs ne doit être reliée à la masse ; chaque HP, même placé loin de l'ampli, aura systématiquement 2 fils.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 , R_6 , R_7 , R_8 : 47 k Ω (avec TDA 7241 seulement)
 R_2 , R_3 , R_4 , R_5 : 2,7 Ω

Condensateurs

C_1 , C_{10} : 1 μ F chimique radial 6,3 V ou tantale
 C_2 , C_3 , C_8 , C_9 : 22 μ F chimique radial 10 V, ou tantale
 C_4 , C_5 , C_6 , C_7 , C_{11} , C_{12} : 220 nF MKT 5 mm
 C_{13} : 100 μ F chimique radial 16 V

Semi-conducteurs

C_{11} , C_{12} : TDA 7241 ou 7240 A SGS/Thomson

Divers

P_1 , P_2 : potentiomètre ajustable vertical 47 k Ω

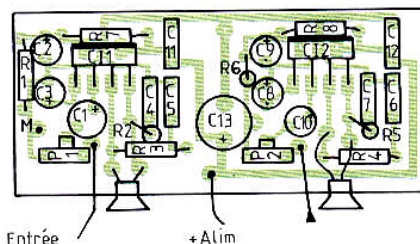
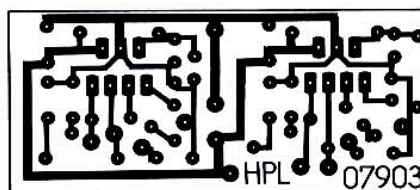


Fig. 2. - Circuit imprimé et implantation.

REALISATION *Flash*

VU-METRE / CRETEMETRE AUDIO

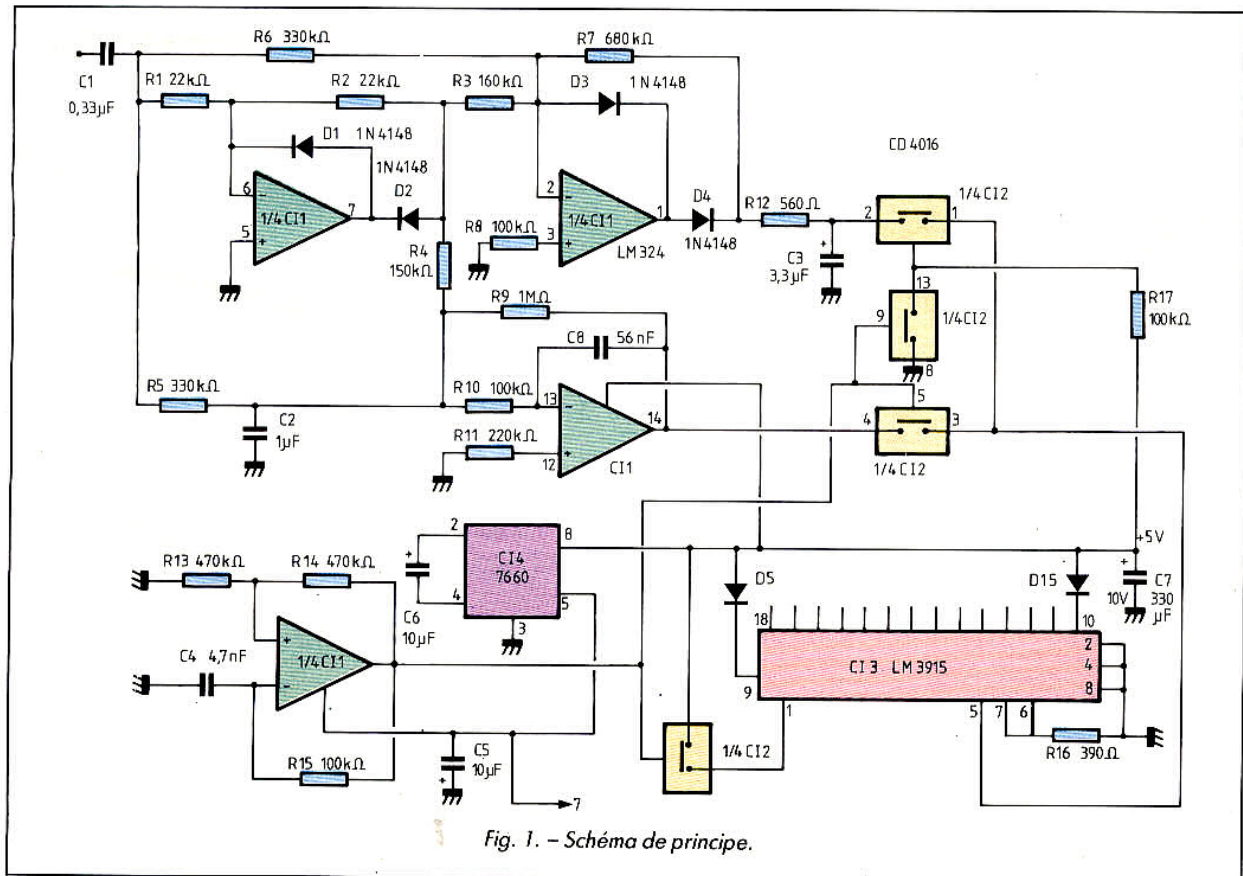
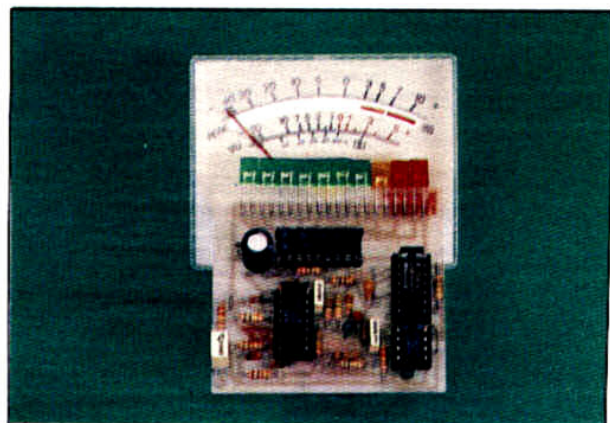
A QUOI ÇA SERT ?

Cet indicateur à diodes LED vous donne simultanément deux niveaux, il simule, par une barre, l'aiguille d'un VU-mètre, inertie comprise et, par un point isolé, donne et mémorise le niveau de crête.

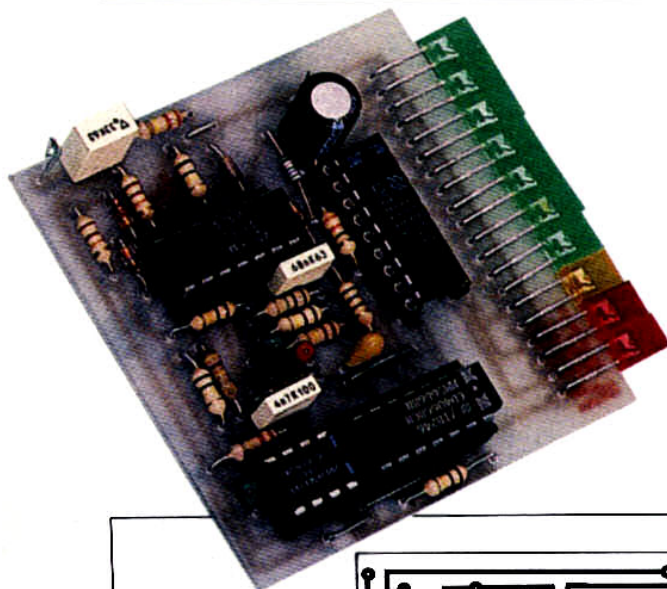
LE SCHEMA

Il semble complexe mais ne demande que quatre circuits intégrés. L'indicateur sera un LM 3915 associé à ses diodes. Les amplis op redressent

la tension audio et donnent une valeur de crête et une valeur moyenne avec simulation de la réponse mécanique de l'aiguille. Les deux valeurs sont envoyées alternativement à l'entrée du LM 3915 ; en même temps, on commute l'indication en point ou barre, lorsque la valeur crête est envoyée, on passe en mode point, avec la valeur moyenne, en mode barre. Comme l'indication crête est supérieure à l'indication VU, on aura un segment allumé, superposé à un point montant rapidement et descendant



VU-METRE / CRETEMETRE AUDIO



doucement. La commutation est assurée par un 4016 commandé par un oscillateur utilisant le quatrième ampli op du LM324.

Ce circuit intégré est alimenté en symétrique. Nous avons installé un convertisseur qui, à partir du + 5 V d'alimentation, fournira du - 5 V. Ce convertisseur est intégré. Il utilise un 7660 entouré de deux 10 μ F, un classique ! Si vous avez du - 5 V à votre disposition, vous pourrez l'éliminer.

REALISATION

Les composants sont relativement tassés mais ils entrent tous ; vous respecterez les polarités des condensateurs, des diodes, des circuits intégrés, vous alimenterez avec une tension positive de 5 V, vous injecterez une tension à l'entrée et vous verrez des diodes s'allumer comme nous l'avons décrit... La sensibilité est de l'ordre de 0 dBu, soit 0,775 V.

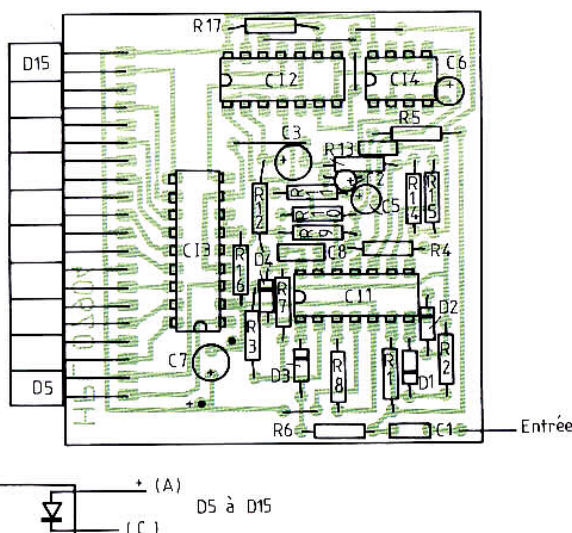
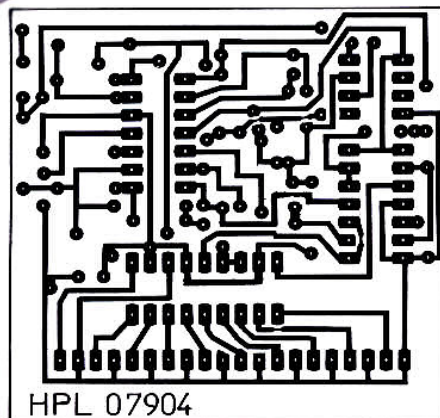


Fig. 2. - Circuit imprimé, échelle 1, et implantation.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R₁, R₂ : 22 k Ω
 R₃ : 160 k Ω
 R₄ : 150 k Ω
 R₅, R₆ : 330 k Ω
 R₇ : 680 k Ω
 R₈, R₁₀, R₁₇ : 100 k Ω
 R₉ : 1 M Ω
 R₁₁ : 220 k Ω
 R₁₂ : 560 Ω
 R₁₃, R₁₄, R₁₅ : 470 k Ω
 R₁₆ : 390 Ω

Condensateurs

C₁ : 330 nF MKT 5 mm
 C₂ : 1 μ F chimique radial ou tantale 35 V
 C₃ : 3,3 μ F ou 4,7 μ F tantale goutte 6,3 V
 C₄ : 4,7 nF MKT 5 mm
 C₅, C₆ : 10 μ F tantale goutte 6,3 V
 C₇ : 330 μ F chimique radial 10 V
 C₈ : 56 nF MKT 5 mm

Semi-conducteurs

D₁, D₂, D₃, D₄ : diode silicium 1N4148
 D₅ à D₁₅ : diodes électroluminescentes plates 5 mm, 7 vertes, 1 jaune, 2 rouges
 IC₁ : circuit intégré LM 324
 IC₂ : circuit intégré CD 4066
 IC₃ : circuit intégré LM 3915
 IC₄ : circuit intégré LM, ICL 7660

Divers

Supports de circuits intégrés, 18, 7, 8 broches

REALISATION

Flash

MODULE VOLTMETRE A CRISTAUX LIQUIDES UNIVERSEL

A QUOI ÇA SERT ?

La longueur de ce titre, qui pourtant ne résume pas toutes les possibilités du montage que nous vous proposons aujourd'hui, mérite quelques explications que voici.

Le montage présenté ci-après est en fait un module autonome dont la fonction première est d'être un voltmètre électronique de précision,

3 digits 1/2 (c'est-à-dire affichant jusqu'à 1999 si vous préférez) dont la sensibilité d'entrée initiale est de 200 mV ou de 2 V.

Il est destiné à remplacer, dans toutes vos réalisations existantes ou futures, les classiques galvanomètres à cadre mobile qui, même s'ils sont un tout petit peu moins coûteux que notre module, sont loin

d'en présenter les performances.

Moyennant l'adjonction d'interfaces que nous décrivons ou qui ont déjà été décrites dans cette série de montages flash, on peut en faire à peu près ce que l'on veut : ampèremètre, capacimètre, fréquence-mètre, phasemètre, thermomètre, altimètre, hygromètre, etc.

L'utilisation d'un circuit LSI

CMOS et d'afficheurs à cristaux liquides lui confèrent en outre une consommation très faible permettant son alimentation avec une simple pile de 9 V pendant de très longs mois.

LE SCHEMA

Il n'a pas la prétention d'être original puisqu'il fait appel au désormais classique 7106

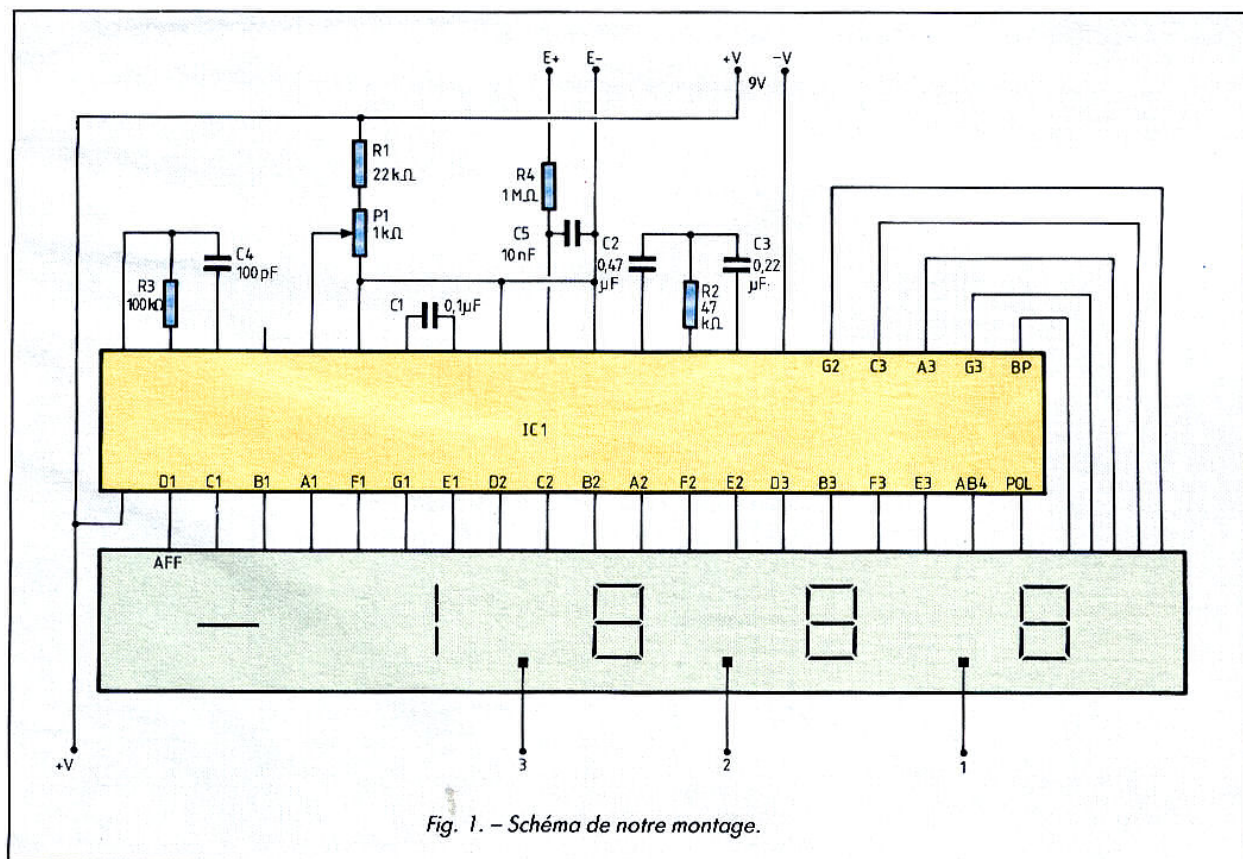


Fig. 1. - Schéma de notre montage.

MODULE VOLTMETRE A CRISTAUX LIQUIDES

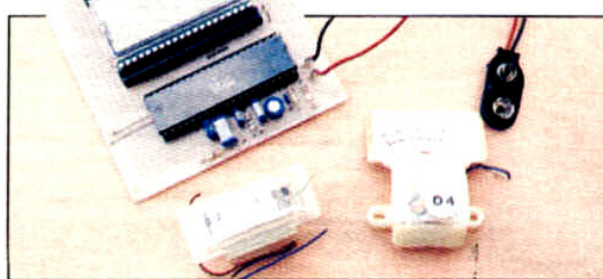
d'Intersil, disponible d'ailleurs sous cette même référence chez de nombreux autres fabricants.

Ce circuit est un convertisseur analogique/digital avec système de compensation automatique des dérives entièrement intégré. Il est prévu pour commander directement un afficheur à cristaux liquides 3 chiffres 1/2 d'un type très répandu (heureusement pour nous) chez tous les distributeurs de composants.

La mise en œuvre du circuit ne fait appel qu'à quelques composants passifs externes, comme vous pouvez le constater sur la figure. Avec les valeurs choisies, la sensibilité du voltmètre est de 200 mV pleine échelle mais, en remplaçant R_1 par une 15 k Ω et P_1 par un 10 k Ω , cette dernière passe à 2 V pleine échelle.

L'alimentation du montage étant flottante par rapport aux entrées de mesure, ce module peut mesurer des tensions positives ou négatives et indique automatiquement leur polarité sur l'afficheur.

En cas de dépassement de la valeur maximale permise à l'entrée, tous les chiffres de



l'afficheur sont éteints, sauf un 1 en position maximale pour signaler cet état.

LA REALISATION

La réalisation ne présente aucune difficulté en respectant le dessin du circuit imprimé proposé. Celui-ci est compatible avec tous les afficheurs à cristaux liquides 3 chiffres 1/2 actuellement proposés sur le marché amateur.

Le câblage commencera par les straps qui passent sous les afficheurs et sous le circuit intégré. L'afficheur sera impérativement monté sur support pour pouvoir le déposer en cas de problème. Comme il n'existe pas de support 40 pattes assez large, utilisez

des contacts en bande ou coupez en deux un support 40 pattes classique !

Les points décimaux de l'afficheur sont ramenés sur la droite du module où ils peuvent être reliés avec le +V en fonction de la position du point à faire allumer. Le 1 est situé le plus à droite et le 3 le plus à gauche.

Le fonctionnement est immédiat. Seul P_1 doit être ajusté par comparaison avec un voltmètre de référence (numérique si possible) ou en mesurant une source de tension parfaitement connue.

Sachez pour finir que l'impédance d'entrée du montage peut être considérée comme infinie pour vos calculs de ponts diviseurs éventuels.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC₁ : 7106 (Intersil, Téledyne, Maxim, etc.)
AFF : afficheurs 3 chiffres 1/2 à cristaux liquide

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 22 k Ω couche métallique 2 % (voir texte)
 R_2 : 47 k Ω
 R_3 : 100 k Ω
 R_4 : 1 M Ω

Condensateurs

C_1 : 0,1 μ F mylar
 C_2 : 0,47 μ F mylar
 C_3 : 0,22 μ F mylar
 C_4 : 100 pF céramique
 C_5 : 10 nF céramique ou mylar

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable Cermet de 1 k Ω pour CI (voir texte)
Support pour l'afficheur
Support 40 pattes pour IC₁

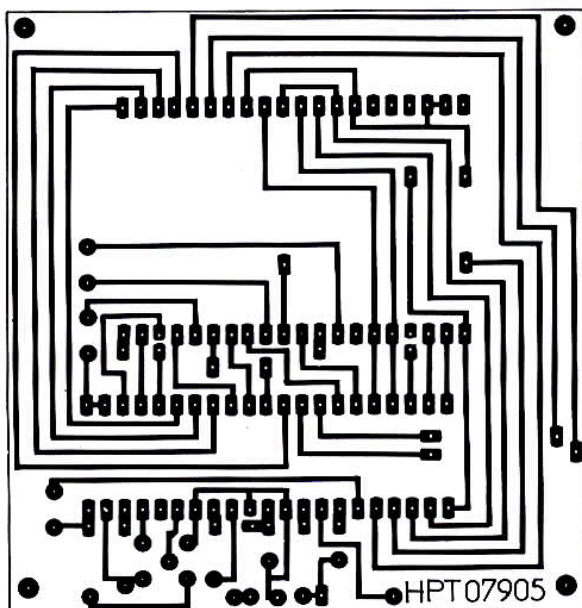


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

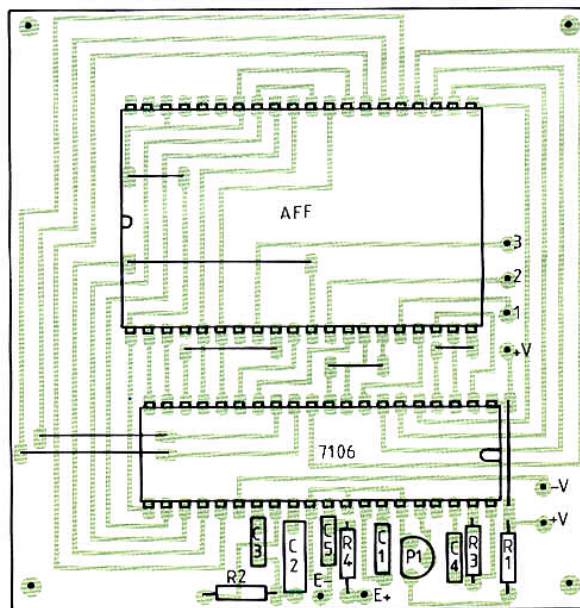
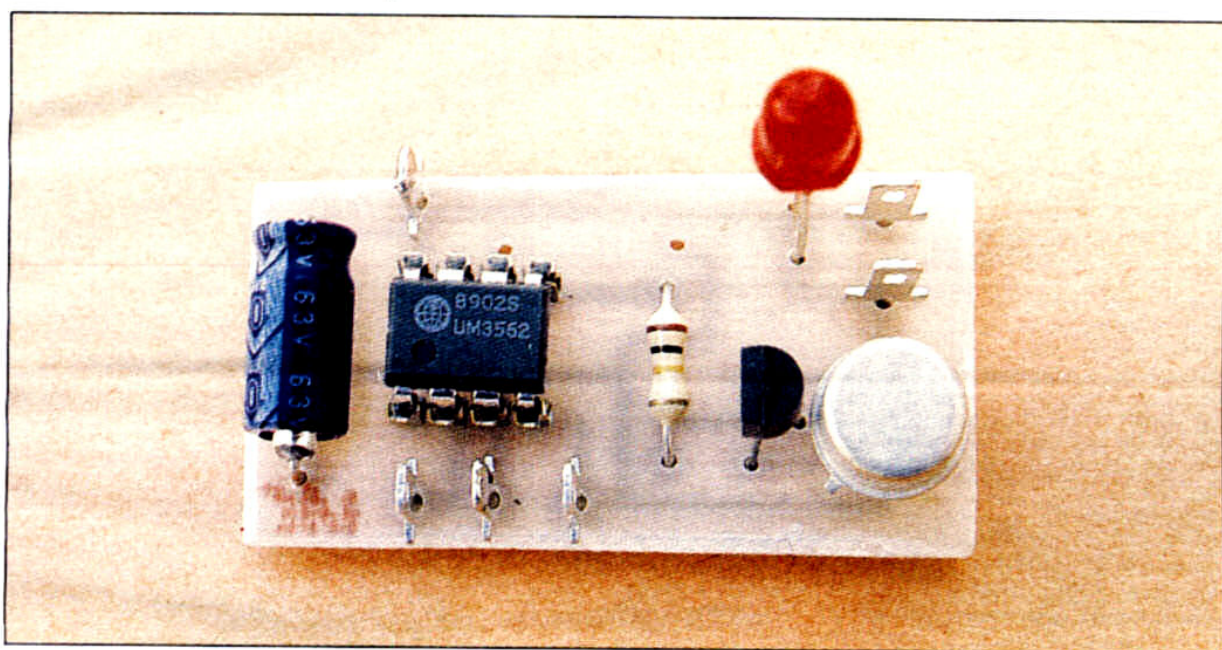


Fig. 3. - Implantation des composants.

REALISATION

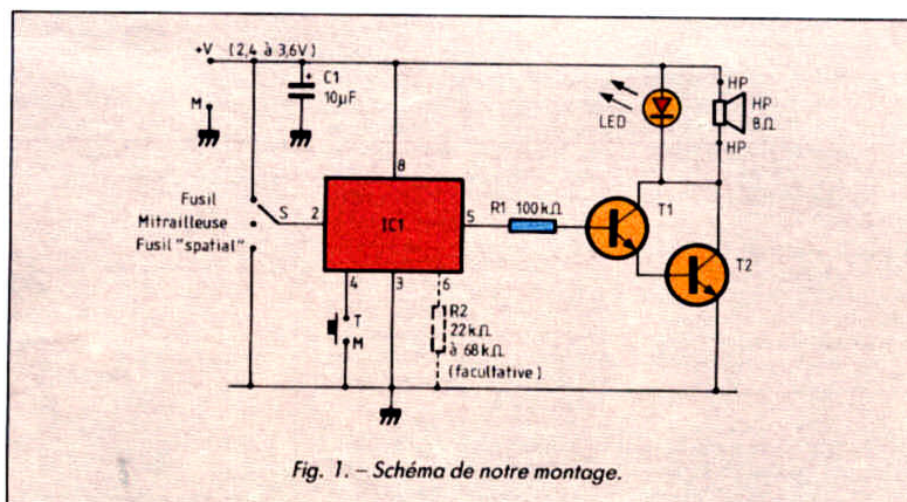
Flash

UN BRUTEUR POUR JOUETS GUERRIERS



A QUOI ÇA SERT ?

Comme son nom l'indique, notre montage est destiné à servir de bruiteur pour jouet. Il peut générer trois bruits de « fusils » différents et est donc parfaitement adapté aux divers engins guerriers, anciens ou modernes, que nos chères têtes blondes peuvent posséder. En effet, il sait produire un bruit de coup de feu classique, analogue à celui que produit tout fusil ou pistolet « ordinaire », mais il sait aussi générer des sons plus « galactiques » pour diverses variétés de fusils de l'espace, tels ceux utilisés par Bioman et autres célébrités du 21^e siècle !



UN BRUTEUR POUR JOUETS GUERRIERS

Qui plus est, notre montage peut générer un flash de couleur au moyen d'une LED lors de l'émission du bruit.

Malgré ses nombreuses possibilités, sa consommation est extrêmement faible, et les deux piles qui l'alimentent ont une durée de vie fort longue, même pour des utilisations intensives.

LE SCHEMA

Notre schéma fait appel, une fois encore, à un circuit de la firme United Microelectronics que vous devez commencer à bien connaître si vous êtes un habitué de cette série de montages flash. L'intérêt d'une partie de la production de cette société est de proposer des composants très spécialisés et disposant d'une intégration telle qu'il faut un minimum de composants externes pour les mettre en œuvre. En outre, l'utilisation du procédé MOS (et une certaine maîtrise de celui-ci, il faut le reconnaître) conduit à commercialiser des circuits qui s'alimentent sous des tensions très faibles (de 1,5 à 3,6 volts) et dont la consommation est insignifiante.

Comme vous pouvez le constater, notre schéma confirme ce que nous venons de dire puisque, hormis l'étage « de puissance », il ne faut aucun composant passif autour de l'UM 3562 pour le faire fonctionner.

L'alimentation est découplée par C_1 , et sa tension doit être comprise entre 2,4 et 3,6 V. Aucun interrupteur n'est à prévoir car, hors coups de feu, le montage consomme au maximum 300 μ A.

La borne S permet de sélectionner le type de coup de feu entre : fusil « ordinaire », mitrailleuse et fusil « spécial ». Le poussoir tir connecté entre le point T et la masse génère un coup de feu lors de chaque appui.

La LED en parallèle sur le haut-parleur est facultative. Elle génère un éclair lors de chaque

coup de feu, ce qui peut être intéressant en la plaçant, par exemple, dans l'embouchure du canon de l'engin guerrier concerné. Il faut choisir une LED rouge de préférence à toute autre couleur en raison de son seuil plus faible, ce qui garantit son allumage même lorsque la tension des piles commence à baisser.

Si nécessaire, une résistance peut être connectée entre la patte 6 du circuit et la masse pour régler la vitesse du bruit de coup de feu. Sa valeur peut varier de 22 k Ω à 68 k Ω , mais la valeur prévue par l'UM 3562 en l'absence de cette dernière donne généralement satisfaction.

LE MONTAGE

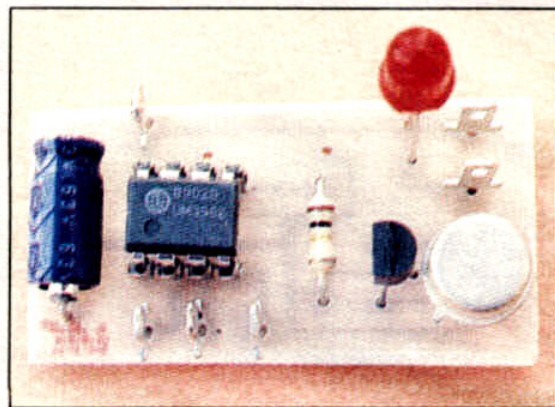
Aucun revendeur pour amateur ne désirant, pour l'instant et à notre connaissance, stocker de circuits de la série UM, vous devrez vous adresser à l'auteur de ces lignes via le courrier de la revue pour savoir comment en obtenir. Hormis ce point de détail, il n'y a pas de remarque particulière à faire concernant l'approvisionnement en composants, si ce n'est à propos du haut-parleur dont la taille devra être choisie en rapport avec les contraintes d'implantation imposées par le jouet choisi.

Un minuscule circuit imprimé reçoit l'ensemble des composants et ne présente bien évidemment aucune difficulté de câblage tant le schéma est simple. L'emplacement de la résistance optionnelle de choix de vitesse a été prévu. Il sera laissé libre si vous voulez utiliser l'UM 3562 avec sa valeur par défaut.

L'alimentation peut être confiée à deux piles de 1,5 V qui pourront être des modèles miniatures (R6 ou la taille d'en dessous) tant la consommation est faible.

Le fonctionnement est évidemment immédiat si aucune erreur n'a été commise.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS



Semi-conducteurs

IC₁ : UM 3562 (voir texte)
T₁ : BC 547, 548, 549
T₂ : 2N2219, 2N2222
LED : LED rouge

Condensateurs

C₁ : 10 μ F 10 volts

Résistances 1/4 W 5 %

R₁ : 100 k Ω
R₂ (facultative) :
22 k Ω à 68 k Ω

Divers

HP : petit haut-parleur de 8 Ω
P : poussoir, contact en appuyant
Support 8 pattes pour IC₁ (facultatif)

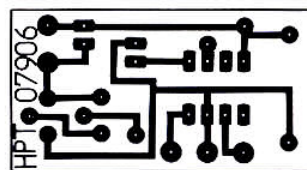


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

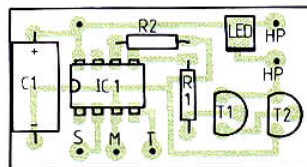


Fig. 3. - Implantation des composants.

FAITES PARLER TOUS VOS MONTAGES

Depuis déjà plusieurs années nous vous proposons, avec plus ou moins de bonheur, diverses réalisations faisant appel à la synthèse vocale. Leurs possibilités et leur souplesse d'emploi sont directement liées à la technologie de l'époque et ne permettent pas toujours de faire exactement ce que l'on voudrait.

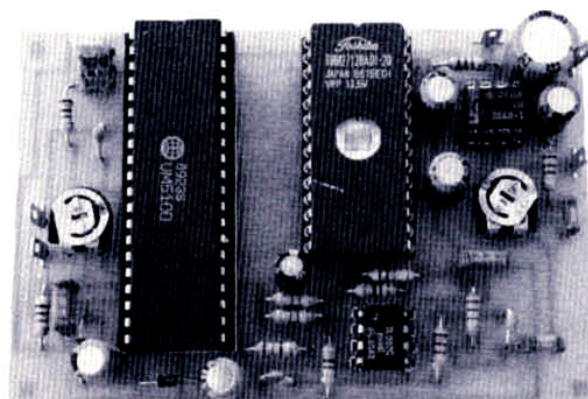
Le montage que vous allez découvrir ci-

après constitue une petite révolution car il permet de faire parler virtuellement n'importe quoi pourvu qu'une alimentation électrique soit disponible. Qui plus est, les messages et la voix utilisés sont librement choisis par vos soins et ne nécessitent aucun système informatique pour leur codage ou leur programmation. Vous êtes sceptiques ? Alors lisez vite cet article.

PRINCIPE GENERAL

Nous vous avons présenté, dans notre numéro de novembre 1989, un montage intitulé « réalisez un magnétophone sans bande ni cassette ». Ce montage permettait de stocker dans une mémoire vive plusieurs dizaines de secondes de parole que l'on pouvait ensuite restituer tout à loisir. Comme la mémoire utilisée était de la mémoire vive ou RAM, il fallait maintenir l'alimentation sur celle-ci en permanence si on ne voulait pas perdre son contenu et, donc, le message enregistré. Cette contrainte compliquait quelque peu le schéma utilisé et le rendait impropre à faire ce que nous voulons réaliser aujourd'hui.

Nous avons donc fait mieux et même beaucoup mieux puisque notre réalisation fait appel au même circuit de base que le montage de novembre, à savoir le déjà célèbre UM 5100, associé cette fois-ci à de l'UVPRM ou mémoire effaçable aux ultraviolets. Une fois cette mémoire correctement programmée, notre montage est totalement autonome et indépendant de toute alimentation et peut donc être



Le module parlant est vraiment très compact.

manipulé et être intégré dans l'appareil de votre choix.

Mais, nous direz-vous, il faut programmer cette UVPRM, ce qui nécessite sûrement un système informatique, aussi minime soit-il. La réponse est non ! En effet, après de nombreuses heures de réflexion et plusieurs tubes d'aspirine nous avons conçu un adaptateur qui se connecte sur le montage de novembre 1989 et qui permet de programmer autant d'UVPRM que vous le désirez.

Notre ensemble, schématisé figure 1, se compose donc des éléments suivants :

- le montage décrit en novembre 1989 (si vous l'avez déjà réalisé) ou sa version renouée que nous vous proposerons ci-après ;
- l'adaptateur de programmation qui se connecte sur ce montage lorsque c'est nécessaire et qui permet de programmer autant d'UVPRM que vous le désirez avec les messages de votre choix ;
- le montage UM 5100 UVPRM décrit ci-après, qui peut être réalisé en autant d'exemplaires que vous le désirez et être intégré dans vos réalisations. Pour simplifier notre exposé, nous appellerons ce

montage « le module parlant » dans la suite de cet article.

Précisons en outre que le montage de novembre 1989 ou sa version renouée restent utilisables tout à fait normalement lorsque l'adaptateur de programmation ne leur est pas connecté.

L'UM 5100

Nous n'allons pas revenir en détail sur les grands principes de la synthèse vocale dont nous avons parlé dans notre numéro de novembre. Rappelons seulement, pour ceux d'entre vous qui ne l'ont pas eu entre les mains, que nous utilisons un circuit intégré UM 5100 qui regroupe, en un seul boîtier, toutes les fonctions visibles figure 2.

Il contient entre autres toute la logique nécessaire pour adresser de la mémoire externe jusqu'à 64 Ko et toute la circuiterie nécessaire pour faire de la conversion analogique/digitale (phase d'enregistrement) ou digitale/analogique (phase de lecture) selon la technique de modulation delta qui présente le meilleur compromis actuel : encombrement mémoire/intelligibilité.

R E A L I S A T I O N

ELECTRONIQUE

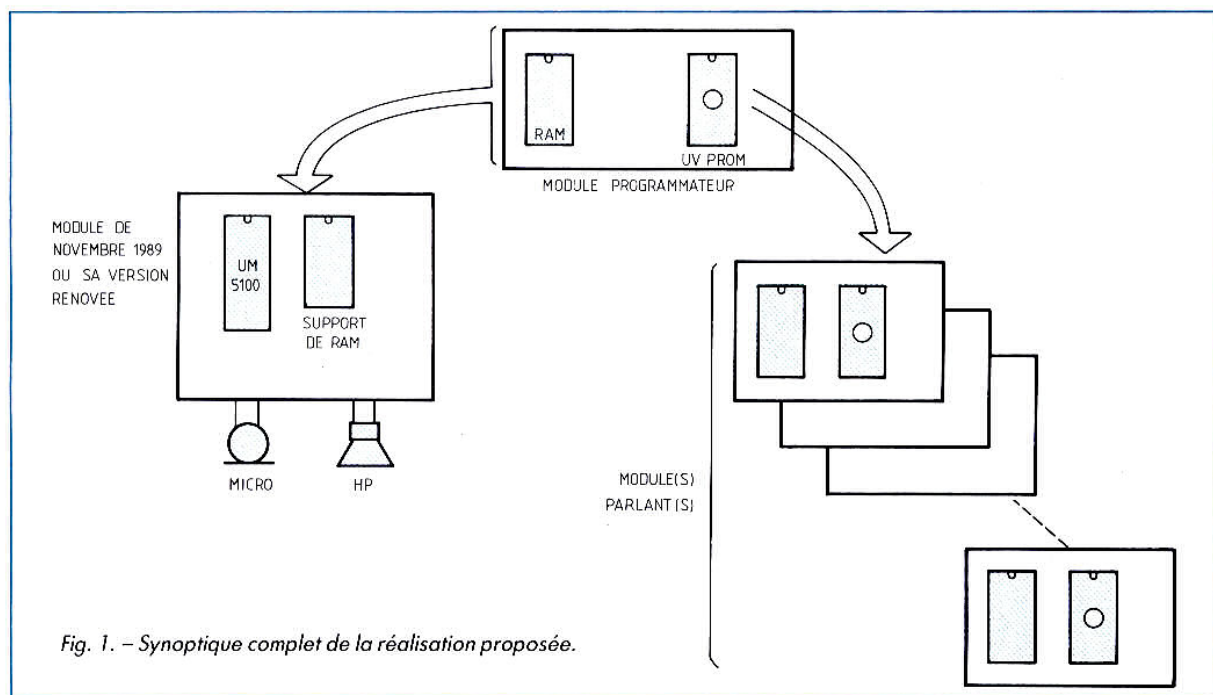


Fig. 1. - Synoptique complet de la réalisation proposée.

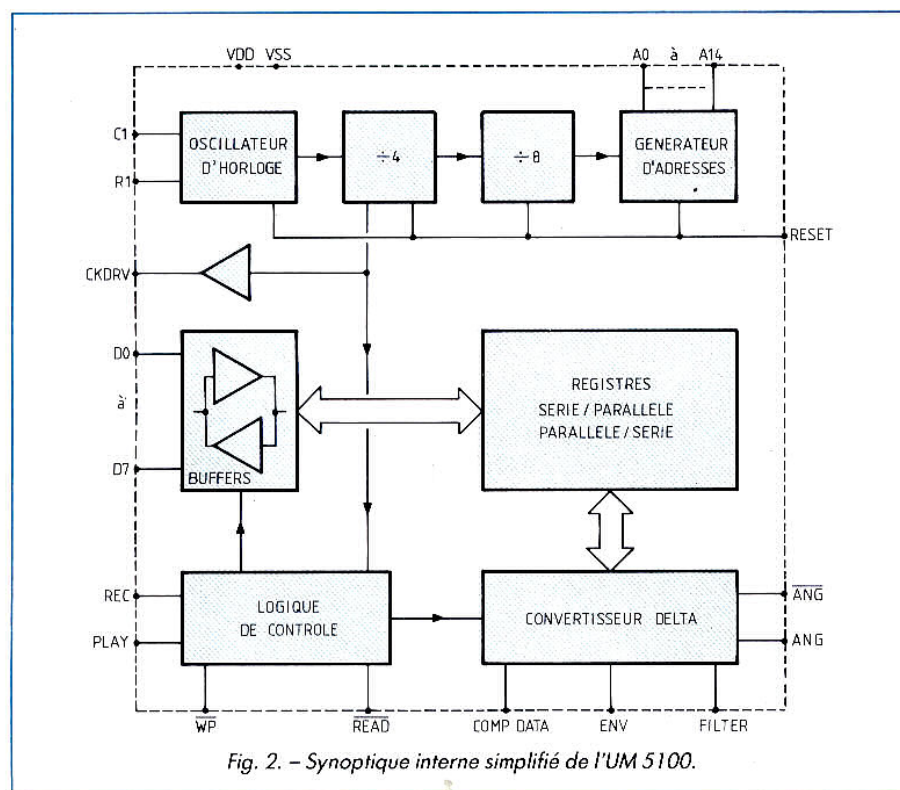


Fig. 2. - Synoptique interne simplifié de l'UM 5100.

Utilisé avec une mémoire vive, le synoptique d'emploi de l'UM 5100 vous est présenté figure 3. Un micro suivi d'un préampli d'entrée et d'un comparateur constitue l'électronique externe de la partie enregistrement, tandis qu'en lecture la sortie de l'UM 5100 commande un préampli et un filtre actif passe-bas avant d'attaquer l'ampli de puissance.

Si vous avez lu notre numéro de novembre, tout cela vous est familier. Ce qui est nouveau, en revanche, c'est que, si l'on dispose d'une mémoire morte, notre UVROM en l'occurrence, le synoptique d'utilisation de l'UM 5100 se simplifie beaucoup et devient celui visible figure 4.

On y retrouve notre circuit qui adresse sa mémoire mais il n'est plus maintenant associé qu'à un préampli, son filtre actif et l'ampli de puissance. Cela conduit au schéma fort simple de notre module parlant que nous allons étudier maintenant.

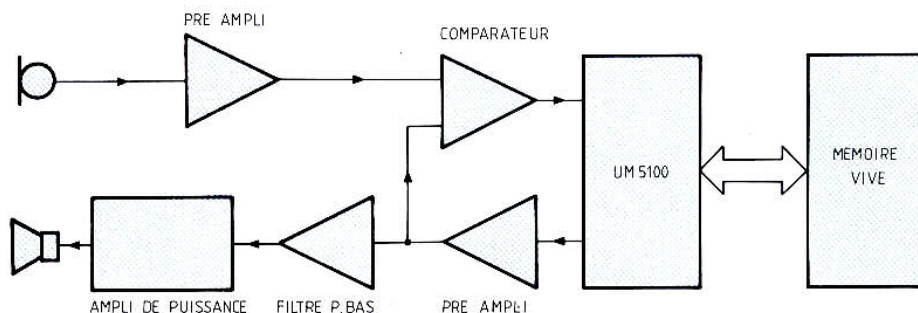


Fig. 3. - Mise en œuvre de l'UM 5100 en mode enregistrement/lecture.

SCHEMA DU MODULE PARLANT

La figure 5 vous présente celui-ci dans son intégralité et, comme nous l'écrivions à l'instant, il semble difficile de faire plus simple.

L'UM 5100 est directement couplé aux lignes d'adresses, de données et de contrôle de la mémoire UVPROM qu'il gère intégralement. Seuls trois straps permettent quelques choix au niveau de l'utilisation et de la taille de cette dernière. En effet, nous avons prévu trois possibilités :

- utilisation de l'intégralité de la capacité d'une 27128 ;
- utilisation de l'intégralité de la capacité d'une 2764 ;
- utilisation de la moitié haute ou de la moitié basse d'une 27256, pour disposer ainsi de deux phrases différentes commutables par un signal électrique ou un interrupteur.

Précisons toutefois que notre adaptateur de programmation ne sait programmer que les 27128. Les options 2764 et 27256 ne sont donc utilisables que par ceux d'entre vous qui disposent, ne serait-ce que pour quelques instants, d'un programmeur de mémoire. Nous verrons cela plus en détail ultérieurement. La sortie analogique de l'UM 5100 est reliée à l'ampli-

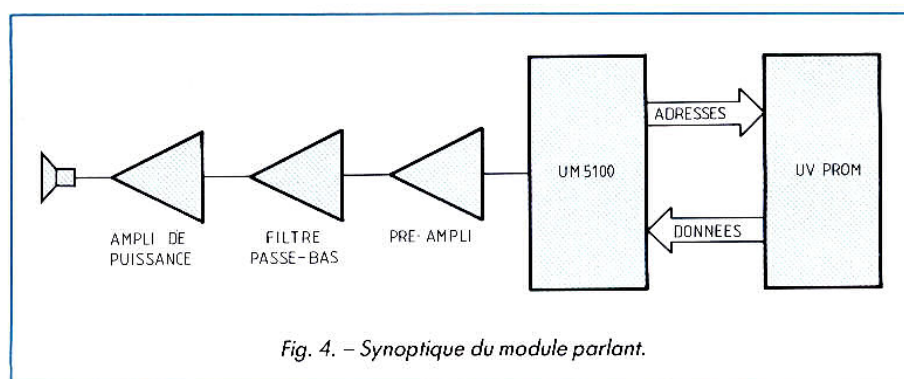


Fig. 4. - Synoptique du module parlant.

ficateur opérationnel IC_{3a} monté en amplificateur différentiel et suivi d'un jeu de filtres passe-bas passifs et actifs réalisés autour de IC_{3b}. La sortie de ce circuit, après passage par un potentiomètre de réglage de volume, commande l'amplificateur BF intégré IC₄. La présence de cet ampli n'a rien d'obligatoire et vous pouvez très bien prélever les signaux BF sur le curseur de P₁ pour les appliquer au système de votre choix.

L'ensemble du montage s'alimente sous une tension unique de 5 V aux normes TTL ($\pm 10\%$). Cette alimentation n'est pas prévue sur notre module car nous avons pensé qu'il pouvait être intégré dans un montage où une telle tension était déjà disponible. Si tel n'est pas le cas, un bloc secteur du commerce suivi

d'un classique régulateur 5 V intégré monté comme schématisé figure 6 convient très bien. La consommation va de quelques dizaines à quelques centaines de milliampères selon le réglage de volume de l'amplificateur BF.

REALISATION DU MODULE DE PAROLE

L'approvisionnement des composants ne doit poser aucun problème. En ce qui concerne l'UVPROM, et au moins pour vos premiers essais, choisissez une 27128. Le temps d'accès importe peu de même que la tension de programmation qui peut être de 12,5 ou 21 V, car notre adaptateur de programmation sait traiter les deux cas.

En ce qui concerne l'UM 5100, et en attendant que des revendeurs se décident à le tenir en stock, adressez-vous à l'auteur de ces lignes (soit directement, soit via le courrier technique de la revue) qui en tient en stock et pourra vous le fournir. Tous les autres composants sont classiques et n'appellent pas de commentaire particulier.

Un circuit imprimé simple face de petite taille, visible figure 8, reçoit l'ensemble des composants du montage. Compte tenu de la relative finesse de son tracé, des symboles transferts directs ou, mieux, la méthode photographique sont conseillés pour le réaliser. Rappelons à ceux d'entre vous qui ne sont pas équipés que des sociétés ou des distributeurs de composants de plus en plus nom-

R E A L I S A T I O N

ELECTRONIQUE

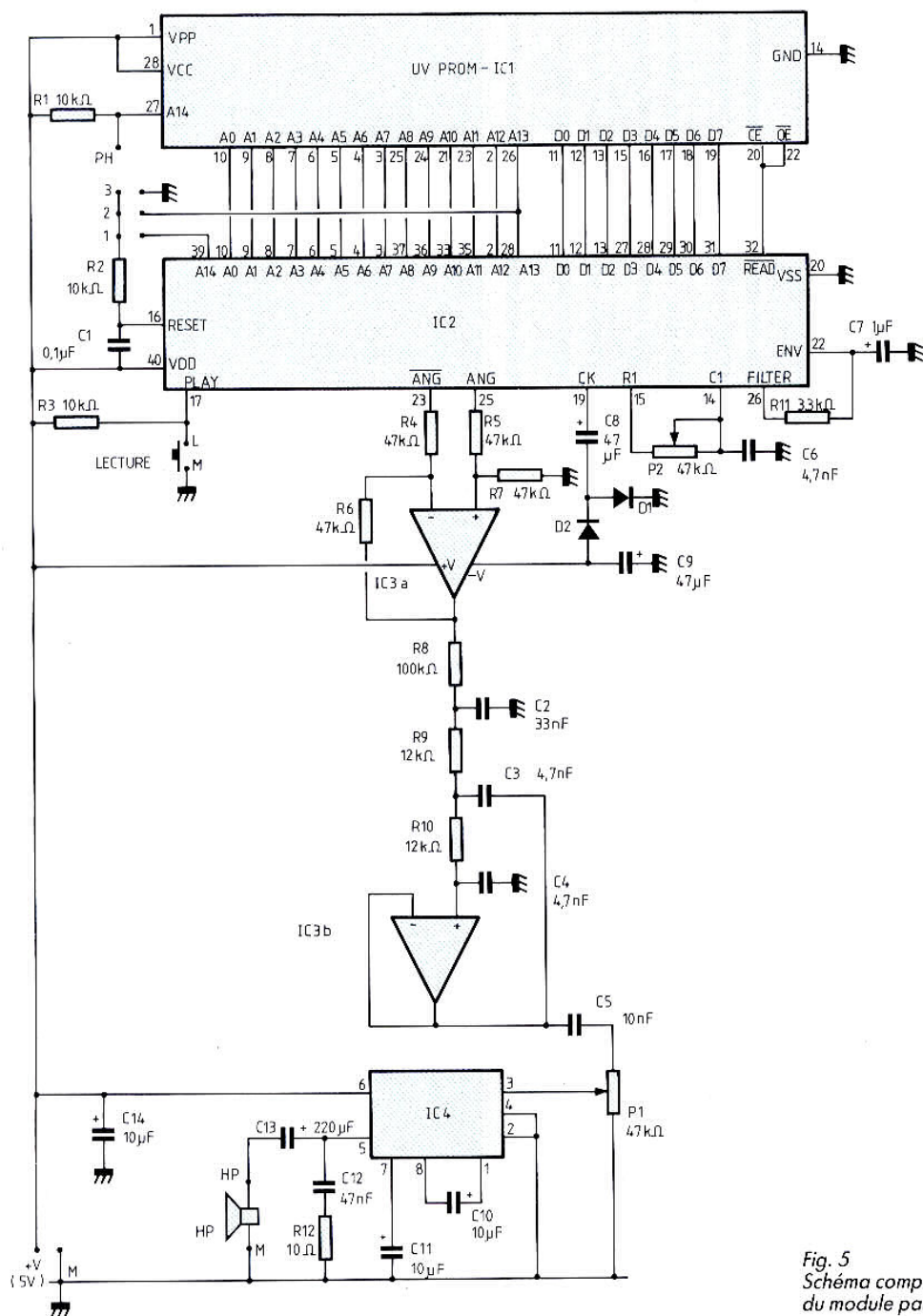


Fig. 5
Schéma complet
du module parlant.

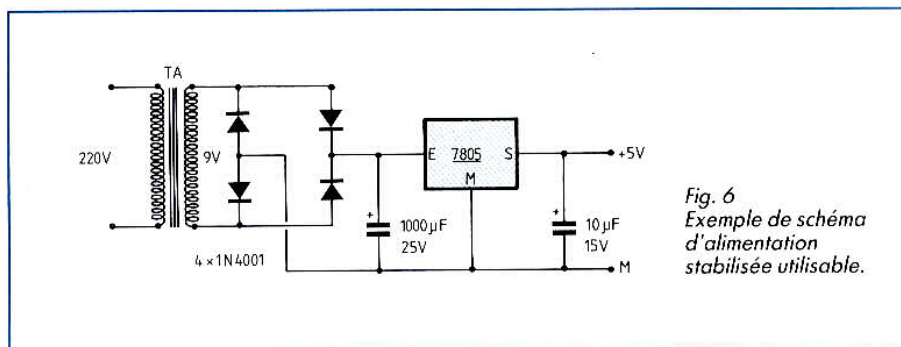


Fig. 6
Exemple de schéma
d'alimentation
stabilisée utilisable.

breux réalisent vos circuits à la demande à partir du tracé fourni dans une revue. Le prix est accessible compte tenu du fait qu'il vous dispense de tout investissement en matériel à circuits imprimés et que la qualité du travail fourni est généralement très bonne. Le montage des éléments ne présente aucune difficulté en suivant les indications de la figure 9. Les composants passifs seront montés en premier suivi des composants actifs. Nous vous conseillons de monter l'UM 5100 sur support ainsi bien évidemment que l'UVPROM pour permettre un

changement de message facile. Le potentiomètre de volume P_1 peut être un module ajustable monté à demeure sur le CI ou un modèle classique que vous déporterez alors au moyen de fils blindés dont le blindage sera relié à la masse du montage. Le point PH est à équiper d'une cosse de connexion si vous envisagez d'utiliser ultérieurement des UVPROM 27256. Dans le cas contraire il peut rester libre. Les straps repérés 1, 2 et 3 sont à équiper de picots au pas de 2,54 mm sur lesquels viendra se placer un cavalier

de court-circuit en position 1 (UVPROM type 27128), 2 (UVPROM type 2764) ou 3 (répétition permanente du message). Si vous n'envisagez d'utiliser que des 27128 sans répétition, ce qui est le cas le plus général, vous pouvez souder à demeure un fil de liaison au niveau du strap 1. Le haut-parleur pourra être n'importe quel modèle de 8 Ω d'impédance ou plus. Point n'est besoin de prévoir un modèle de haute qualité, la parole synthétisée, même avec un montage efficace comme celui-ci, n'est tout de même pas de la HiFi !

Avant de décrire le module de programmation, et pour que cet article soit complet, nous allons néanmoins terminer ce chapitre avec la description du mode d'emploi complet de ce module.

L'utilisation normale du module est à faire avec une UVPROM type 27128, qui donne de 10 à 20 s de parole selon la qualité de codage choisie par la manœuvre de P_2 (voir module de programmation pour toutes explications à ce sujet). Dans ces conditions, le strap 1 est mis en place et le point PH reste en l'air.

Si vous avez accès à un programmeur de PROM, même rudimentaire, il vous est possible de recopier, avec celui-ci, deux 27128 que vous aurez programmées avec notre module de programmation, dans une seule 27256. Vous disposerez alors de deux « phrases » distinctes dans la même mémoire. Pour utiliser cette 27256, laissez le strap en position 1 mais reliez le point PH à un interrupteur mécanique ou électronique. Lorsque le point PH sera au niveau bas, c'est-à-dire au potentiel de la masse du montage, la partie basse de la 27256 sera utilisée pour prononcer la phrase. Lorsque le point PH sera en l'air ou amené au + 5 V, la partie haute de la 27256 sera utilisée pour prononcer la phrase.

En ce qui concerne la commande de « lecture » du montage, c'est-à-dire celle qui déclenche la prononciation de la phrase ; nous avons vu qu'il suffisait de relier un court instant L à la masse pour l'obtenir. C'est possible au moyen d'un poussoir bien sûr mais aussi à partir d'un transistor se trouvant en sortie du montage de votre choix par exemple. La figure 10 montre comment procéder pour cela.

Enfin, le dernier point à signaler est que, tel que le montage est fait, il prononce la phrase contenue en mémoire une fois et s'arrête ensuite seul. Si vous souhaitez une prononciation répétitive (sirène d'alarme qui crie « au voleur »

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC₁ : UVPROM 27128 (voir texte)
IC₂ : UM 5100 (voir texte)
IC₃ : TL082 ou LF353
IC₄ : LM386 (suffixe quelconque)
D₁, D₂ : 1N914 ou 1N4148

Résistances

1/4 W 5 %

R₁, R₂, R₃ : 10 k Ω
R₄, R₅, R₆, R₇ : 47 k Ω
R₈ : 100 k Ω
R₉, R₁₀ : 12 k Ω
R₁₁ : 3,3 k Ω
R₁₂ : 10 Ω

Condensateurs

C₁ : 0,1 μ F mylar
C₂ : 33 nF mylar
C₃, C₄, C₆ : 4,7 nF céramique ou mylar
C₅ : 10 nF céramique ou mylar
C₇ : 1 μ F 15 V radial
C₈, C₉ : 47 μ F 15 V radial
C₁₀, C₁₁, C₁₄ : 10 μ F 15 V radial
C₁₂ : 47 nF mylar
C₁₃ : 220 μ F 15 V radial

Divers

P₁, P₂ : potentiomètres ajustables pour CI, modèles couchés de 47 k Ω
HP : haut-parleur quelconque de 8 Ω ou plus
Supports de CI : 1 x 40 pattes, 1 x 28 pattes, 2 x 8 pattes (facultatifs)

ESSAIS ET UTILISATION

Pour essayer le montage, il suffit de le relier à une alimentation 5 V. Aucun bruit, hormis éventuellement un léger souffle, ne doit être audible. Le fait de relier momentanément le point L (pour lecture) à la masse déclenche la prononciation de la phrase contenue en mémoire. A ce stade de vos essais, et comme vous ne disposez que d'une mémoire vierge, vous n'entendrez qu'une suite de bruits ou grognements incohérents. C'est tout à fait normal. Le potentiomètre P_2 permet d'ajuster la vitesse d'horloge de l'UM 5100 et donc tout à la fois le temps de parole et la qualité de la synthèse. Vérifiez son action sur la durée des grognements faute de mieux pour l'instant.

sans arrêt une fois déclenchée par exemple), il suffit d'enlever le strap 1 ou 2 et de le mettre en position 3.

QUELQUES IDEES D'APPLICATIONS

Bien que nous fassions confiance à votre imagination fertile pour trouver de multiples applications à ce montage, voici quelques idées qui, entre autres, nous ont incités à concevoir ce module :

- sirène d'alarme parlante. Il suffit de faire déclencher le montage par n'importe quelle centrale d'alarme et de bien choisir son message pour avoir un effet dissuasif certain ;
- « chien » électronique. Toujours dans le même ordre d'idée, rien n'interdit d'enregistrer dans l'UV PROM les aboiements d'un chien (faire plusieurs essais pour avoir un son aussi réaliste que possible). Le déclenchement par tout système de détection de présence fera alors croire au malfrat qu'un chien est enfermé chez vous ;
- répondeur téléphonique simple. Pour faire un répondeur non enregistreur, rien n'est plus simple avec ce module puisqu'il suffit d'une petite logique pour le déclencher en réponse à un appel téléphonique. Il dispose alors de suffisamment de temps de synthèse pour informer vos correspondants de votre absence ;
- jouet d'enfant parlant. Quoi de plus simple encore que de donner la parole à une poupée ou à n'importe quel monstre ou héros galactique, tant prisé par nos chères têtes blondes ;
- alarme polyvalente. Rien ne vous interdit non plus d'intégrer le montage dans un organe dont vous voulez assurer la protection par un message d'alerte en cas de problème. Ainsi, on peut envisager une alimentation stabilisée qui annonce à haute et intelligible voix : « Je suis en court-circuit ». Il suffit pour cela de déclencher le montage par le cir-

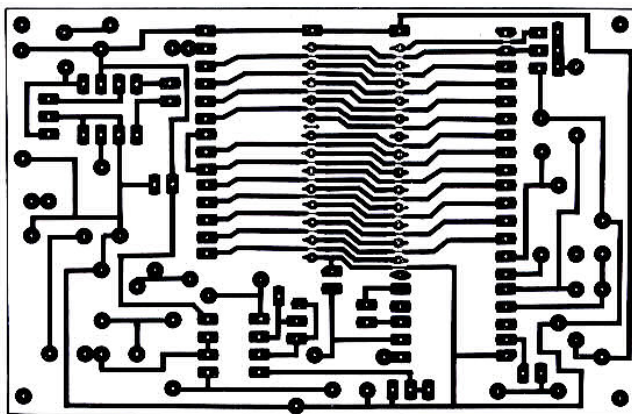


Fig. 8. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

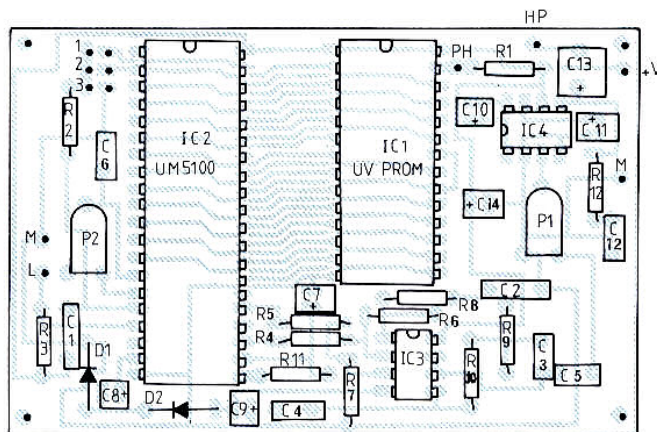


Fig. 9. - Implantation des composants.

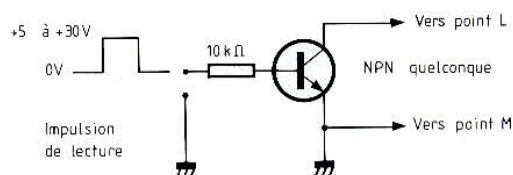


Fig. 10
Commande électronique
de la fonction lecture.

R E A L I S A T I O N

ELECTRONIQUE

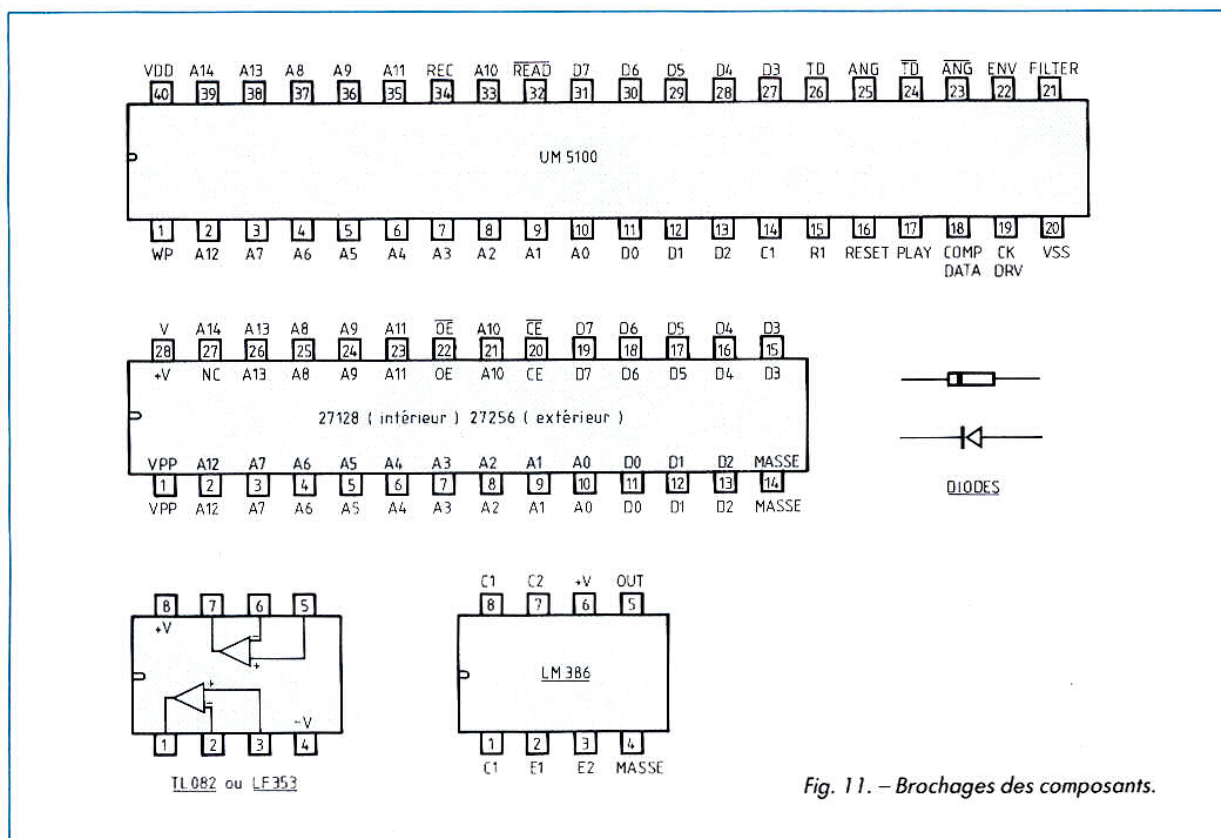
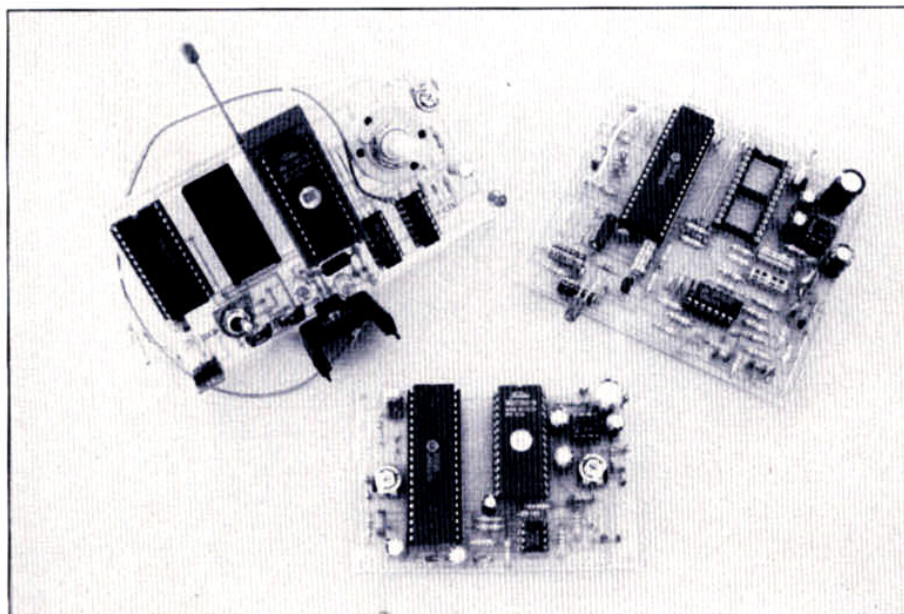


Fig. 11. — Brochages des composants.



L'ensemble complet : module à UM 5100, programmeur et module parlant.

cuit de détection de courant excessif.

Comme vous pouvez le constater, la polyvalence du montage permet de tout faire ou presque. A vous de jouer...

A SUIVRE

Vous avez maintenant les moyens de faire parler n'importe quoi, il ne vous reste plus qu'à pouvoir mettre votre voix en conserve. Ce sera chose faite le mois prochain, avec la description complète du module de programmation autonome ou adaptable sur le montage de novembre 1989, ainsi que de la version rénovée de ce dernier. Nous verrons aussi, à cette occasion, comment résoudre un problème souvent posé par courrier ou minitel à propos de ce montage.

C. TAVERNIER