

LE HAUT-PARLEUR

LE MAGAZINE DES TECHNIQUES DE L'ÉLECTRONIQUE

AU BANC D'ESSAIS
10 AMPLIFICATEURS HIFI

FACE A FACE :
LES CAMESCOPIES
JVC GR-S707 et
SONY CCD-V900

TELEVISION
100 Hz

REALISEZ :
UN HYGROMETRE
A AFFICHAGE
NUMERIQUE



SONY
Le créateur

T 1843 - 1771 - 23,00 F



3791843023000 1771

15 DECEMBRE 1989
N° 1771 - LXIV^e ANNÉE

SOMMAIRE

LE DOSSIER DU MOIS : LES AMPLIFICATEURS

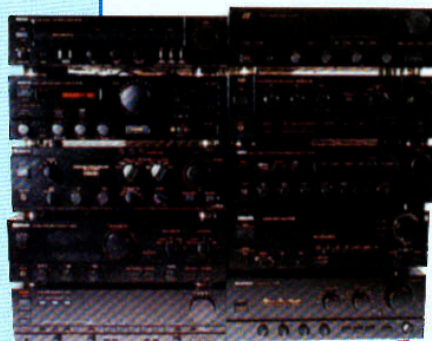
36 10 AMPLIFICATEURS AU BANC D'ESSAIS

41 FICHES TESTS

DENON PMA 320 A • JVC AX 611 C • KENWOOD KA 5010 • LUXMAN LV 113
• ONKYO A RV 400 • PHILIPS DFA 888 • PIONEER A 757 • SANSUI AU X 301i
• SONY TAF 630 ESD • YAMAHA AX 630

66 PANORAMA : LES AMPLIFICATEURS

74 COMMENT CHOISIR SON AMPLIFICATEUR



10 amplificateurs au banc d'essais,
page 36.

AU BANC D'ESSAIS

17 FACE A FACE : LES CAMÉSCOPES S-VHS C, JVC GR-S707 et HI8, SONY CCD-V900

INITIATION

25 TELEVISION 100 Hz : LES BOUCHÉES DOUBLES

84 PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE - UN BOBINAGE SANS BOBINE : LE GYRATEUR (3^e partie)

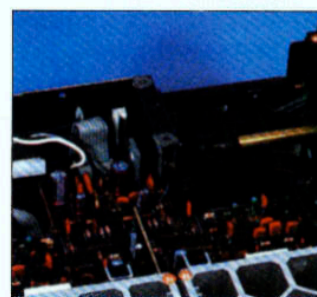
REALISATIONS

92 COMMUTATEUR ELECTRONIQUE A LARGE BANDE (2^e partie)

132 UN HYGROMETRE A AFFICHAGE NUMERIQUE

138 UN DIGITALISEUR D'IMAGE (3^e partie et fin)

146 PLATINE H.F. 8 SPECIALE SUPERTEF



Comment choisir son amplificateur,
page 74.

REALISATIONS « FLASH »

119 MINUTERIE SECTEUR

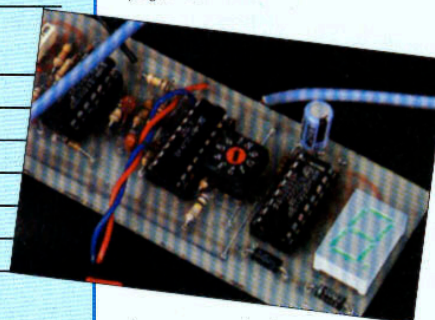
121 JEU : PARCOURS DU RISQUE

123 GENERATEUR AUDIO : TRIANGLE/SINUS/CARRE

125 UN THERMOSTAT A BANDE PROPORTIONNELLE

127 UN DETARTEUR ELECTRONIQUE

129 UN GRADATEUR SIMPLE MAIS EFFICACE



Jeu : parcours du risque.
Flash, page 121.

DOCUMENTATION - DIVERS

6 LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

8 QUOI DE NEUF ?

16 NOUVELLES DU JAPON

24 BLOC-NOTES (suite pages : 35, 54, 98)

90 LE TROISIEME FORUM DU KIT AUDIO

103 INTERVIEW - G.E.S. : AU SERVICE DES RADIOAMATEURS ET DES PROFESSIONNELS DE L'EMISSION

117 COMMANDEZ VOS CIRCUITS IMPRIMES

156 NOTRE COURRIER TECHNIQUE

178 PETITES ANNONCES

188 LA BOURSE AUX OCCASIONS



G.E.S. au service des radioamateurs
et des professionnels de l'émission,
page 103.

NOUVELLES DU JAPON

JVC et Matsushita (Panasonic) ont décidé de frapper un grand coup dans la guerre des standards qui opposent VHS et vidéo 8 mm. Si l'affrontement ne se fait plus à coup de technologie, il se fait sur les prix. Dans les boutiques japonaises, un caméscope VHS-C se vend moins de 6 000 F, un SVHS ou SVHS-C autour de 7 000 à 8 000 F. Dans le clan vidéo 8 mm, Sony reste de marbre, bien assis sur son image, mais Canon a jeté quelques forces dans la bataille en descendant les prix de certains de ses modèles jusqu'aux alentours de 8 000 F. Espérons pour les consommateurs français que les échos du combat parviendront jusqu'à eux et que les prix de ces quand même coûteux objets de rêve baisseront eux aussi.

MOINS DE 5 000 F

Matsushita Electric Industrial vient justement jeter de l'huile sur le feu avec son NV-M10. Ce caméscope VHS-C ne coûte que 108 000 yens, soit moins de 5 000 F. Ses principaux concurrents sont proposés à des prix publics supérieurs ou égaux à 140 000 yens. Le NV-M10 va même faire ressembler le JVC GR 22 (GR-A30 en France) à un produit cher (pour autant JVC appartient au groupe Matsushita). Ce Panasonic NV-M10 n'est pas pour autant un caméscope simpliste. Il possède deux vitesses d'enregistrement, standard et long play, un autofocus piézo-électrique, un zoom $\times 6$, plus une mémoire numérique pour les titres et un mode « portrait ». Compact, 12,4 cm $\times$ 14 cm $\times$ 32,8 cm, il ne pèse que 1,3 kg. JVC propose également un caméscope VHS-C nouveau d'un prix intéressant. Le GR-A1, 138 000 yens (moins de 7 000 F au Japon), est équipé d'un CCD à 360 000 pixels (NTSC) et d'un zoom $\times 6$. L'autofocus fonctionne en continu de l'infini à 1,5 cm sans passer par une position

CAMESCOPES la chute des prix

En quelques mois les prix des caméscopes VHS-C ont considérablement baissé au Japon. Même les nouveautés sont proposées pour un coût inédit et certains modèles vidéo 8 mm s'alignent. Quand tout s'affole, comment s'étonner que le vidéodisque puisse enregistrer ou que les appareils photo soulignent leurs images d'un commentaire sonore. Même les bébés ne s'émeuvent pas que le Télécran d'aujourd'hui dessine directement sur l'écran de la télé.

macro. Un peu plus cher, 160 000 yens (moins de 8 000 F), le JVC GR-65, est un VHS-C qui propose un zoom $\times 8$ avec macro, quatre pages de mémoire numérique pour les titres et une fonction animation (à partir de prises de vues très brèves, inférieures à la seconde, réalisées en modifiant légèrement l'angle, on peut animer un objet). Il permet également l'édition en postenregistrement et l'insertion d'images. Bref une bonne partie des fonctions présentes sur le GR S707 actuel haut de gamme SVHS-C en France.

LE VEDEODISQUE ENREGISTRABLE EXISTE

Pioneer a présenté un lecteur/enregistreur de vidéodisque à laser. Le prototype, mis au point par Pioneer et KDD, utilise un procédé d'enregistrement magnéto-optique. Les disques peuvent être effacés et réenregistrés. Ils ont une durée de 30 minutes par face. Rappelons que le disque compact audio enregistrable CD-R développé par Taiyo Yuden-That's (maintenant associé dans ce cas avec Sony) ne peut être enregistré qu'une seule fois. Le procédé Pioneer

KDD semble pour l'instant orienté vers les marchés professionnels. Le lecteur/enregistreur qui sera commercialisé dans moins de deux ans coûtera aux alentours de 130 000 F ; chaque disque coûtant la coquette somme de 9 000 F environ. On voit le chemin (financier entre autres) qui sépare ce genre de prototype de la commercialisation grand public. Si vous hésitez encore pour acheter un SVHS de salon, vous pouvez casser votre tirelire.

LA PHOTO AVEC SON

Le Sound Mavica MVC-A10 récemment commercialisé au Japon par Sony est, comme son nom l'indique, un appareil photo magnétique qui enregistre du son avec chaque image. Dix secondes de son sont disponibles pour chaque image. En mode automatique l'enregistrement audio commence 0,4 seconde après la prise de vue. En mode manuel, l'enregistrement peut être déclenché à volonté dans les 5 minutes qui suivent la prise de vue. Si le MVC-A10 est utilisé en vidéo + audio, son autonomie se limite à 25 vues par disquette, mais s'il est utilisé classiquement en vidéo

seule, l'autonomie reste de 50 vues par disquette comme un appareil photo magnétique normal.

Le Sound Mavica MVC-A10 fait partie des appareils High Band. Il propose une résolution horizontale d'image de 330 lignes (en NTSC). Il est équipé d'une position macro et peut filmer à une cadence de 10 images par seconde ou 4 images par seconde. Le MVC-A10 n'est pas un lecteur. Pour lire les images sur un téléviseur, il faut le MAP-T2. Relié au MVC-A10, ce lecteur permet également d'enregistrer un commentaire sur les images après la prise de vue. Il est possible alors d'utiliser le micro incorporé au MVC-A10 ou un autre micro plus performant.

ECRIRE SUR L'ECRAN

Sharp a présenté un écran électroluminescent de 640 $\times$ 400 points de 9 pouces de diagonale ($\approx$ 22,5 cm) sur lequel il est possible d'écrire avec un stylo spécial relié à un circuit de détection. Commercialisé l'an prochain, cet écran professionnel ne coûtera que 20 % plus cher qu'un écran électroluminescent classique. Beaucoup plus grand public, puisqu'il s'adresse aux plus petits, le Sony HB-A5000 est une tablette graphique avec micro-ordinateur incorporé qui utilise le téléviseur comme écran. Le HB-A5000 fait partie des huit nouveaux produits My First Sony présentés au Japon cette année. L'utilisateur dessine sur la tablette avec le stylo (en gras ou en maigre) et le dessin est reproduit sur l'écran du téléviseur. Il est possible de colorier certaines zones et 28 icônes peuvent être incorporées au dessin. Le tout se fait en musique et les dessins peuvent bien sûr être enregistrés sur magnétoscope avant l'effacement du HB-A5000. Le Télécran de notre enfance va prendre un sacré coup de vieux...

Pierre LABEY

TELEVISION 100 Hz

« les bouchées doubles »

Les conditions d'observation de l'image télévisée se sont progressivement élargies, rendant perceptibles entre autres, sur certaines images, le papillotement de trame sous-jacent.

Ce papillotement disparaît si l'on porte de 50 à 100 Hz le nombre de trames par seconde, ce qui nécessite la mise en œuvre des techniques de mémorisation, de numérisation et de

génération de signaux de commande qui, dans une certaine mesure, permettent de désolidariser le récepteur de l'émetteur.

Le présent article traite de la mise en œuvre de ces diverses techniques, tandis qu'une prochaine étude pourra être consacrée aux incidences du doublement de la fréquence de balayage sur les dispositifs de déflexion, sur l'amplificateur et sur l'alimentation.



Du 1^{er} au 3^e plan : téléviseur M70100 HDQ Grundig, 33CE7539 100 Hz Philips (84 cm) et 954909 PIP Grundig.

TECHNIQUE

TELEVISION

625/50/2, telles sont, en raccourci, les normes d'exploitation de la télévision que nous connaissons pour notre part depuis plusieurs décennies.

Elles satisfont les exigences de l'œil avec une marge confortable, à des degrés sans doute différents, sans qu'il ait été possible d'aller très au-delà des conditions d'observation courantes : distance entre trois et cinq fois la hauteur d'image, luminosité moyenne.

Il fallait en effet tenir compte de plusieurs contraintes : largeur de canal alloué et performances des circuits d'amplification d'une part (problèmes de bande passante). Performances des circuits de déflexion d'autre part (problèmes de temps de retour du cycle de balayage).

Aujourd'hui, les conditions d'observation s'élargissent : écrans plus grands que l'on n'observe pas pour autant avec plus de recul, et souvent en lumière du jour, donc à forte luminosité.

Dans ces conditions, la marge de confort se réduit. A distance moyenne, sur les zones à forte luminosité, se manifeste le papillotement qui, à la longue, peut devenir gênant. On le perçoit d'ailleurs plus nettement lorsqu'on observe côte à côte une image traitée 100 Hz (625/100/2) et l'image courante.

A courte distance, on distingue les lignes, chacune d'elles, en quelque sorte, se formant sur une cellule différente de la rétine (acuité visuelle). De ce fait même, le scintillement ligne apparaît. (Le phénomène est plus sensible sur un téléviseur noir et blanc que sur un téléviseur couleur, le pas des luminophores, masquant, dans ce dernier cas, le tracé du balayage.)

Il devient donc opportun d'élargir la marge, d'autant mieux que les conditions d'observation à venir – examen de détail sur images fixes par exemple, prise de connaissance ou rappel de documents (télétex) – réunissent

tout ou partie des conditions d'observation précitées.

Parmi les diverses solutions plus ou moins complexes proposées, les unes sont tournées vers l'acuité visuelle : système L.P.S. (Line Progressive Scan) – doublement du nombre de lignes ; d'autres vers la persistance rétinienne : système F.P.S. (Field Progressive Scan) – désentrelacement ; système L.A.F.R. (Large Area Flicker Scan) – suppression du papil-

lotement et du scintillement Le 100 Hz, lui, appartient à cette dernière catégorie.

100 Hz LE REMÈDE : LA MEME TRAME DEUX FOIS

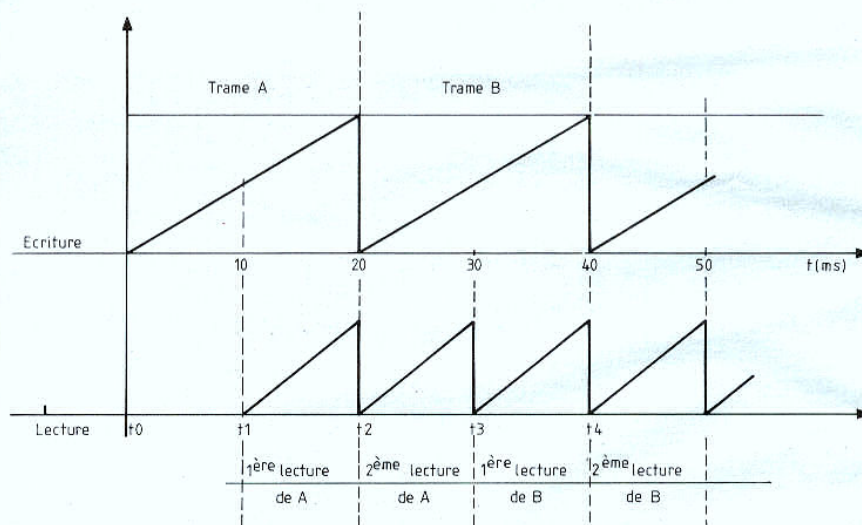
Le papillotement est dû au battement (alternances de lumière et d'obscurité lors des

aller et retour du balayage vertical) dont la fréquence 50 Hz est insuffisante pour que la mémoire rétinienne soit rafraîchie convenablement.

On estime en effet à 80 Hz le nombre de trames par seconde pour que le défaut soit inexistant. (Déjà beaucoup moins sensible outre-Atlantique avec 60 Hz.)

Doubler cette fréquence constitue donc le remède. Dans le laps de temps de

Fig. 1. – Processus 100 Hz. Exemple : quatre lignes, vingt cases. Temps d'écriture : 20 ms ; temps de lecture : 10 ms, effectué deux fois, différé de 10 ms par rapport à l'écriture.



TECHNIQUE

TELEVISION

20 ms, on affichera donc deux fois la même trame, la répétant identiquement à elle-même au même endroit de l'écran.

Il ne peut s'agir en effet que du même contenu puisque l'information à la prise de vues n'est renouvelée que toutes les 20 ms.

Il convient aussi de « mettre les bouchées doubles » au niveau du balayage ligne puisque le parcours de 312,5 lignes pour chacune des trames doit être accompli non plus en 20 ms mais en 10 ms. La durée du cycle ligne passe ainsi de 64 à 32 μ s. Cela implique évidemment une désolidarisation de l'émetteur tant du point de vue synchronisation, dont les signaux ne peuvent plus servir que de référence, que du point de vue information, étant donné le stockage de celle-ci, à tout le moins pour sa répétition.

On devra donc mettre en œuvre des mémoires et des signaux de synchronisation propres à effectuer les retours de balayage au moment opportun.

MEMORISATION

On peut faire appel à différents types de mémoires. Des réalisations ont été conduites avec des mémoires C.C.D., mais celles qui sont utilisées ici sont des RAM, lesquelles nécessitent d'ailleurs – mais ce n'est pas un problème – la numérisation.

On sait réaliser dans ce type de composant des mémoires

dont l'organisation, le temps d'accès et la capacité sont compatibles du point de vue encombrement et coût avec la fonction à laquelle on les destine.

Pour avoir à stocker le moins d'informations possible, on doit évidemment tendre à ce que la lecture, qui doit être répétée à 10 ms d'intervalle, puisse démarrer aussi rapidement que faire se peut après l'écriture.

On peut en expliquer le processus en prenant comme exemple une mémoire à cinq cases opérant sur quatre lignes concernant les deux trames A et B d'une image (20 éléments). Il y sera question, non pas de points, mais de pixels, la mémorisation avec

ce type de mémoire impliquant, comme il a été dit plus haut, la numérisation de l'information.

LE PROCESSUS ECRITURE ET DOUBLE LECTURE DES DEUX TRAMES A ET B (fig. 1)

a) Phase 1 : écriture et première lecture de A.

Au temps initial t_0 , commence l'écriture en mémoire de la première trame A. Elle s'effectue évidemment au fur et à mesure de la dictée de l'émetteur, et va donc durer 20 ms.

A mi-parcours, donc après

10 ms, au temps t_1 , c'est-à-dire à la fin de la deuxième ligne, commence la lecture de A.

Elle court derrière l'écriture qu'elle va fatalement rattraper puisqu'elle va deux fois plus vite.

L'écriture se fait après dix nouvelles microsecondes, au temps t_2 , lorsque s'achève à la fois l'écriture et la première lecture de A.

b) Phase 2 : deuxième lecture de A ; écriture et première lecture de B.

On fera abstraction ici du temps de retour. Au même temps t_2 , on se retrouve donc pour un nouveau départ : écriture de B, deuxième lecture de A. (Bien entendu dans la même mémoire, dont les ca-



Vue arrière du téléviseur 33CE7539 100 Hz Philips. On distingue en partie gauche, en haut le module PIP, en bas le module de numérisation et de commande du dispositif de balayage (correction d'entrelacement). Les platines de balayage et d'alimentation 100 Hz, partiellement occultées, prennent place à la partie droite. En bas, ampli BF et filtre réseau.

TECHNIQUE

TELEVISION

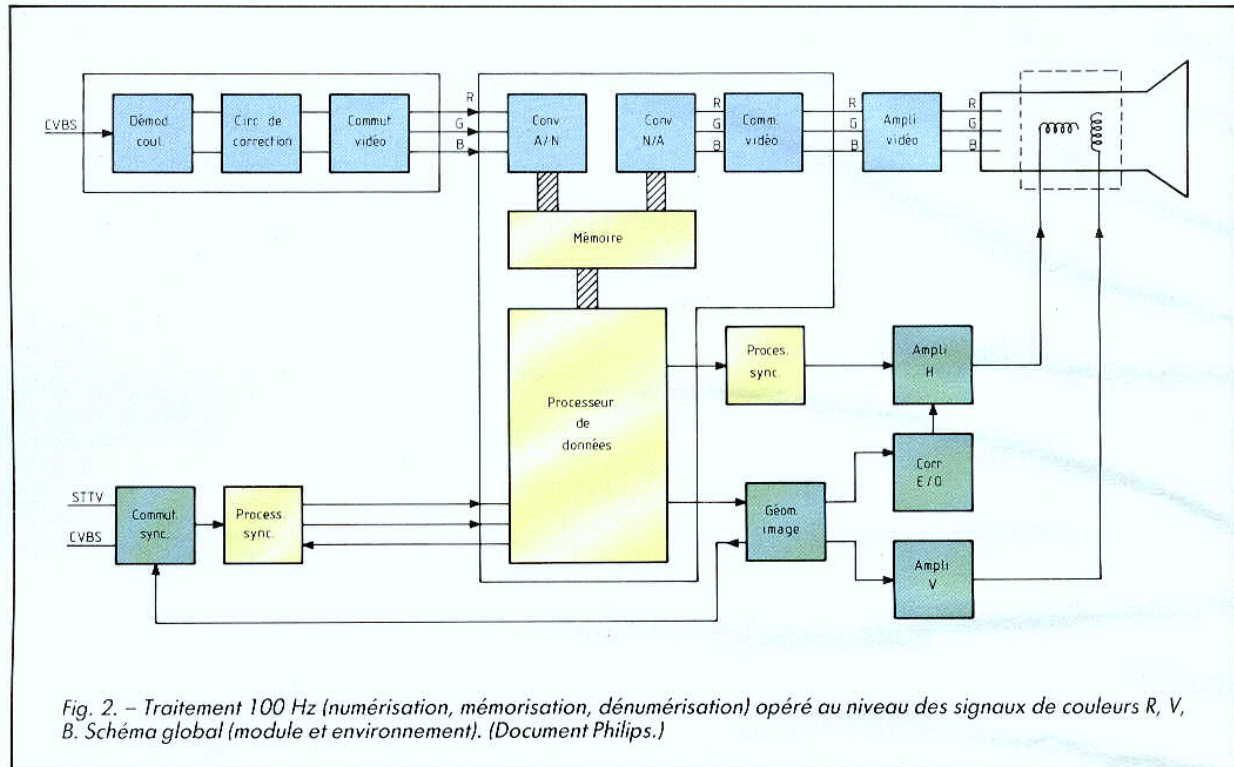


Fig. 2. - Traitement 100 Hz (numérisation, mémorisation, dénumérisation) opéré au niveau des signaux de couleurs R, V, B. Schéma global (module et environnement). (Document Philips.)

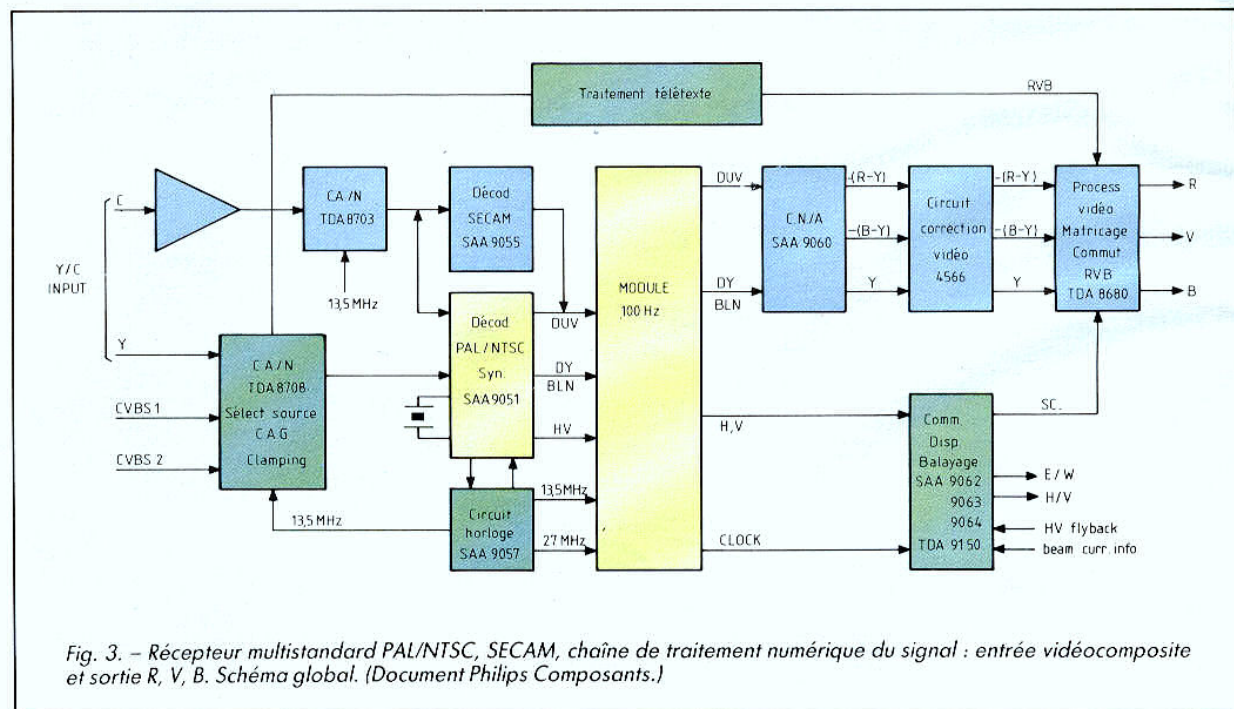
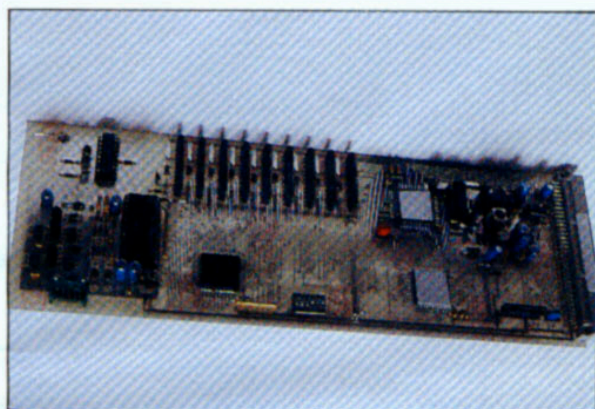


Fig. 3. - Récepteur multistandard PAL/NTSC, SECAM, chaîne de traitement numérique du signal : entrée vidéocomposite et sortie R, V, B. Schéma global. (Document Philips Composants.)

TECHNIQUE

TELEVISION



Module de Philips Composants

Exemple d'un module 100 Hz en environnement numérique élaboré par les Laboratoires d'Application de Philips Composants (traitement en signaux de chrominance Y, R - Y, B - Y).

La partie gauche est occupée par la conversion analogique/numérique.

En partie centrale, alignement des neuf boîtiers constituant la mémoire de trame, microcontrôleur et circuits d'interface.

En partie droite, composants et circuits de dénumérisation (sortie chrominance Y, R - Y, B - Y).

ses se libèrent au fur et à mesure de la deuxième lecture de A qui, dès l'instant t_2 prend le pas sur l'écriture de B, allant deux fois plus vite.) Cette deuxième lecture de A est accomplie comme la précédente en 10 ms (temps t_3) et s'achève au moment où l'écriture de B, avec 10 ms d'avance, est à mi-parcours. Alors commence la première lecture de B achevée 10 ms plus tard, au temps t_4 , au moment même où s'en termine l'écriture.

Avec le démarrage de la deuxième lecture de B, on se retrouve donc pour l'écriture d'une nouvelle image dans les conditions même du départ. L'affichage des deux trames d'une image, en 100 Hz, s'effectue donc dans l'ordre A, A, B, B.

Constituée d'une série plus ou moins importante de semi-

conducteurs susceptibles seulement de deux états électriques représentant 0 et 1, les cases mémoires ne peuvent stocker que des valeurs chiffrées en binaire. (La case mémoire devra être conformée pour « accueillir » un nombre

de 0 et 1 se prêtant à autant de combinaisons que l'on désire de niveaux dans l'échelle des valeurs. On travaille communément avec des mots de 7 bits ($2^7 = 127$ niveaux.)

Le mémorisation sera donc précédée d'une opération de numérisation : conversion analogique/numérique du signal dont la mesure, par valeurs discrètes, à intervalles réguliers convenablement rapprochés, fait l'objet d'échantillonnage.

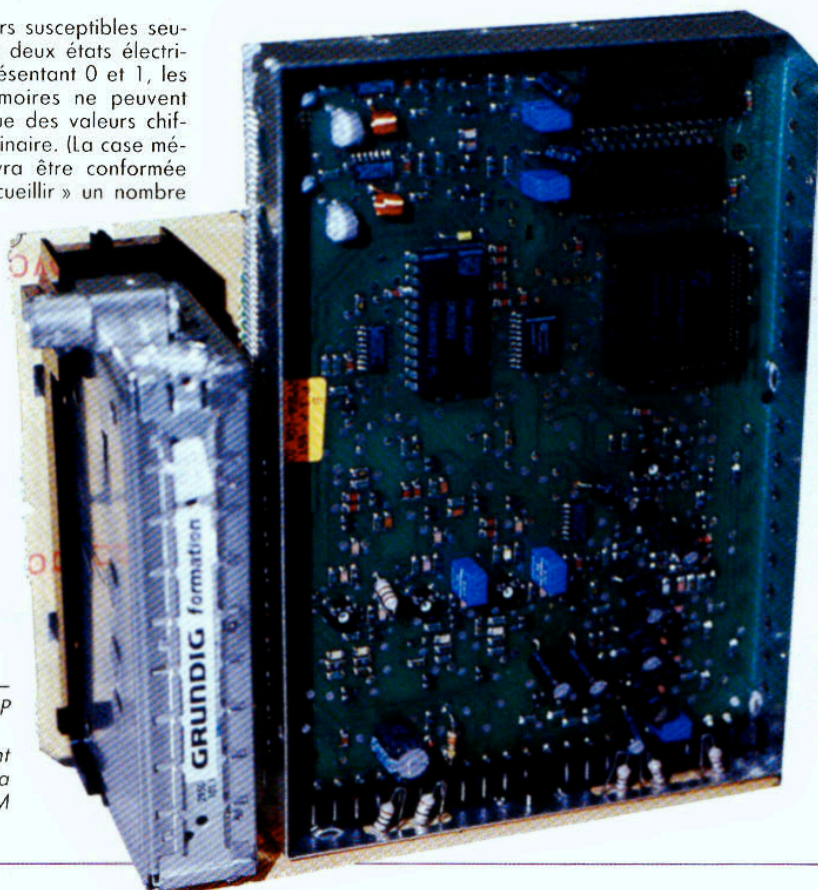
Mais on devra aussi faire la démarche inverse car les espaces cylindre de Wehnelt/cathode des canons du tube image, en fin de parcours, ne s'accommodent pour leur part que de variations de tension. Après écriture et lecture en mémoire intervient donc, par conversion numérique/analogique, la dénumérisation.

INFORMATIONS DE CHROMINANCE OU DE COULEUR QUE FAUT-IL MEMORISER ?

La mise en œuvre du 100 Hz peut être envisagée au niveau des informations de couleurs R, V, B comme à celui des informations de chrominance Y, R - Y, B - Y. Les deux versions font l'objet de réalisation ; elles ont chacune leurs problèmes spécifiques.

Mémorisation et signaux de couleurs R, V, B.

Le module 100 Hz prend place entre matricage et amplificateur vidéo (fig. 2). La chaîne de traitement « amont » est donc celle d'un téléviseur classique.



Structure modulaire équipant le téléviseur PIP Grundig

Son tuner autonome et ses circuits permettent de faire apparaître, au même titre que la grande image, une petite image PAL SECAM NTSC 50/60 Hz et péritélévision

TECHNIQUE

TELEVISION

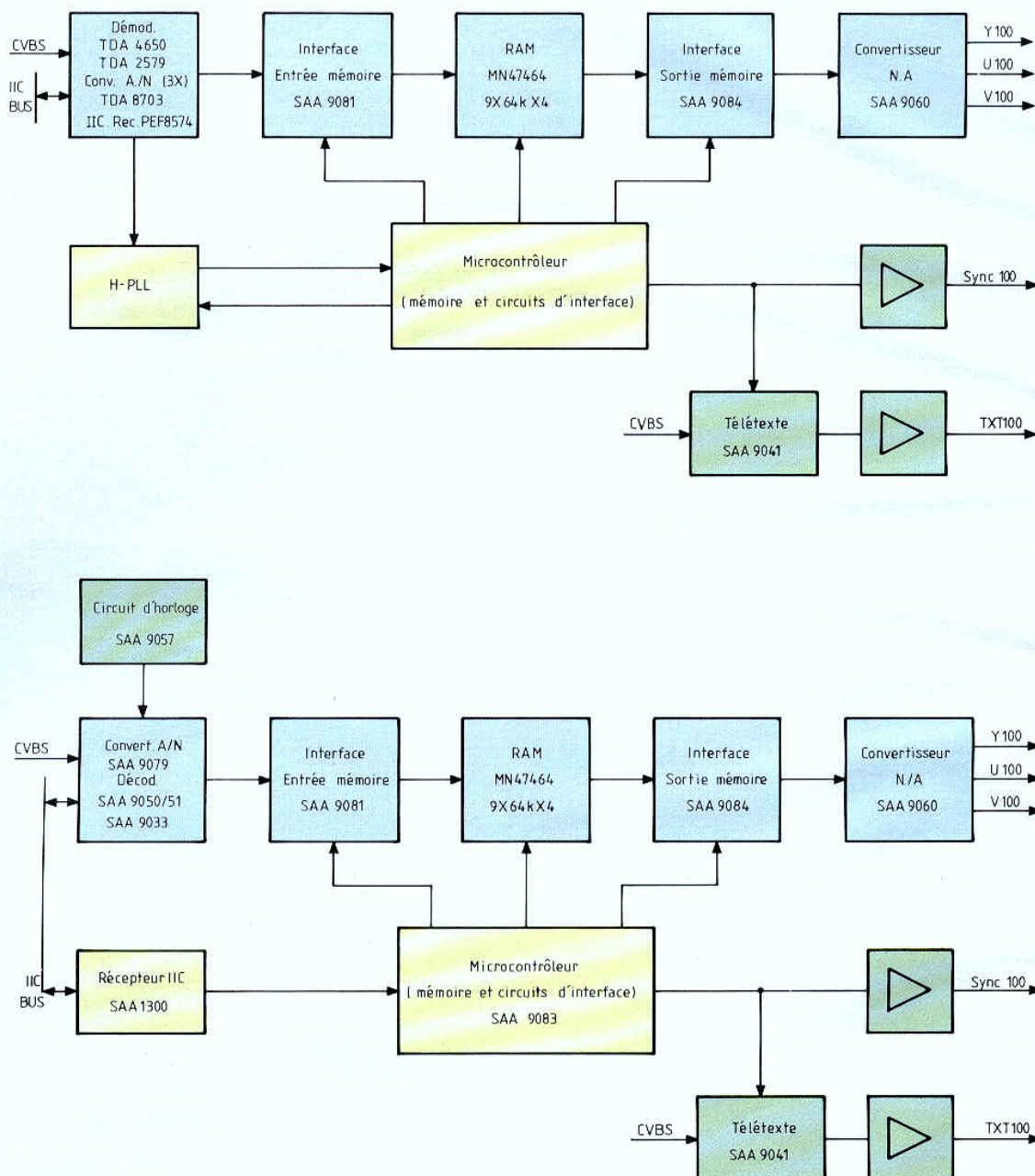


Fig. 4. - Traitement 100 Hz, niveau chrominance : microcontrôleur, mémoire et circuits d'interface : a) environnement analogique ; b) environnement numérique. (Document Philips Composants.)

TECHNIQUE

TELEVISION

Le choix de la mémorisation en R, V, B implique une opération de numérisation et de dénumérisation pour chacune des trois couleurs de base. Le module 100 Hz est donc équipé de trois convertisseurs a./n. et trois convertisseurs n./a. encadrant la mémoire. L'opération s'effectue sur des signaux large bande ; la mise en œuvre est aisée et fournit les meilleurs résultats. Mémorisation et signaux de chrominance R - Y, B - Y et Y - Environnement numérique ou analogique. Suivant la technologie choisie, la conversion a./n. précède (fig. 3) ou suit la démodulation R - Y, B - Y. L'environnement de la mémoire est numérique dans le premier cas ; il est analogique dans le second.

a) Environnement analogique

Dans un environnement analogique le décodage est

opéré de façon classique et la conversion a./n. fait appel à trois convertisseurs dont le niveau de quantification est plus élevé pour Y que pour les voies de chrominance R - Y, B - Y.

b) Environnement numérique

Le convertisseur opère sur les signaux vidéocomposites après sélection de source par commutation clamping et amplification avec contrôle automatique de gain. L'échantillonnage est effectué à fréquence élevée et nécessite un seul convertisseur.

Le traitement numérique de l'information ne pose pas de problème. Il fait évidemment appel à des circuits et des processus différents de ceux rencontrés en analogique mais porte sur les mêmes fonctions : amplification, filtrage, mise en forme, etc.

Le débit est ensuite réduit pour être compatible avec le traitement des démodulateurs numériques. (Fréquence compatible avec le standard MAC.) On procède ensuite au décodage : PAL, NTSC et SECAM, en faisant appel à des circuits spécifiques appropriés aux systèmes concernés.

Toutes les fonctions associées au décodage : filtrage des harmoniques, élimination des composantes résiduelles, lignes à retard, correction de phase en PAL, circuit cloche en SECAM, etc., sont traitées numériquement dans ces mêmes circuits.

Les interfaces de sortie génèrent les trois signaux de chrominance, R - Y, B - Y et Y qui, toujours sous forme numérique, font l'objet de la mémorisation.

Un circuit d'horloge (CGC, Clock Generator Circuit) génère, à partir d'une fréquence de référence (émetteur et

quartz) tous les signaux nécessaires au fonctionnement de l'ensemble.

Les signaux nécessaires au balayage du tube sont générés par un circuit spécifique (DDP, Digital Deflection Processor) développé pour le 100 Hz.

LE MODULE 100 Hz (fig. 4)

Le déroulement des opérations d'écriture et de double lecture en mémoire nécessite une orchestration par un micro-contrôleur spécialisé qui commande également deux circuits d'interface (démultiplexeur et multiplexeur) placés avant et après la mémoire. Ces derniers ont une double fonction : permettre la compatibilité avec le temps d'accès des boîtiers mémoire de type classique et le passage du 50 au 100 Hz en effectuant deux cycles de lecture pour un cycle d'écriture.

En sortie, prennent place les trois convertisseurs n./a. dont les signaux Y, R - Y, et B - Y font l'objet de façon classique du matricage pour obtenir les signaux de couleur qui, via le circuit de commande, sont appliqués à l'amplificateur vidéo.

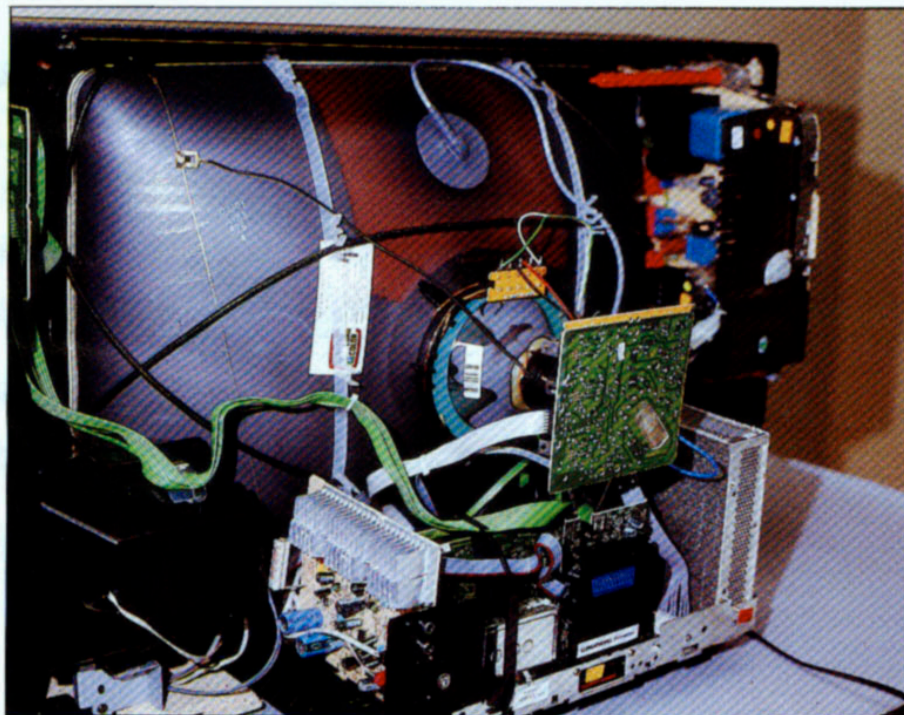
LE 100 Hz ET AUSSI :

Le 100 Hz n'est qu'une des possibilités parmi beaucoup d'autres, offertes par la mémorisation. Au nombre de celles-ci figurent les effets spéciaux, l'amélioration de la qualité de l'image et l'utilisation du télétexte.

EFFETS SPECIAUX

Arrêt sur image

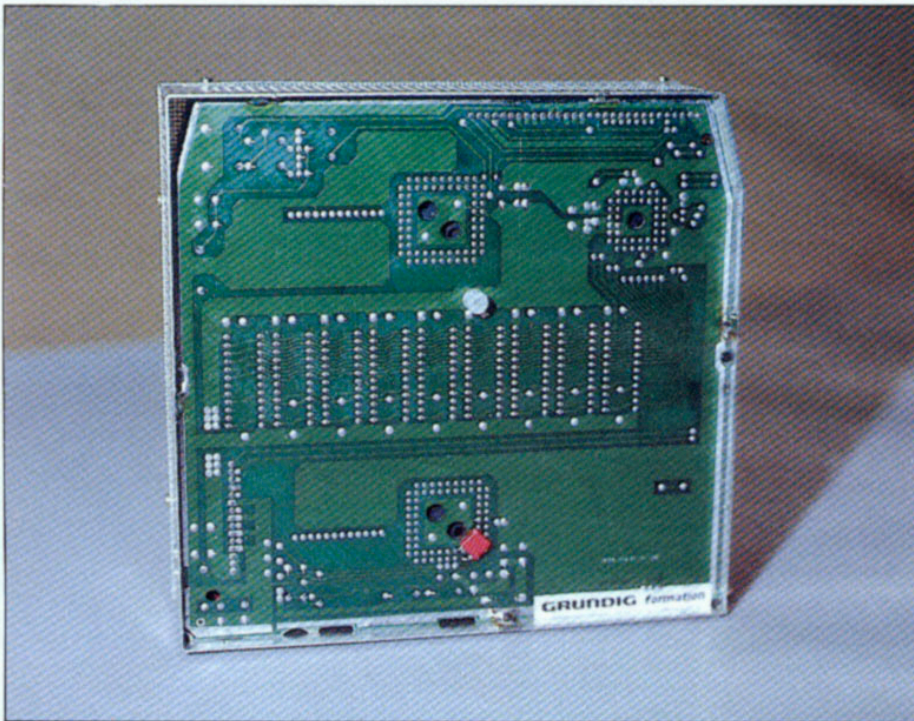
Dérivé du 100 Hz, il implique un arrêt de l'écriture de la mémoire et, aussi longtemps qu'on le désire, une lecture répétée de l'image choisie, figée en mémoire.



Vue arrière du téléviseur Grundig M70100 HDQ (pour Hertz Digital Qualitè) laissant apparaître un châssis de structure classique sur lequel est implanté (à droite sur la photo) un module intégrant tous les éléments spécifiques du traitement numérique (numérisation et balayage 100 Hz).

TECHNIQUE

TELEVISION



Le module « Feature Box » découvre un circuit imprimé recevant la structure mémorisation et microcontrôleur 50/100 Hz. Parallèlement à celui-ci un deuxième circuit reçoit les éléments de traitement numérique du signal vidéo-démodulation.

L'augmentation de la capacité mémoire permettra bientôt, pour une consultation ultérieure, de stocker plusieurs images sans interrompre la séquence en cours.

Image par image

Dérivé lui aussi du 100 Hz, l'image par image est la succession à intervalles réguliers et de façon automatique des images fixes d'une même séquence, échantillonnées sur des laps de temps déterminés : 1/2 s, 1 s...

Chaque cycle est donc constitué de l'écriture d'une image dans une mémoire et de sa lecture répétée. L'intérêt est celui de la décomposition dans le temps de mouvements rapides.

Image dans l'image

Dans le cadre du 50 Hz, la mémorisation en technologie

numérique permet l'incrustation d'une image de petit format dans la grande, suivant un processus qui se réfère à la synchronisation de l'une et de l'autre : vitesse d'affichage trois fois plus élevée que l'origine ; sélection d'une ligne sur trois, mais aussi résolution réduite et, par conséquent, utilisation de mémoires de relativement faible capacité, de l'ordre d'une dizaine de Kilo-octets. On peut aussi d'ailleurs déplacer la petite image dans la grande en différents endroits de l'écran afin d'occulter la zone de moindre intérêt. L'image dans l'image a fait chez certains constructeurs l'objet d'un module qui a pu être intégré au châssis d'un téléviseur moyennant un changement de structure minime. La liste des effets spéciaux s'étend à diverses autres possibilités : zoom, effet mosaïque, effet de solarisation, etc.

AMELIORATION DE LA QUALITE

Moins spectaculaire mais tout aussi importante est la possibilité potentielle d'améliorer la qualité de l'image (diminution du bruit, atténuation des cross-luminance et cross-color) par soustraction de lignes.

MIRES DE REGLAGE

Une autre possibilité consiste à générer, en complément des mires diffusées, un graphisme convenablement élaboré à des fins de réglage, au moment de la mise en service et dans le cadre de la maintenance (dimensions, cadrage, géométrie de l'image), aujourd'hui entièrement électronique et mise en œuvre par télécommande.

UTILISATION DU TELETEXTE

La mémorisation permet de stocker au fur et à mesure de leur diffusion les éléments d'une même page de magazine, préalablement sélectionnée et qui peut ainsi être affichée dès l'appel. 80 pages peuvent être mémorisées. Les manipulations relatives à un enregistrement différé sur magnétoscope peuvent aussi être simplifiées par le positionnement d'un curseur dans une des pages correspondant au programme de la semaine, ce qui permet de stocker dans la mémoire du magnétoscope les paramètres relatifs à cet enregistrement : chaîne, heure de début, de fin. Ce service télétexte pourrait employer un top pour démarrer l'enregistrement en début de film.

CONCLUSION

Inaccessible par les moyens classiques, les possibilités nouvelles offertes en télévision nécessitent « l'ouverture de la parenthèse » du numérique dans la chaîne de traitement analogique des signaux. Celle-ci est toutefois sans incidence sur la qualité du résultat, les processus mis en œuvre apportant flexibilité et précision à la résolution des problèmes, en dépit de leur nombre et de leur diversité. La seule contrepartie est celle des prix qui restent néanmoins accessibles, l'intégration à grande échelle qui permet de regrouper un maximum de fonctions pour un même boîtier, limitant par le fait le nombre des circuits utilisés.

P. DURU

(voir « Amélioration de la qualité visuelle d'une image par conversion de balayage » D. Paret, *Electronique Industrielle*, n° 134, 15-11-87).

BANC-D'ESSAIS

10 AMPLIFICATEURS



Nous avons résumé ici quelques caractéristiques des amplificateurs testés un peu plus loin.

Nous commençons avec l'**origine du produit**. Tout le monde construit au Japon avec peut-être une exception, Sansui qui ne mentionne aucune origine, aussi bien sur le mode d'emploi que sur le carton d'emballage. Quand on procède de la sorte, il y a de fortes chances pour que la fabrication se fasse un peu plus à l'ouest du Japon...

Les dimensions sont celles indiquées par le constructeur ou mesurées, la profondeur est celle comprenant les prises de sortie et les boutons.

Les entrées à haut niveau sont repérées par des termes différents : Tuner, CD, AUX, LINE etc., les entrées magnétophone sont également des entrées à haut niveau.

Le nombre de magnétophones que l'on peut brancher est le plus souvent de deux, parfois trois, une entrée micro comporte quatre prises, deux d'entrée et le reste pour la sortie, ce type d'entrée peut être utilisé pour insertion d'un

système à effet (réverbération par exemple).

Les entrées CD directes ne sont pas toujours aussi directes qu'on peut le penser, il s'agit parfois d'un petit raccourci, on évite la correction de timbre... Tout dépend de l'appareil considéré. Deux chiffres sont donnés ici, le second correspond aux entrées numériques. Parfois, l'entrée directe n'existe pas, elle n'est d'ailleurs pas nécessaire, la différence audible entre une entrée dite directe et l'entrée normale étant infime.

Les phonocapteurs actuels sont de deux types, aimant ou bobine mobile. Un phonocapteur à bobine mobile sort un niveau inférieur, ce qui néces-

site une amplification plus importante. Le rapport S/B perd à peu près 15 dB en position bobine mobile.

Le sélecteur d'enregistrement est une commande qui permet de choisir le signal allant vers le magnétophone indépendamment de celui que l'on écoute.

L'entrée micro peut servir pour s'enregistrer, pour chanter en famille ou avec des amis. Comme vous le constatez, il n'y en a pas sur les appareils que nous avons testés.

La correction physiologique sert à remonter les deux extrémités du spectre à bas niveau sonore. Cela afin de compenser la perte de sensibilité de l'oreille dans ces pla-

ges de fréquence à bas niveau.

L'entrée/sortie processeur est parfois prévue directement sur l'amplificateur ; certains constructeurs prévoient cette adaptation ainsi que l'installation d'un magnétophone à la place de ce processeur.

Les filtres servent à couper en général le registre grave, afin d'éviter les problèmes générés aux très basses fréquences par les tables de lecture. Il y a quelques années on pouvait aussi couper l'aigu, le bruit de surface des disques, c'est fini.

Correction traditionnelle sur tous les amplis, grave et aigu, avec tout de même des



Un moteur dans un amplificateur, c'est celui du potentiomètre de volume, cet ampli est en effet télécommandé.

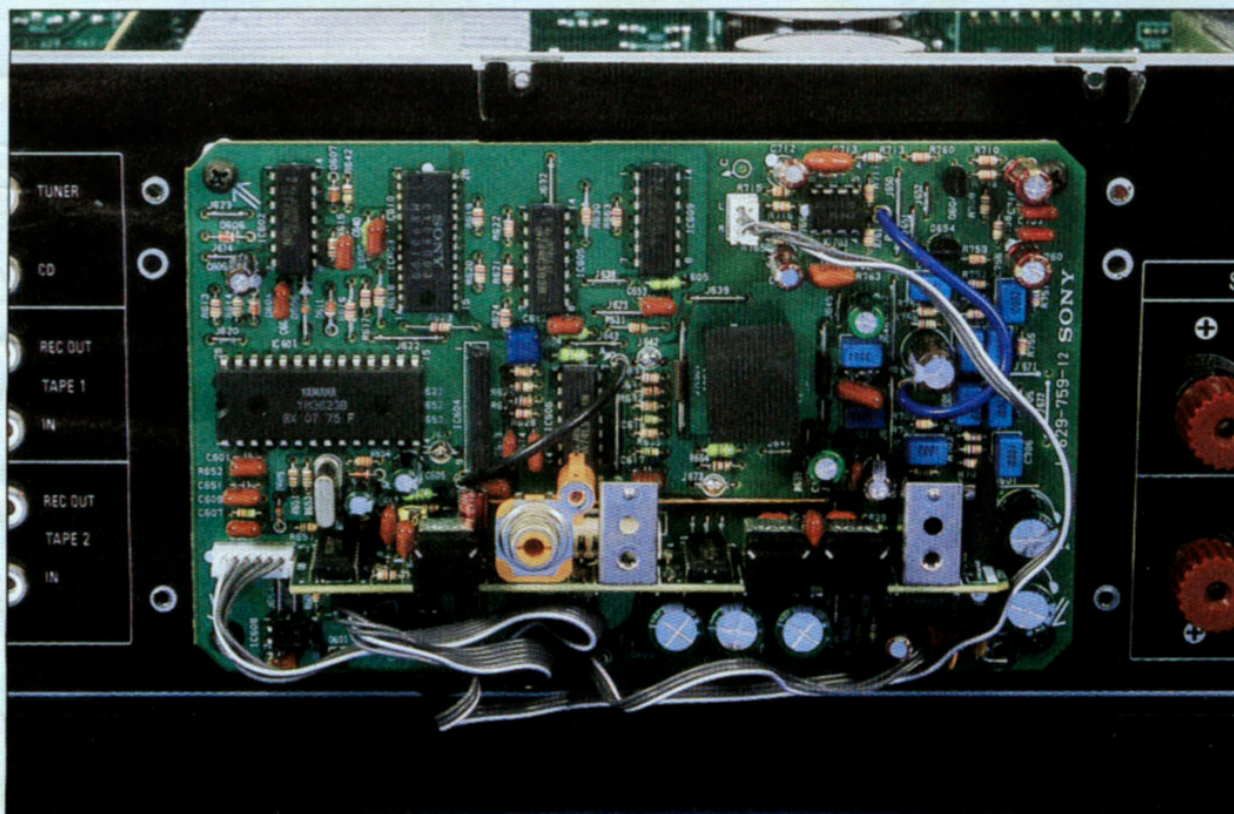
10 AMPLIFICATEURS

variantes que vous trouverez sur les courbes...

La touche de silence permet d'atténuer ou même de couper complètement le son tout en conservant le préréglage du potentiomètre de volume. Nous avons testé sur un ampli son influence sur le rapport signal sur bruit lors d'une écoute à bas niveau. Avec ou sans « silencieux », le résultat est le même.

La télécommande existe ici sur un ampli, de même que le sélecteur vidéo sur plusieurs d'entre eux. Intéressant : la présence d'entrées en façade.

Dés transformateurs enfermés dans des boîtiers moulés, condensateurs blindés, châssis raidi par emboutissage en nid d'abeille. Pioneer A 757.



Le petit module d'entrée numérique a été rapporté à l'arrière de l'ampli. Un circuit Yamaha pour la récupération des signaux, un convertisseur Sony pour retrouver l'analogique. Entrées et sorties optiques, entrée coaxiale. Sony TA-F630ESD.

10 AMPLIFICATEURS

Le prix du watt sinus s'obtient facilement, il est calculé sur 4 ou 8 Ω , ce qui rend le prix du watt un peu élevé chez Philips...

Pour le watt impulsif, nous avons calculé une puissance à partir de celle mesurée sur un canal. Ici, nous avons considéré une puissance sur 4 Ω et non sur 2.

Puissance impulsif. Cette puissance est celle mesurée en utilisant comme signal une sinusoïde à décroissance exponentielle, la

puissance moyenne est très inférieure à la puissance sinus maximale (première sinusoïde). On en déduit la puissance efficace de cette portion de signal, à partir de sa valeur crête.

Pour le rapport signal/bruit phono, nous avons injecté à l'entrée une tension de 5 mV à 1 kHz, ce qui nous oblige à actionner le potentiomètre de volume, curseur à 3 heures. Cette tension est approximativement celle de sortie d'une cellule, tous

les amplis sont ainsi placés dans la même condition, quelle que soit la sensibilité de l'entrée phono.

CONCLUSIONS

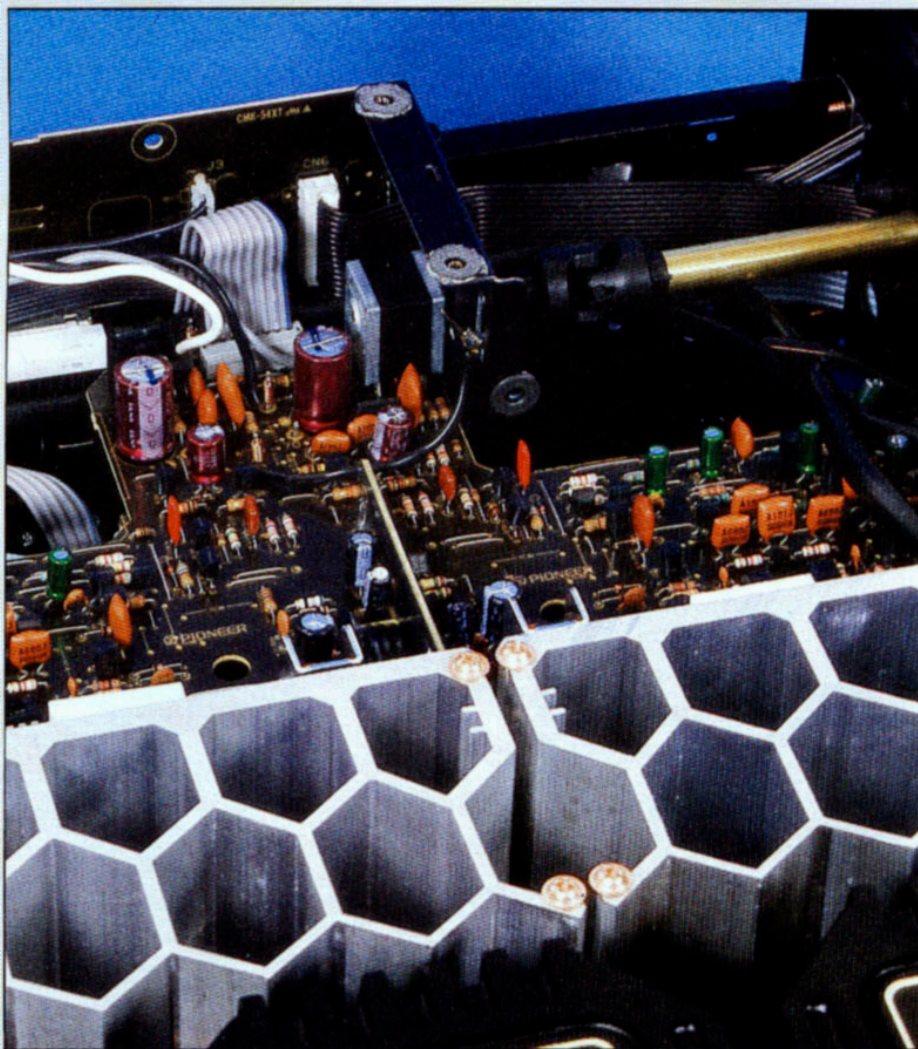
Constatation générale, tous les amplificateurs présentés ici ont des performances qui se valent. Les résultats, en ce qui concerne la distorsion ou encore le rapport signal/bruit, sont proches les uns des au-

tres. La puissance n'est bien sûr pas la même, mais cela, vous le saurez en achetant votre amplificateur. Si la plupart des amplificateurs acceptent une charge de 4 Ω , certains, comme le Philips, ne descendent qu'à 6 Ω , d'où une puissance de sortie inférieure à celle d'autres amplis de la même classe qui, eux, peuvent débiter un peu plus de courant. Sur charge complexe, la puissance de sortie varie d'un amplificateur à l'autre, deux modèles, comme le JVC ou le Sansui, font alors intervenir leur système de protection, une protection qui vise à éviter le claquage des transistors de sortie. L'intervention de ce système est particulièrement précoce chez Sansui. Aussi, au moment de l'achat de l'amplificateur, nous vous conseillons un essai avec vos futures ou actuelles enceintes.

Le taux de distorsion harmonique des amplis est inférieur à la limite perceptible par l'oreille, tous ont une distorsion qui augmente un peu à 10 kHz mais reste dans des limites très acceptables.

Côté intermodulation, nous avons trouvé pour tous les amplificateurs une distorsion toujours inférieure à 0,1 %, le plus souvent moins de 0,05 %. Côté bruit de fond, à faible puissance, l'amplificateur Philips est meilleur de 4 dB en mesure pondérée par rapport à ses confrères. Si vous utilisez la touche de silence, « muting », vous n'obtiendrez pas d'amélioration. Signalons aussi que lorsque le bouton du potentiomètre de volume est tourné à fond, le bruit de fond n'augmente pas ou pratiquement pas, tout juste peut-on constater une variation de bruit de fond pendant la manœuvre du potentiomètre.

Côté entrée phono, la majorité des amplis présente un rapport S/B de plus de 85 dB en mesure pondérée, ce qui constitue une belle performance compte tenu de l'amplification requise. Le tourne-disque ayant lui-même un rapport signal/bruit de 70 dB



Chez Pioneer, on installe le potentiomètre sur le circuit imprimé de l'ampli de puissance. Il est entraîné par un cardan. Remarquez la section en nid d'abeille des radiateurs...

10 AMPLIFICATEURS

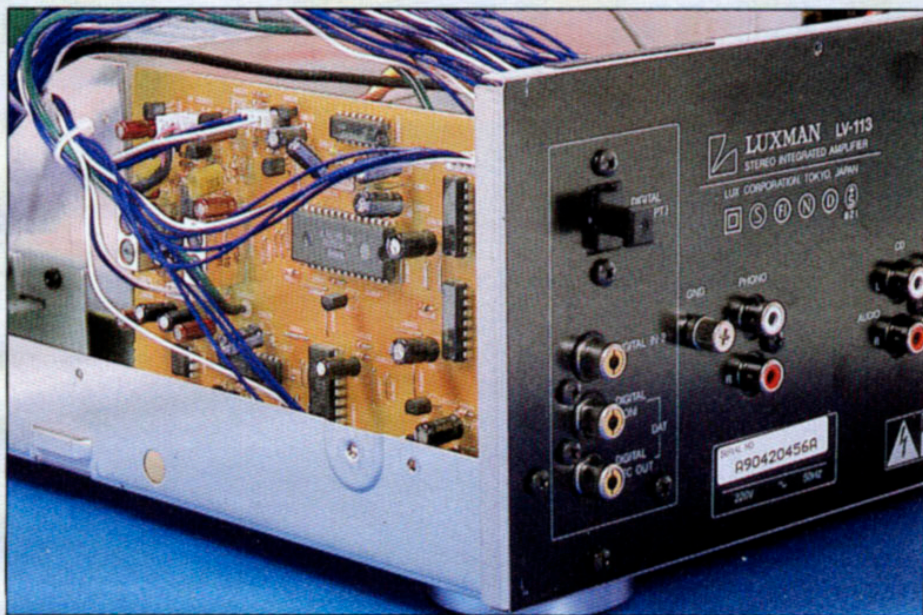
s'il est excellent, ce n'est pas le préampli de ces appareils qui détériorera l'écoute.

S'agissant du facteur d'amortissement, les études menées dans les années 1970, et même avant, demandaient un facteur d'amortissement de 16. Il est ici toujours supérieur et plafonne à 266 chez Kenwood, suivi de près par Pioneer avec 258.

La diaphonie à 20 Hz montre qu'en général les perturbations ne passent pas d'un canal à l'autre, même à pleine puissance. Le temps de montée d'un lecteur de CD étant de 17 μ s, vous constaterez que les amplis ne perturberont pas trop cette caractéristique...

Les courbes montrent une grande régularité dans les réponses, les correcteurs RIAA sont précis.

Trois amplificateurs disposent d'un convertisseur pour une entrée directe en numérique et l'absence totale d'interférence introduite par la liaison. Si cette technologie vous tente, vous irez voir chez Luxman, Philips ou Sony. N'oubliez pas que certains amplificateurs comme celui de Sony existent sans le convertisseur, avec la même section analogique.



Luxman LV-113, le module d'entrée numérique, installé sur le côté de l'ampli, enfermé dans un blindage.

Comment choisir votre amplificateur ? Comme vous avez pu le constater, si vous ne vous attachez qu'aux performances, vous pourrez prendre en considération nos chiffres, classer les appareils pour déterminer votre propre classement final, car il vous faudra

pondérer chacun des paramètres.

Incontestablement, les constructeurs savent fabriquer des amplificateurs. Si vous désirez aller plus loin, vous pourrez les écouter, les toucher, les manipuler, ceux de grandes marques, même celles qui

ne sont pas présentes dans cet échantillon, sont construits avec le même souci de qualité, la même recherche des performances. Après tout, la concurrence joue à fond et personne n'a envie de se laisser dépasser...

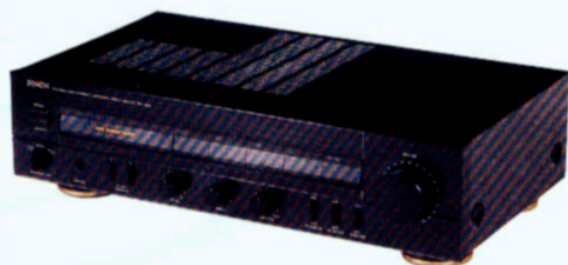
E.L.

Marque	Denon	JVC	Kenwood	Luxman	Onkyo	Philips	Pioneer	Sansui	Sony	Yamaha
Modèle	PMA-320 A	AX-611 C	KA-5010	LV-113	A-RV400	DFA-888	A-757	AU-X301i	TAF 630 ESD	AX-630
Origine	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon	N.C.	Japon	Japon
Dimensions (mm)	434 x 120 x 280	435 x 147 x 356	440 x 148 x 398	438 x 137 x 382	435 x 143 x 287	420 x 137 x 380	420 x 435 x 162	430 x 136 x 311	430 x 150 x 390	435 x 138 x 335
Entrées haut niveau	5	3	3	4	2	4	3	3	2	3
Magnéto	2	2	3	2	2	2	2	2	2	2
CD direct anal./num.	1/0	1/0	1/0	1/3	1/0	1/1	1/0	0/0	1/3	1/0
Entrée phono	AM/BM	AM/BM	AM/BM	AM	AM	AM/BM	AM/BM	AM/BM	AM/BM	AM/BM
Sélecteur enreg.	non	oui	oui	non	non	oui	oui	oui	oui	oui
Entrée micro	non	non	non	non	non	non	non	non	non	non
Corr. physiol.	oui	oui	oui	oui	non	oui	non	oui	non	variable
E/S processeur	non ou MG	MG 2	MG 3	oui	magnéto 2	non	oui + MG 3	non	non	oui
Filtres	subs.	non	subs.	subs.	non	non	subs./phono	oui/subs.	non	oui/subs.
Correcteur	G/A	G/A	G/A	G/A	G/A	G/A	G/A	G/A	G/A	G/A
Silence	non	oui	non	non	oui	non	oui	non	oui	non
Télécommande	non	non	non	non	bus/IR	non	non	non	non	non
Sélecteur vidéo	non	non	non	oui	oui	non	non	non	non	non
Prix du watt sinus	10,50 F	12,54 F	7,02 F	20 F	12,92 F	21,19 F	16,63 F	10,22 F	11,11 F	14,55 F
Prix du watt impuls.	6,56 F	10,36 F	5,32 F	14,85 F	8,72 F	14,24 F	11,88 F	7,63 F	9,35 F	8,78 F
Prix	2 100 F	3 990 F	2 290 F	5 750 F	3 490 F	3 390 F	4 990 F	2 290 F	4 190 F	3 900 F

Tableau 1



DENON PMA-320A



Façade noire en aluminium anodisé, pieds ceinturés d'or, or aussi pour la mention « Pure Current Supply », une technique qui débarrasse l'alimentation de parasites divers. Gros potentiomètre pour le volume, plus petit pour les autres actions. Une rangée de touches principales avec pour chacune un voyant. Pourquoi ces voyants ? Parce que la commutation des entrées est électronique avec sélection par poussoirs. Une touche, mécanique cette fois, évite au signal d'un lecteur de CD de transiter par le sélecteur électronique. Un second lecteur de CD peut être raccordé au bornier à sélection électronique, un bornier qui ne dispose pas moins de quatre entrées à haut niveau plus une entrée phono. Cette dernière, en face arrière, peut être commutée sur aimant ou sur bobine mobile. Une touche commande la correction physiologique, une autre met en service un filtre subsonique. Un sélecteur rotatif assure simultanément la mise en service des magnétophones (ils sont deux) et de la copie d'une machine à l'autre. En sortie, les bornes, bien isolées, sont capables de recevoir des fils de diamètre important.

Amplificateur de puissance à transistors rapides et symétrie complémentaire. Correcteur de timbre passif, en service même sur l'entrée CD direct. Le commutateur d'entrées comporte un circuit intégré de Toshiba, un TC9152, il reçoit les ordres, commute les voyants et le signal audio. Préampli RIAA à circuit intégré NJM 2068, commutable en bobine mobile et précédé d'un filtre RF sérieux. Transfo toroïdal, $2 \times 9\,400\ \mu\text{F}$ de filtrage, trajet du signal réduit au minimum, une conception saine.

Le Haut-Parleur a aimé :

- la taille réduite
- le nombre d'entrées
- les performances

Le Haut-Parleur a regretté :

- le passage par le correcteur en mode CD direct



JVC AX-611 BC



Quatre pieds cylindriques supportent la masse de l'amplificateur, un appareil d'une bonne taille. La face avant est en métal peint. Dans le bas, un enjoliveur en matière plastique protège certaines touches mécaniques et prolonge le clavier. Un gros bouton métallisé sert au réglage de volume, les autres boutons présentent exactement le même aspect mais sont en matière plastique. Au centre, une fenêtre laisse passer la lumière d'un indicateur : vous saurez avec lui que votre ampli est en classe « super A » optique...

Les signaux AF entrent sur une série de prises RCA dorées et sortent sur les habituelles bornes rouges et noires, bien isolées et capables de recevoir un bon câble. Si vous avez une cellule à bobine mobile, pas de problème, elle est prévue. Une touche phono, trois pour les sources à haut niveau ; comme la commutation est électronique, la position des contacts est symbolisée par un témoin lumineux. Vous pourrez aussi brancher deux magnétophones, l'un bénéficiera d'une commutation électronique, l'autre mécanique. Ces magnétophones sont alimentés en AF par un sélecteur rotatif. Traitement particulier pour le CD qui a droit à une commutation CD direct. Correcteur physiologique et de timbre sont commutables.

Transfo d'alimentation classique blindé, ceinturé, accompagné de deux condensateurs de $12\,000\ \mu\text{F}$ pour le filtrage. Transistors complémentaires sur radiateur aux fines ailettes, efficace et léger. Des photocoupleurs assurent le réglage de la polarisation. Une fabrication de classe, rationnelle, aux câbles bien protégés des agressions mécaniques...

Le Haut-Parleur a aimé :

- la sélection d'enregistrement
- les prises dorées
- la touche de silence

Le Haut-Parleur a regretté :

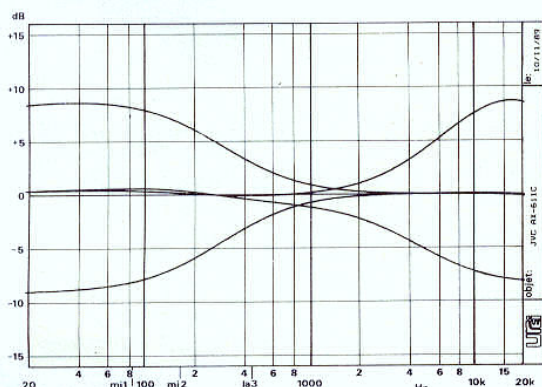
- la différence des touches magnétophones
- le manque de rigidité de la face arrière

NOUS AVONS MESURE :

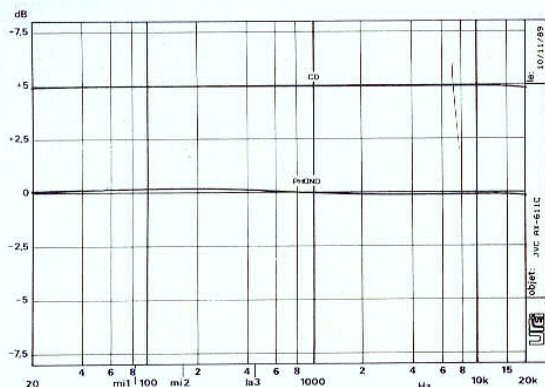
JVC AX-611 C

HP 12/89

Puissance sinus sur 4/8 Ω	159/98 W
Puissance impulsionnelle 2/4/8 Ω (1 canal)	304/214/120 W
Puissance surcharge complexe 60°	110 VA/4 Ω *
Distorsion harmonique à 1 kHz, P max	0,0058 %
Distorsion harmonique à 10 kHz, P max	0,010 %
Distorsion par intermodulation SMPTE, P max	< 0,03 %
Rapport S/B, auxiliaire, 50 mW NP/P	67/65 dB
Rapport S/B, auxiliaire, P max NP/P	100/103 dB
Rapport S/B, phono AM, P max NP/P	75/85 dB
Facteur d'amortissement/8 Ω	94
Diaphonie à 20 Hz, P max	77 dB
Temps de montée, entrée auxiliaire	3,6 μ s

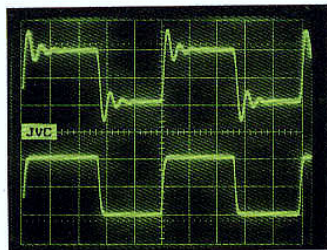


Courbe de réponse en fréquence du correcteur de timbre de l'amplificateur JVC AX-611C. 9 dB d'efficacité dans le grave, un tout petit peu moins pour l'aigu.



Courbe de réponse en fréquence avec échelle dilatée des entrées CD et phono de l'amplificateur JVC AX-611C. La courbe phono représente ici l'écart entre la courbe théorique RIAA et la courbe réelle. On est très linéaire, les composants sont précis et le correcteur de timbre n'intervient pas.

Réponse aux signaux carrés et à 10 kHz de l'amplificateur JVC AX-611C. En bas, sur charge résistive de 8 Ω , en haut, charge de 8 Ω en parallèle sur 1 μ F. 2 V et 20 μ s par division.

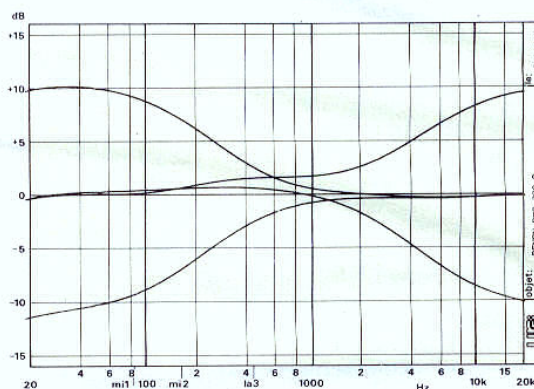


NOUS AVONS MESURE :

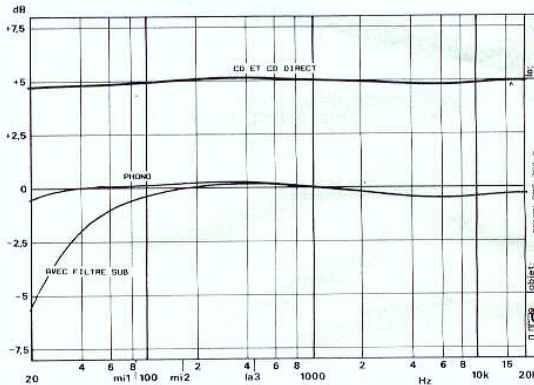
DENON PMA-320 A

HP 12/89

Puissance sinus sur 4/8 Ω	100/72 W
Puissance impulsionnelle 2/4/8 Ω (1 canal)	220/178/104 W
Puissance surcharge complexe 60°	115 VA/4 Ω
Distorsion harmonique à 1 kHz, P max	0,0083 %
Distorsion harmonique à 10 kHz, P max	0,024 %
Distorsion par intermodulation SMPTE, P max	0,03 %
Rapport S/B, auxiliaire, 50 mW NP/P	67/69 dB
Rapport S/B, auxiliaire, P max NP/P	98/100 dB
Rapport S/B, phono AM, P max NP/P	81/87 dB
Facteur d'amortissement/8 Ω	72
Diaphonie à 20 Hz, P max	86 dB
Temps de montée, entrée auxiliaire	2,6 μ s

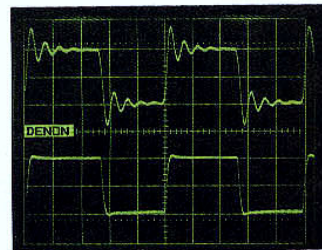


Courbe de réponse en fréquence du correcteur de timbre de l'amplificateur Denon PMA 320A. 10 dB d'efficacité dans le grave, un tout petit peu moins pour l'aigu.



Courbe de réponse en fréquence avec échelle dilatée des entrées CD et phono de l'amplificateur Denon PMA 320A. La courbe phono représente ici l'écart entre la courbe théorique RIAA et la courbe réelle. Le correcteur reste en service même en CD direct. Notez l'action du filtre subsonique.

Réponse aux signaux carrés et à 10 kHz de l'amplificateur Denon PMA 320A. En bas, sur charge résistive de 8 Ω , en haut, charge de 8 Ω en parallèle sur 1 μ F. 2 V et 20 μ s par division.



PANORAMA

LES AMPLIFICATEURS

En complément à nos 10 bancs d'essais d'amplificateurs HiFi, nous vous proposons ci-après les caractéristiques principales d'une grande partie des appareils de ce type, disponibles actuellement sur le marché. Ce tableau a été établi à partir des documentations qui nous ont été transmises par les constructeurs. Les prix indiqués sont donnés à titre indicatif mais correspondent bien souvent aux prix généralement pratiqués.

MARQUE	TYPE	Ampli numérique	Puissance nominale (W/Ω)	Distorsion harmonique (%)	Rapport signal/bruit (dB)	Séparation des voies (dB)	Réponse en fréquence (Hz)	Nombre de sorties H.P.	Télécommande	Consommation (W)	Dimensions L x H x P (mm)	Poids (kg)	Prix (F)
ADC	A 2080 E		2 x 80 W/8 Ω	0,05	95	N.C.	20 à 20 000 (± 0,5 dB)	N.C.	●	220	430 x 100 x 320	10	4 990
AKAI	AM 93	●	2 x 120 W/8 Ω	0,008	100	60	3 à 100 000 (-3 dB)	2 x 2		N.C.	461 x 177 x 452	20	6 690
	AM 73	●	2 x 100 W/8 Ω	0,008	100	60	3 à 100 000 (-3 dB)	2 x 2		N.C.	461 x 177 x 452	17,7	4 790
	AM 55	●	2 x 80 W/8 Ω	0,005	102	60	5 à 100 000 (-3 dB)	2 x 2		N.C.	425 x 156 x 370	10,8	3 490
	AM 35		2 x 60 W/8 Ω	N.C.	100	60	5 à 100 000 (-3 dB)	2 x 2		N.C.	425 x 156 x 370	9,6	2 490
	AM 25		2 x 40 W/8 Ω	N.C.	100	55	5 à 80 000 (-3 dB)	2 x 2		N.C.	425 x 130 x 270	9	1 490
DENON	PMA-260		2 x 40 W/8 Ω	0,05	106	N.C.	5 à 100 000 (+0, -3 dB)	N.C.		N.C.	434 x 95 x 258	4,8	1 700
	PMA-320 A		2 x 60 W/8 Ω	0,008	98	N.C.	4 à 100 000 (+0, -3 dB)	N.C.		N.C.	434 x 120 x 280	6	2 100
	PMA-520 A		2 x 70 W/8 Ω	0,008	105	N.C.	4 à 100 000 (+0, -3 dB)	N.C.		N.C.	434 x 140 x 343	7,4	2 700
	PMA-720 A		2 x 80 W/8 Ω	0,007	105	N.C.	4 à 150 000 (+0, -3 dB)	N.C.		N.C.	434 x 140 x 343	8,2	3 450
	PMA-920	●	2 x 105 W/8 Ω	0,004	107	N.C.	1 à 250 000 (+0, -3 dB)	N.C.		N.C.	434 x 162 x 392	11	4 500
	PMA-1520	●	2 x 120 W/8 Ω	0,003	107	N.C.	1 à 250 000 (+0, -3 dB)	N.C.		N.C.	434 x 162 x 392	13,5	9 000
DUAL	CV 6060		2 x 80 W/8 Ω	0,01	95	80	10 à 80 000	2 x 2		N.C.	440 x 122 x 245	8	1 990
	CV 6040		2 x 50 W/8 Ω	0,01	90	80	10 à 70 000	2 x 2		N.C.	440 x 82 x 245	6,5	1 690
	CV 6020		2 x 35 W/8 Ω	0,02	85	75	10 à 50 000	2 x 2		N.C.	440 x 82 x 245	5,5	1 490
	CV 5670		2 x 100 W/8 Ω	0,01	100	80	6 à 95 000	2 x 2		N.C.	440 x 142 x 303	14	3 490
	CV 5650		2 x 70 W/8 Ω	0,01	98	80	10 à 70 000	2 x 2		N.C.	440 x 122 x 303	8,5	2 590
	CV 5600		2 x 35 W/8 Ω	0,02	95	75	10 à 60 000	N.C.		N.C.	440 x 92 x 303	6,5	1 790
JVC	AX-211 BK		2 x 50 W/8 Ω	0,007	104	N.C.	5 à 80 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 92 x 252	5	1 390
	AX-311 BK		2 x 60 W/8 Ω	0,007	104	N.C.	5 à 80 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 127 x 310	7,2	1 690
	AX-411 BK		2 x 70 W/8 Ω	0,007	104	N.C.	5 à 80 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 127 x 310	7,5	1 990
	AX-R551 XBK		2 x 85 W/8 Ω	0,007	97	N.C.	7 à 70 000 (+0,5, -3 dB)	N.C.	●	N.C.	435 x 117 x 345	9	3 290
	AX-555 BK		2 x 100 W/8 Ω	0,007	101	N.C.	5 à 80 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 125 x 350	8,5	2 490
	AX-511 BK		2 x 80 W/8 Ω	0,007	104	N.C.	5 à 80 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 147 x 356	9,3	2 990
	AX-611 BK		2 x 90 W/8 Ω	0,007	104	N.C.	5 à 80 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 147 x 356	10,2	3 990
	AX-Z 711 BK	●	2 x 100 W/8 Ω	0,007	101	N.C.	5 à 100 000 (+0, -3 dB)	2 x 2	●	N.C.	435 x 146 x 376	10	4 990
	AX-Z 1010 TN	●	2 x 100 W/8 Ω	0,004	112	N.C.	5 à 100 000 (+0, -3 dB)	2 x 2	●	N.C.	435 x 173 x 459	16,8	7 990
HARMAN KARDON	HK 6100		2 x 30 W/8 Ω	0,09	98	N.C.	0,5 à 150 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	443 x 105 x 362	6,4	2 350
	HK 6200		2 x 45 W/8 Ω	0,09	98	N.C.	0,5 à 150 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	443 x 105 x 362	6,7	2 990
	HK 6300		2 x 60 W/8 Ω	0,09	98	N.C.	0,5 à 150 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	443 x 105 x 362	7,1	3 990
	HK 6500		2 x 70 W/8 Ω	0,09	98	N.C.	0,5 à 150 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	443 x 137 x 362	9,3	4 990
	HK 6600		2 x 90 W/8 Ω	0,08	98	N.C.	0,2 à 150 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	443 x 137 x 358	11,2	6 390
	HK 6800		2 x 120 W/8 Ω	0,08	98	N.C.	0,2 à 180 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	443 x 160 x 400	16	9 550
	HK 6900		2 x 170 W/8 Ω	0,08	98	N.C.	0,2 à 180 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	443 x 160 x 400	18	11 490

PANORAMA

LES AMPLIFICATEURS

MARQUE	TYPE	Ampli numérique	Puissance nominale (W/Ω)	Distorsion harmonique (%)	Rapport signal/bruit (dB)	Séparation des voies (dB)	Réponse en fréquence (Hz)	Nombre de sorties H.P.	Télécommande	Consommation (W)	Dimensions L x H x P (mm)	Poids (kg)	Prix (F)
KENWOOD	KA-3010		2 x 40	0,08	100	80	10- 60 000	1		150	440 x 123 x 345	6,5	1 990
	KA-4010		2 x 65	0,03	106	80	10- 80 000	2		200	440 x 133 x 345	7	2 490
	KA-5010		2 x 85	0,06	110	80	5-100 000	2		260	440 x 148 x 398	11,7	2 990
	KA-7010		2 x 105	0,06	110	80	5-100 000	2		300	440 x 148 x 398	15	4 990
	DA-9010	●	2 x 110	0,015	106	80	5- 90 000	2	●	350	440 x 162 x 422	18	7 790
LUXMAN	LV 91		2 x 65 W/8 Ω	0,008	97	N.C.	10 à 80 000 (+1, -3 dB)	N.C.		N.C.	438 x 110 x 278	6,3	1 990
	LV 111		2 x 80 W/8 Ω	0,008	97	N.C.	10 à 80 000 (+1, -3 dB)	N.C.		N.C.	438 x 110 x 278	6,5	2 525
	LV 112		2 x 90 W/8 Ω	0,007	105	N.C.	1 à 150 000 (-3 dB)	N.C.		N.C.	438 x 137 x 365	9	3 895
	LV 113	●	2 x 150 W/8 Ω	0,006	105	N.C.	1 à 150 000 (-3 dB)	N.C.		N.C.	438 x 137 x 382	9,8	5 750
	LV 103 u		2 x 135 W/8 Ω	0,008	110	N.C.	1 à 150 000 (-3 dB)	N.C.		N.C.	438 x 148 x 353	10,2	6 290
	LV 105 u		2 x 155 W/8 Ω	0,008	110	N.C.	1 à 150 000 (-3 dB)	N.C.		N.C.	438 x 148 x 353	11,5	7 370
MAC INTOSH	MC 502		2 x 50 W/8 Ω	0,02	95	N.C.	20 à 20 000 (± 0 dB)	1		400	406 x 92 x 375	12,2	13 050
	MC 754		2 x 100 W/8 Ω	0,02	110	N.C.	20 à 20 000 (± 0 dB)	1		880	333 x 244 x 141	9,5	19 000
	MC 7270		2 x 270 W/8 Ω	0,02	100	N.C.	20 à 20 000 (± 0 dB)	1		980	411 x 181 x 368	37,2	41 250
	MC 2500		2 x 500 W/8 Ω	0,02	95	N.C.	20 à 20 000 (± 0 dB)	1		1 500	482,6 x 266,7 x 431,8	58,5	53 900
	MC 7200		2 x 200 W/8 Ω	0,05	105	N.C.	20 à 20 000 (± 0 dB)	1		1 700	411 x 181 x 375	24	46 500
MARANTZ	PM-25		2 x 35	0,05	91	78	10 à 50 000	1		N.C.	420 x 100 x 260	4,2	1 748
	PM-35 II		2 x 45	0,025	96	80	10 à 70 000	2		N.C.	420 x 100 x 260	6,7	2 236
	PM-55		2 x 80	0,02	96	80	10 à 70 000	2		N.C.	420 x 146 x 334	9,5	2 725
	PM-50		2 x 70	0,008	96	80	10 à 70 000	2		N.C.	420 x 132 x 334	10	2 920
	PM-65		2 x 90	0,008	96	80	10 à 70 000	2	●	N.C.	420 x 132 x 334	11	3 701
	PM-75	●	2 x 100	0,02	96	80	10 à 70 000	2	●	N.C.	420 x 132 x 331	16	5 850
	PM-80		2 x 100	0,008	96	80	10 à 70 000	2		N.C.	420 x 146 x 334	13	4 873
	PM-94	●	2 x 140	0,01	98	80	10 à 100 000	2		N.C.	452 x 146 x 410	25	15 527
	PM-95	●	2 x 120	0,02	96	80	10 à 100 000	2	●	N.C.	452 x 156 x 410	28	22 461
NAD	3020 i		2 x 20 W/8 Ω	0,03	113	N.C.	6 à 60 000 (+0, -3 dB)	N.C.		150	420 x 91 x 270	5,5	1 850
	3225 PE		2 x 25 W/8 Ω	0,03	114	N.C.	12 à 45 000 (+0, -3 dB)	N.C.		150	420 x 91 x 270	5,5	2 513
	3240 PE		2 x 40 W/8 Ω	0,03	116	N.C.	6 à 50 000 (+0, -3 dB)	N.C.		230	420 x 108 x 380	8	3 025
	3100		2 x 60 W/8 Ω	0,03	117	N.C.	3 à 100 000 (+0, -3 dB)	N.C.		330	435 x 106 x 385	11,6	5 613
NIKKO	IA 600		2 x 120 W/8 Ω	0,003	105	N.C.	20 à 20 000 (± 0,2 dB)	2 x 2		N.C.	442 x 130 x 355	14,5	5 170
	IA 400		2 x 80 W/8 Ω	0,003	105	N.C.	20 à 20 000 (± 0,2 dB)	2 x 2		N.C.	442 x 130 x 355	14,5	4 000
ONKYO	A-8000		2 x 40	0,08	102	N.C.	15 à 30 000 (± 1 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 143 x 287	6,3	2 290
	A-8200		2 x 60	0,06	102	N.C.	15 à 30 000 (± 1 dB)	2 x 2	●	N.C.	435 x 143 x 287	7,2	2 990
	A-8500		2 x 80	0,008	107	N.C.	2 à 50 000 (+0, -1 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 157 x 391	12,5	3 990
	A-RV 400		2 x 80	0,08	102	N.C.	15 à 30 000 (± 1 dB)	2 x 2	●	N.C.	435 x 143 x 287	9,1	3 490
	A-8700		2 x 105	0,008	107	N.C.	2 à 50 000 (+0, -1 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 157 x 391	13,5	4 990
	A-8800	●	2 x 100	0,008	107	N.C.	2 à 50 000 (+0, -1 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 164 x 392	14,5	7 490
	A-G 10	●	2 x 135	0,008	107	N.C.	2 à 50 000 (+0, -1 dB)	2 x 2		N.C.	477 x 183 x 453	30	26 000
PHILIPS	DFA 888	●	2 x 85 W/8 Ω	0,015	103	80	10 à 60 000 (± 1 dB)	2 x 2		320	420 x 120 x 335	10,5	3 990
	FA 670		2 x 75 W/8 Ω	0,008	100	68	10 à 70 000 (-3 dB)	2 x 2		280	420 x 135 x 260	6	2 290
	FA 650		2 x 53 W/8 Ω	0,008	96	60	10 à 50 000 (-3 dB)	2 x 2		200	420 x 115 x 260	6	1 690
	FA 775		2 x 60 W/8 Ω	0,01	95	65	10 à 30 000 (-3 dB)	2 x 2	●	268	360 x 130 x 300	N.C.	2 590
	FA 787		2 x 85 W/8 Ω	0,015	95	65	10 à 30 000 (-3 dB)	2 x 2	●	380	360 x 130 x 300	N.C.	3 490

PANORAMA

LES AMPLIFICATEURS

MARQUE	TYPE	Ampli numérique	Puissance nominale (W/Ω)	Distorsion harmonique (%)	Rapport signal/bruit (dB)	Séparation des voies (dB)	Réponse en fréquence (Hz)	Nombre de sorties H.P.	Télécommande	Consommation (W)	Dimensions L x H x P (mm)	Poids (kg)	Prix (F)
PIONEER	A 91 D	●	2 x 120 W/8 Ω	0,003	92	N.C.	1 à 150 000 (-3 dB)	2 x 2		1 000	457 x 173 x 475	29,9	9 990
	A 858		2 x 105 W/8 Ω	0,003	92	N.C.	1 à 150 000 (-3 dB)	N.C.		1 000	420 x 172 x 474	24,5	6 990
	A 757		2 x 95 W/8 Ω	0,003	92	N.C.	1 à 150 000 (-3 dB)	N.C.		820	420 x 162 x 435	19,5	4 990
	A 656		2 x 70 W/8 Ω	0,005	92	N.C.	1 à 150 000 (-3 dB)	N.C.		650	420 x 162 x 425	13,5	2 990
	A 445		2 x 60 W/8 Ω	0,008	87	N.C.	5 à 100 000 (-3 dB)	N.C.		550	420 x 126 x 348	8,1	2 490
	A 335		2 x 40 W/8 Ω	0,02	86	N.C.	5 à 100 000 (-3 dB)	N.C.		410	420 x 126 x 348	7	1 990
	A 225		2 x 35 W/8 Ω	0,07	83	N.C.	10 à 50 000 (+1 dB, -3 dB)	N.C.		330	420 x 103 x 282	5,6	1 490
	A 115		2 x 25 W/8 Ω	0,2	81	N.C.	10 à 50 000 (+1 dB, -3 dB)	N.C.		210	420 x 98 x 282	4,6	990
QUAD	306		2 x 50 W/4 Ω	0,01	105	N.C.	20 à 20 000 (± 0,25 dB)	1		250	321 x 64 x 207	4,62	4 750
	606		2 x 160 W/8 Ω	0,01	105	N.C.	20 à 20 000 (± 0,25 dB)	1		850	321 x 133,5 x 239,5	12	9 000
RADIOLA	DFA 888	●	2 x 85 W	N.C.	N.C.	N.C.	10 à 60 000	N.C.		N.C.	420 x 120 x 335	N.C.	3 690
ROTEL	RB 850		2 x 50 W/8 Ω	0,03	110	N.C.	4 à 100 000 (+0,5, -3 dB)	1		N.C.	445 x 85 x 327	8,5	2 500
	RB 870 BX		2 x 100 W/8 Ω	0,05	110	N.C.	4 à 200 000 (+0,5, -3 dB)	1		N.C.	445 x 112 x 335	9	4 190
	RB 890		2 x 160 W/8 Ω	0,03	120	N.C.	15 à 130 000 (+0, -1 dB)	1		N.C.	445 x 112 x 385	12,3	6 350
SONY	TA-F 730 ES		2 x 110 W/8 Ω	0,002	105	N.C.	2 à 200 000 (-3 dB)	2 x 2		370	470 x 166 x 346	21,2	5 990
	TA-F 530 ES		2 x 95 W/8 Ω	0,003	105	N.C.	2 à 200 000 (-3 dB)	2 x 2		340	430 x 150 x 370	13,5	2 990
	TA-F 630 ESD	●	2 x 95 W/8 Ω	0,002	105	N.C.	2 à 200 000 (-3 dB)	2 x 2		340	430 x 150 x 390	13,7	4 490
	TA-AV 490		2 x 75 W/8 Ω	0,09	100	N.C.	10 à 70 000 (± 3 dB)	2 x 2	●	170	430 x 130 x 360	8,7	3 490
	TA-F 210		2 x 57 W/8 Ω	0,03	100	N.C.	7 à 100 000 (± 3 dB)	2 x 2		150	430 x 135 x 315	7,4	1 890
	TA-F 110		2 x 30 W/8 Ω	0,03	100	N.C.	7 à 100 000 (± 3 dB)	2 x 2		90	430 x 135 x 315	5,7	1 490
	TA-F 410 R		2 x 50 W/8 Ω	0,03	100	N.C.	7 à 100 000 (± 3 dB)	2 x 2		130	430 x 135 x 315	7,4	2 290
SANSUI	AUX 111		2 x 55 W/8 Ω	0,03	105	N.C.	10 à 70 000 (+1, -3 dB)	2 x 2		N.C.	430 x 125 x 286	5	1 890
	AUX 201i		2 x 55 W/8 Ω	0,05	105	N.C.	1 à 80 000 (+0, -3 dB)	N.C.		N.C.	430 x 136 x 311	7	2 190
	AUX 301i		2 x 100 W/8 Ω	0,05	105	N.C.	1 à 100 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	430 x 136 x 311	9,5	2 290
	AUX 501i		2 x 115 W/8 Ω	0,005	110	N.C.	1 à 200 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	448 x 135 x 370	10,8	3 290
	AUX 911 D	●	2 x 175 W/8 Ω	0,005	110	N.C.	0 à 200 000 (+0, -3 dB)	2 x 2		N.C.	430 x 163 x 450	18,2	8 990
TECHNICS	SU-600		2 x 50 W/8 Ω	0,03	90	N.C.	5 à 70 000 (-3 dB)	N.C.		250	430 x 97 x 240	5	1 390
	SU-800		2 x 80 W/8 Ω	0,03	90	N.C.	5 à 90 000 (-3 dB)	N.C.		430	430 x 97 x 240	5,8	1 890
	SU-V 460		2 x 65 W/8 Ω	0,0009	97	N.C.	3 à 100 000 (-3 dB)	2 x 2		480	430 x 125 x 320	8	2 390
	SU-V 560		2 x 75 W/8 Ω	0,0009	97	N.C.	3 à 100 000 (-3 dB)	2 x 2		550	430 x 125 x 320	8,8	2 890
	SU-V 660		2 x 100 W/8 Ω	0,0009	97	N.C.	3 à 100 000 (-3 dB)	2 x 2		690	430 x 158 x 370	11,5	3 490
	SU-V 90 D	●	2 x 115 W/8 Ω	0,0007	100	N.C.	0,8 à 150 000 (-3 dB)	2 x 2		765	430 x 158 x 397	13,2	6 990
TOSHIBA	XB 1000	●	2 x 50 W/8 Ω	0,009	100	N.C.	7 à 70 000 (+0, -3 dB)	N.C.	●	N.C.	430 x 156 x 437	13	7 690
YAMAHA	AX 330		2 x 30 W/8 Ω	0,01	100	N.C.	20 à 20 000 (+0, -0,5 dB)	N.C.		N.C.	435 x 98 x 251	4,4	1 750
	AX 430		2 x 55 W/8 Ω	0,008	106	N.C.	20 à 20 000 (± 0,5 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 134 x 332	6,2	2 430
	AX 530		2 x 85 W/8 Ω	0,007	102	N.C.	20 à 20 000 (± 0,5 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 141 x 332	7,8	3 210
	AX 630		2 x 85 W/8 Ω	0,007	102	N.C.	20 à 20 000 (± 0,5 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 141 x 332	8	3 900
	AVX 100		2 x 60 W/8 Ω	0,01	96	N.C.	40 à 20 000 (± 1 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 126 x 380	9,6	5 850
	AVC 30		2 x 80 W/8 Ω	0,05	100	N.C.	20 à 20 000 (± 0,5 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 121 x 316	10,2	4 490
	AVX 20		2 x 100 W/8 Ω	0,01	100	N.C.	20 à 20 000 (± 0,5 dB)	2 x 2		N.C.	435 x 123 x 300	7,5	3 600

COMMENT CHOISIR SON AMPLIFICATEUR ?

Bien des paramètres entrent en ligne de compte pour le choix d'un amplificateur. A commencer par la puissance modulée dont on peut effectivement avoir besoin. Laquelle, il faut le savoir, est d'ailleurs conditionnée par la nature et les dimensions du local d'écoute. Ce critère de sélection n'est, on s'en doute, que le premier d'une longue liste

dont toutes les composantes sont toutefois loin d'avoir la même importance. Il convient donc d'établir une sorte de hiérarchie au niveau de ces dernières. Ou, tout au moins, de mettre en évidence celles dont l'influence est prépondérante par rapport aux résultats escomptés, ne serait-ce que du point de vue de la satisfaction ressentie au stade de l'écoute.

UNE PUISSANCE ADAPTEE

Depuis de nombreuses années, la course à la puissance a été — et demeure encore — pour beaucoup d'audiophiles l'un des éléments de base du choix d'un amplificateur. Certes, il est vrai qu'un amplificateur ne dépassant pas 10 W ne fait pas très « sérieux ». Notamment en raison du peu de « réserve » disponi-

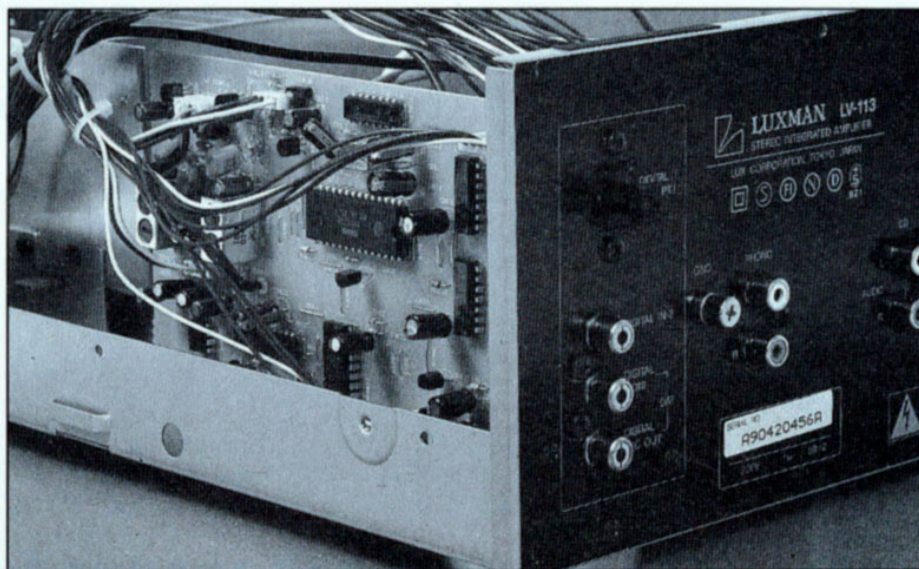
ble, principalement lorsque l'on est en présence de sources sonores à forte dynamique. Mais, à l'inverse, un amplificateur qui franchit allègrement le cap des 100 W — et même notablement plus — n'est pas pour autant systématiquement doté de toutes les qualités. Entre autres de celles qui sont exigées des appareils portant le label « Hi-Fi ». Mais à y regarder de plus près, il est évident qu'un am-

plificateur poussé dans ses derniers retranchements n'aura pratiquement jamais un comportement totalement satisfaisant. Et qu'un autre, cette fois surpuissant, ne sera pas davantage utilisé au mieux de ses possibilités, notamment dans le cas d'une écoute à bas niveau, souvent génératrice de distorsions plus élevées, dans le cas d'appareils de conception classique. Ce qui revient donc à dire que la puissance d'un amplifica-

teur doit être adaptée à un certain nombre d'impératifs. D'abord, et cela va de soi, au volume du local dans lequel il est destiné à être utilisé. En effet, le niveau sonore réclamé par une écoute confortable n'est pas le même lorsqu'il s'agit d'un salon à l'atmosphère feutrée ou d'un séjour de vastes proportions et, à plus forte raison, d'une salle de spectacle.

Même remarque d'ailleurs pour ce qui est de la nature du message sonore à retransmettre, une musique « de chambre » étant sans rapport — quant au niveau acoustique associé — avec un concert de rock.

D'où l'obligation de tenir compte, en premier lieu, de ces diverses exigences et de définir la valeur de la puissance modulée dont on estime raisonnablement être amené à avoir besoin. Pour fixer les idées, disons qu'une bonne moyenne se situe aux environs de 40/50 W (x 2) pour l'écoute d'une musique classique dans un séjour de l'ordre de 30 à 40 m². Une valeur que l'on peut porter à 60/70 W (x 2) si l'on est davantage intéressé par la musique de variétés ou le jazz. Et plus encore, cela va de soi, si l'on veut recréer à domicile le



Vue intérieure d'un ampli Luxman.

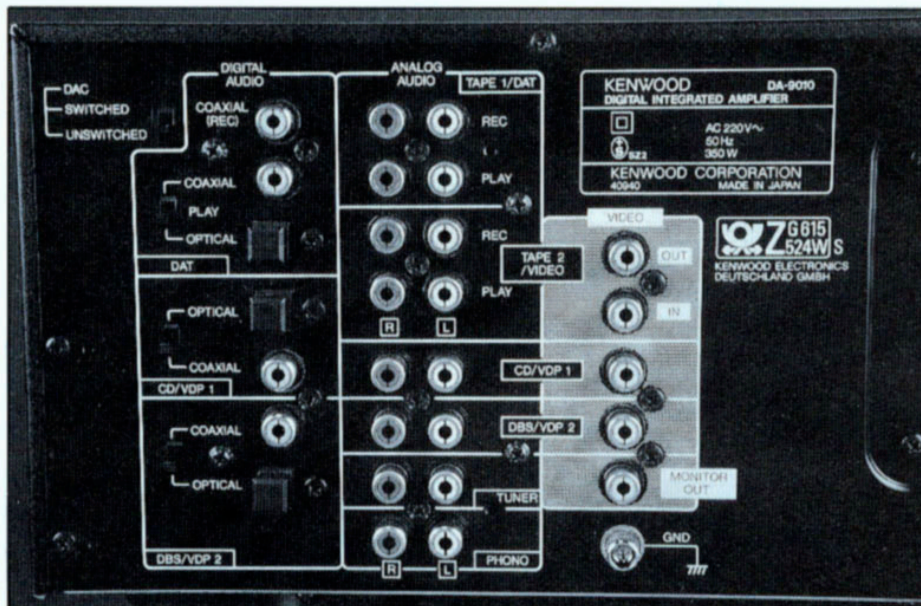
niveau sonore de certaines formations de rock ou de salles de « disco ».

DES DISTORSIONS MINIMES

Quelle que soit la nature du message sonore à restituer, il est certain que l'amplificateur vers lequel on est tenté d'orienter son choix doit être conçu de façon à déformer le moins possible les signaux audio qu'on lui confie.

D'où la notion de distorsion – dont il est question dans les feuilles de spécifications techniques des amplificateurs –, qui revêt normalement deux aspects différents. La plus connue est sans aucun doute la distorsion harmonique qui précise en fait le taux des signaux parasites des fréquences multiples des signaux fondamentaux traités par les amplificateurs.

Plus ce taux est réduit et meilleure est la qualité d'écoute d'un amplificateur donné, car il n'engendre alors que très peu de signaux perturbateurs. Conséquence pratique, les signaux d'origine sont donc appelés à être d'autant moins accompagnés de leurs harmoniques – par exemple, 2 000 Hz, 3 000 Hz, 4 000 Hz... pour un signal amplifié de 1 000 Hz – que ce taux de distorsion est faible. C'est ainsi qu'un amplificateur de qualité est généralement



L'ensemble des connexions sur l'amplificateur Kenwood DA 9010.

caractérisé par un taux de distorsion harmonique – habituellement précisé à 1 000 Hz et à sa puissance nominale (ou de base) – égal ou inférieur à 0,15 %. Et parfois beaucoup moins (0,01 %) pour les matériels les plus performants.

Autre manifestation de la qualité d'un amplificateur, le taux de distorsion d'intermodulation – rarement indiqué par les constructeurs – revêt autant d'importance, si ce n'est plus, que le taux de distorsion harmonique. Car il permet no-

tamment de mettre en évidence un défaut de linéarité des différents étages constitutifs d'un amplificateur.

Pratiquement, la distorsion d'intermodulation se manifeste par des battements résultant d'une modulation qu'exercent les signaux audio les plus puissants sur les signaux audio les plus faibles – et des fréquences différentes – contenus dans le message sonore transitant dans les circuits de l'amplificateur.

Généralement, ce sont les signaux à fréquence basse qui viennent ainsi se superposer aux signaux à fréquence élevée, qui se trouvent de la sorte d'autant plus perturbés par les premiers que ceux-ci sont puissants... et que le taux de distorsion d'intermodulation de l'amplificateur est important.

Il va sans dire qu'un tel taux de distorsion doit demeurer dans des limites acceptables pour éviter que le message sonore restitué ne se trouve gravement altéré.

En règle générale, on admet qu'un amplificateur de qualité doit présenter un taux maximal de distorsion harmonique

ne dépassant pas 0,5 %. Toujours à la puissance nominale. Cela dit, certains appareils « haut de gamme » font sensiblement mieux et descendent parfois à 0,15 %, et même 0,03 % dans le cas d'amplificateurs particulièrement élaborés, dotés d'étages de sortie à haute linéarité.

UN RAPPORT SIGNAL/BRUIT ÉLEVÉ

Une écoute de qualité ne saurait s'accommoder du bruit résiduel des circuits électroniques d'un amplificateur, dès lors que celui-ci dépasse un certain niveau.

Ces bruits sont de deux types. D'une part, on distingue le « souffle », inhérent aux composants actifs (transistors, circuits intégrés...); d'autre part, on a affaire à ce que l'on appelle le « ronflement », en général imputable – en dehors des défauts de « masse » des câbles de raccordement – à certains couplages parasites, ou à une mauvaise conception des appareils.



Le clavier de sélection des sources sur l'amplificateur Technics SU-V90D.

Dans l'absolu, un amplificateur devrait être totalement « silencieux ». Or, pour les raisons que nous venons d'invoquer, il ne peut en être ainsi dans la pratique.

Selon la qualité de sa réalisation, un amplificateur sera plus ou moins « silencieux ». Ce que l'on peut vérifier, en l'absence de modulation – et les entrées concernées étant « en l'air » –, en prêtant une oreille attentive au signal émanant des enceintes acoustiques (le réglage du niveau sonore étant poussé au maximum).

Bien évidemment, ce « silence » – qui se traduit donc par un bruit résiduel – n'est pas le même d'un appareil à l'autre et varie, en plus, en fonction du type d'entrée concernée.

C'est ainsi que les entrées « bas niveau » (« phono » ou

« micro ») sont plus « bruyantes » que les entrées « haut niveau » (« tuner », « auxiliaire », « CD », etc.).

Ce que l'on exprime par la notion de rapport signal/bruit, lequel doit toujours – autant que faire se peut – être le plus élevé possible.

Plusieurs niveaux de rapport signal/bruit – indiqués en décibels (dB) – caractérisent un amplificateur selon que l'on considère l'entrée de la section de puissance ou les diverses entrées commutables, quand ce dernier englobe les circuits de préamplification.

Variable en fonction de la puissance délivrée par l'amplificateur, le rapport signal/bruit d'un appareil de qualité – mesuré sur son entrée – oscille habituellement entre 85 à 90 dB pour un modèle de 40/50 W, et atteint 95/

100 dB pour un appareil fournissant 90/100 W.

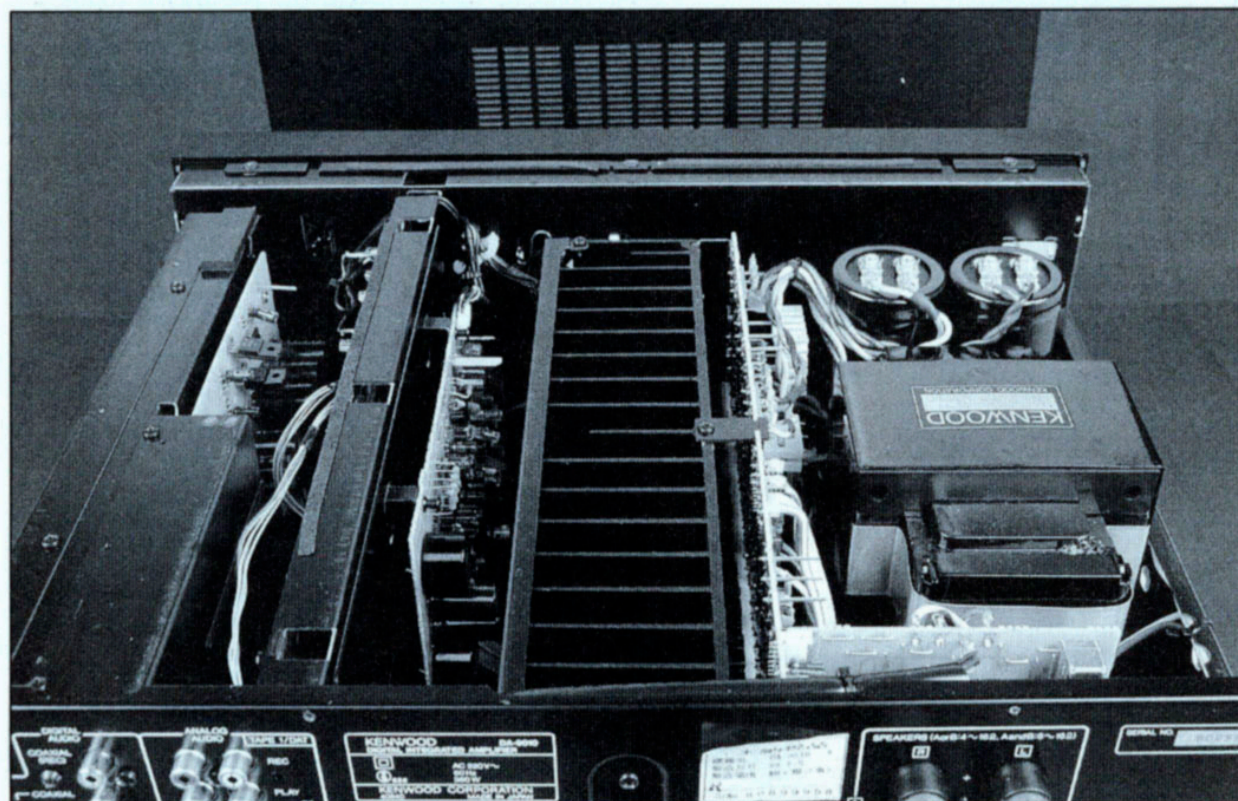
Si l'on considère maintenant les entrées des étages de préamplification, on doit pouvoir tabler sur un rapport signal/bruit de 65/70 dB, voire 75 dB, pour une entrée « phono ». Les entrées « haut niveau » classiques (« tuner » et « auxiliaire ») affichent normalement des chiffres supérieurs : 80 à 90 dB en moyenne.

Quant aux entrées spécifiques conçues pour les lecteurs de « CD » ou les magnétophones « DAT », elles sont encore plus performantes, des valeurs de 95 à 100 dB pouvant se rencontrer en pratique, tout au moins dans le cas des amplificateurs les plus performants, car la moyenne se situe à un niveau légèrement inférieur : 85 à 90 dB, ce qui est encore excellent.

DES TEMPS DE MONTEE RAPIDES

Bien que figurant rarement dans la notice des constructeurs, l'indication du temps de montée – ou de commutation – d'un amplificateur présente pourtant un intérêt majeur. Surtout depuis que l'on dispose de sources de modulation à dynamique élevée – lecteurs de « CD » – restituant avec une rare « vigueur » les signaux à attaque brusque : frappe d'une note de piano, coup d'archet d'un violon, percussion d'un tambour, d'un triangle...

Tous phénomènes sonores qui nécessitent – si l'on ne veut pas que leur manifestation acoustique soit dénaturée – que l'amplificateur ne « traîne » pas, mais restitue au



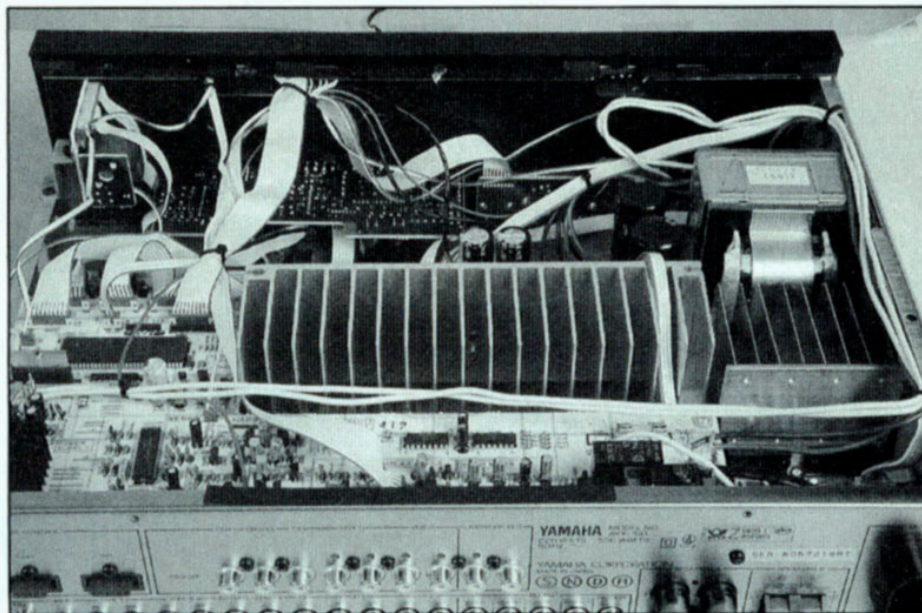
Vue interne de l'amplificateur Kenwood DA 9010.

contraire ce signal avec une rapidité aussi grande que celle de son établissement. Mais sans que pour autant – et c'est là qu'existe un risque – cette vivacité de réaction débouche sur un comportement anarchique. En l'occurrence, une entrée en oscillation (« overshoot ») plus ou moins bien maîtrisée. Et qui serait la preuve d'une mauvaise conception des circuits de l'amplificateur.

Une grande rapidité de réaction est donc souhaitable, qui va donc se traduire par des temps de montée très brefs, puisque ceux-ci se chiffrent en microsecondes (μs). Pour les bons amplificateurs, ce temps de montée est généralement compris entre 1 et 2 μs , au grand maximum. La moyenne se situe toutefois entre 3 et 5 μs , tandis que certains appareils quelque peu « poussifs » affichent des temps de montée compris entre 5 et 10 μs .

Ce qui est, parfois, un choix délibéré de la part des constructeurs, une telle lenteur de réaction – qui va d'ailleurs de pair avec une réduction de la bande passante dans les fréquences élevées – étant compensée par une plus grande stabilité de l'amplificateur. Notamment lorsqu'il est utilisé en liaison avec des enceintes acoustiques présentant une charge de nature capacitive.

Cela dit, un amplificateur bien conçu et caractérisé par des temps de montée très courts (1 à 2 μs) n'est pas plus instable qu'un amplificateur « lent ». Tout dépend en effet de quelle façon « l'overshoot » – que l'on ne peut totalement supprimer – se trouve amorti, l'amplificateur étant d'autant plus performant que son temps d'amortissement est faible. Une chose que l'on ne peut vérifier qu'à partir de l'examen de signaux rectangulaires observés aux bornes d'une charge capacitive. Et que seuls de très rares constructeurs pensent à publier.



Vue interne de l'amplificateur Yamaha AVX 100.

UN AMORTISSEMENT ELEVE

Longtemps ignorés, les mérites d'un amortissement élevé reviennent au goût du jour, notamment avec les amplificateurs à impédance de sortie négative, conçus pour travailler en liaison avec des enceintes acoustiques spécifiques, l'association de ces deux

composants permettant de réaliser une sorte d'asservissement.

Intervenant d'une manière beaucoup plus classique, le facteur d'amortissement d'un amplificateur n'est pas pour autant à négliger. Rappelons, tout d'abord, qu'il correspond au rapport entre l'impédance de sortie d'un amplificateur et l'impédance de charge de celui-ci.

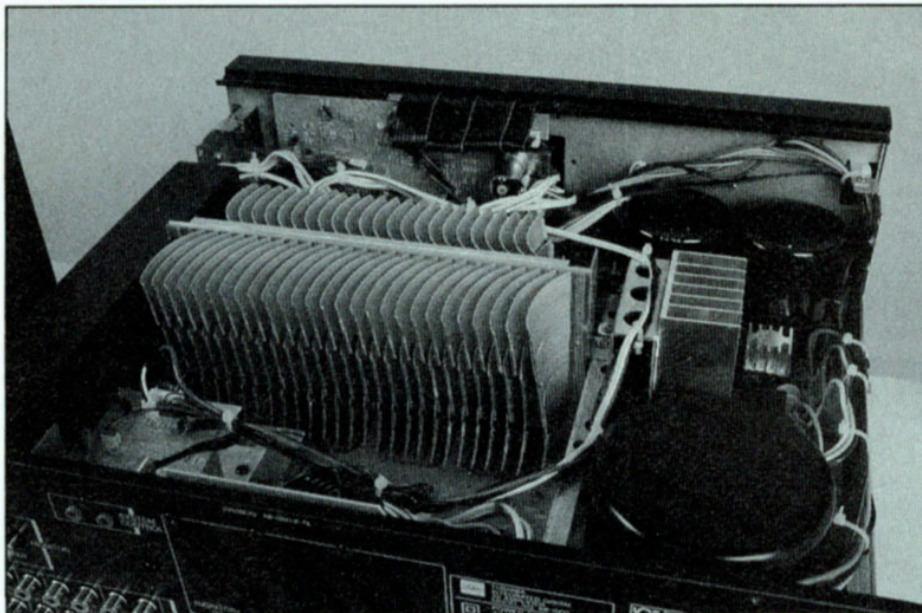
D'autant plus important que la puissance de l'amplificateur est grande – on voit ici tout l'intérêt que peuvent présenter les amplificateurs « musclés » –, le facteur d'amortissement est appelé à varier dans de fortes limites. Soit, en pratique, de 20 à plus de 200.

Prenons par exemple le cas d'un amplificateur présentant une impédance de sortie de 0,08 Ω , conçu pour une impé-



L'alimentation d'un ampli Pioneer.

TECHNIQUES AUDIO



Vue interne de l'amplificateur Toshiba XB 1000 ; au fond à droite, deux condensateurs de 22 000 μ F.

dance de charge de 8 Ω . Son facteur d'amortissement sera alors égal à $8/0,08 = 100$.

Soit, maintenant, un amplificateur dont l'impédance de sortie est seulement de 0,04 Ω , toujours conçu pour une charge de 8 Ω . Son facteur d'amortissement sera, dans ce cas, égal à : $8/0,04 = 200$. Donc deux fois plus important que ci-dessus.

Ce qui signifie que le second amplificateur – sensiblement plus puissant que le premier, il faut le souligner – va venir amortir nettement plus la charge (autrement dit, les haut-parleurs) qui vont être branchés à ses bornes de sortie.

En conséquence de quoi sa stabilité va se trouver très nettement améliorée – par rapport au premier –, en admettant qu'on les utilise tous deux avec une même enceinte acoustique, présentant une composante capacitive relativement élevée.

Autre intérêt présenté par un facteur d'amortissement important, le « freinage » des mouvements parasites des membranes de haut-parleurs. Lequel, une fois encore, est

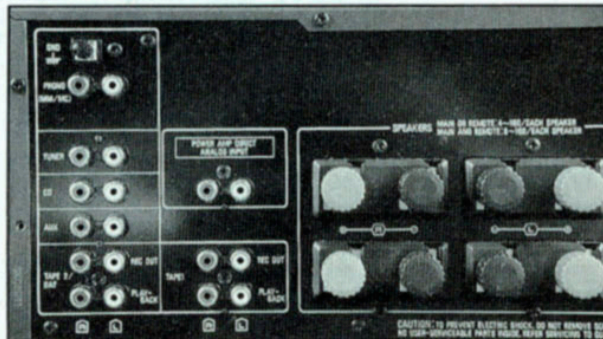
d'autant plus efficace que le facteur d'amortissement est élevé.

Une caractéristique d'autant plus appréciée que l'on a affaire à des signaux à temps d'établissement rapide, générateurs de mouvements désordonnés au niveau des membranes de haut-parleurs. Et que l'on peut supprimer en grande partie, dès lors que l'amplificateur utilisé bénéficie d'un fort facteur d'amortissement, évitant notamment aux dites membranes de prolonger les signaux d'origine par leurs oscillations parasites non contenues.

LES « PLUS » TECHNOLOGIQUES

Résultat de la constante évolution de la conception des appareils, un certain nombre de « plus » technologiques caractérise notamment les amplificateurs « top niveau ». Bien qu'il soit difficile de les énumérer tous, on peut néanmoins citer les plus caractéristiques d'entre eux.

C'est ainsi que sur les modèles de grande puissance, il n'est pas rare de constater l'existence d'une alimentation – largement dimensionnée – distincte pour chaque canal.



Tous les raccordements possibles sur l'amplificateur Technics SU-V90D.

C'est ce qui correspond au concept « Twin-mono », caractérisé notamment par une absence de couplage – par alimentation commune – au niveau des étages de sortie des deux voies.

Dans un tout autre registre, la présence d'un égaliseur graphique, ou encore d'une sortie « Surround » – en principe réservés aux appareils des chaînes « Midi » –, de même que la fonction BTL (Bridge Tied Load) étendent quelque peu le champ d'application des amplificateurs.

A ce propos, rappelons que la fonction BTL consiste à commuter en « mono » un ampli « stéréo » de façon à transposer la puissance nominale des deux voies sur une seule voie, et de disposer de la sorte d'une puissance double : une solution réservée en principe aux amplificateurs de sonorisation.

Mais le « plus » véritable c'est, sans nul doute, celui qui est lié à la notion d'amplificateur « numérique ». Une appellation due à l'intégration, dans l'appareil, d'un convertisseur numérique/analogique, ainsi que du filtre associé spécifique, tels qu'on les trouve sur les platines de lecture des disques compacts. Les plus évolués de ces amplificateurs numériques disposent d'ailleurs de circuits dont la fréquence d'échantillonnage est commutée automatiquement sur 32, 44,1 ou 48 kHz. Cela afin d'assurer une compatibilité d'emploi avec toutes les sources de signaux numériques : CD, DAT ou satellites.

Sur les amplificateurs ainsi équipés, la liaison vers la source se fait normalement par fibre optique, solution classique en pareil cas. Toutefois, afin d'éviter des doublons inutiles, l'emploi d'un amplificateur de ce type implique que, dans le choix ultérieur d'un lecteur de « CD », on opte pour un modèle dépourvu de convertisseur numérique/analogique puisque celui-ci est déjà sur l'amplificateur. A se rappeler au moment de l'achat.

C.D.

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

LE « GYRATEUR »

3^e PARTIE Suite voir n° 1770

Ne voyez là aucune allusion à une chanson d'étudiants : il s'agit de l'utilisation du gyrateur, ou, plus exactement, du « bobinage sans bobine » que nous avons réalisé grâce au gyrateur.

En effet, jusqu'à maintenant, nous nous sommes contentés de connecter un condensateur C_1 aux bornes du « bobinage », pour former un circuit oscillant. Il s'agissait là plus d'une vérification des performances du montage que d'un emploi réel.

Mais nous pouvons, avec ce simple circuit oscillant, réaliser une première application simple : un générateur de son musical amorti. Comme le circuit oscillant réalisé peut avoir un amortissement presque nul, cela veut dire que, quand on l'excite par un « choc électrique », il oscille avec une amplitude qui diminue très lentement.

Si nous utilisons la tension de sortie, en (N) sur la figure 17, pour commander un amplificateur audiofréquence, à la sortie duquel nous connectons un haut-parleur, toute excitation du circuit se traduira par une sonorité de gong, à savoir un son prenant d'un coup une amplitude notable, et dont la puissance diminue progressivement.

Il se peut que notre « bobinage » soit « trop bon » : l'amortissement est insuffi-

sant, la décroissance du son est trop lente. Qu'à cela ne tienne, il suffira de placer, entre le point (H) et la masse, un résistor variable, pour obtenir l'amortissement cherché.

L'ensemble se présente donc comme sur la figure 22. Le bouton-poussoir BP permet d'appliquer au circuit oscillant le « choc électrique » qui le fait entrer en oscillation.

Le condensateur C_2 , ayant une capacité au moins dix fois plus grande que celle de C_1 , est là pour maintenir le potentiel du point (B) constant lors de la fermeture de BP.

Le résistor R_1 de $10\ \Omega$ sert à protéger le contact du poussoir : sans lui, la décharge de C_2 dans C_1 pourrait correspondre à une intensité de crête considérable, préjudiciable à la vie des contacts (et des condensateurs).

Le potentiomètre P (qui sera souvent un modèle de $1\ M\Omega$ ou même $5\ M\Omega$ pas facile à trouver, hélas !) permet de régler l'amortissement du circuit.

Un des avantages du système tient au fait que la valeur du coefficient de self-induction équivaut, fonction des quatre valeurs de résistances (R , K , P et M) du montage de la figure 18, peut être réglé exactement comme on veut. On ajuste ainsi la fréquence d'oscillation très facilement, ce qui serait rigoureusement impossible avec un circuit oscillant « classique » du type bobinage-condensateur.

En effet, pour les fréquences que nous voulons obtenir (généralement moins de 500 Hz), il nous faut un coefficient de self-induction élevé (au moins 1 H, car un tel bobinage, avec un condensateur de $0,1\ \mu F$, oscille à 500 Hz). Or, si nous

avons réalisé un bobinage en fil enroulé de 1 H, il ne sera pratiquement pas question d'en ajuster la valeur (ou alors, fort peu, en agissant sur un noyau magnétique mobile). De même, un condensateur de $0,1\ \mu F$ ne peut être du type ajustable.

UN PROBLEME D'HARMONIQUES

L'auteur s'attend déjà à l'objection suivante : « Mais votre système donne une tension de sortie sinusoïdale, or le son d'un gong contient de nombreux harmoniques. »

La réponse est facile à donner. Les lecteurs du *Haut-Parleur*, sachant parfaitement faire de bons amplificateurs audiofréquences, savent *a fortiori* en faire un « mauvais » c'est-à-dire un étage qui in-

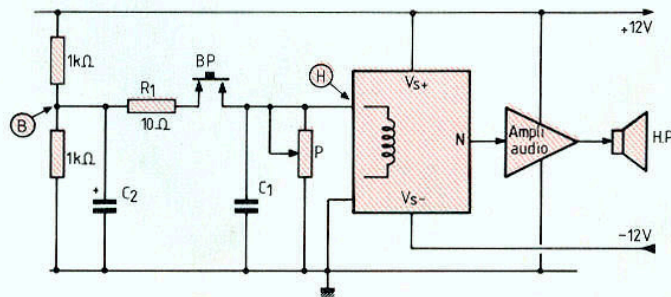


Fig. 22. — Dans cette réalisation de « gong électronique », le poussoir BP est le « choc électrique » qui amorce l'oscillation du circuit P, permettant d'en doser l'amortissement.

roduit une distorsion. Les méthodes sont innombrables pour cela (saturation plus ou moins poussée d'un étage, diodes shuntant des résistances de charge, etc.).

L'intérêt d'un tel « amplificateur-distorsion » est qu'il introduit, en général, d'autant plus de distorsion que l'amplitude du signal est élevée. Le son comportera donc plus d'harmoniques au début, quand il est fort, juste après la percussion, et il en aura de moins en moins au fur et à mesure qu'il diminuera d'amplitude.

Or cela simule bien le fonctionnement de la majorité des générateurs de son par percussion : la sonorité, très chargée en harmoniques au moment du choc, tend vers le son pur quand sa force décroît.

LE « COUPE-BANDE » ULTRA-ETROIT

Passons à une nouvelle application de notre « bobinage ». Si l'on place un condensateur en série avec lui, on a réalisé un nouveau circuit, du type « résonnant série ». L'impédance d'un tel circuit passe par une valeur nulle pour la fréquence d'accord F_0 , remontant de part et d'autre de F_0 .

L'impédance du circuit est du type « capacitif » (intensité en avance d'un quart de période sur la tension) pour une fréquence inférieure à F_0 ; elle est du type « inductif » (intensité en retard d'un quart de période sur la tension) pour une fréquence supérieure à F_0 .

L'intérêt d'un tel circuit est de permettre la réalisation d'un filtre « coupe-bande » (le « notch filter » des Américains), éliminant une fréquence et laissant passer les autres.

Les applications de ce filtre sont fort nombreuses. On l'emploie pour éliminer un ronflement parasite à 50 Hz, pour supprimer un sifflement dû à une interférence entre la

porteuse 19 kHz de la stéréo en FM et la fréquence de pré-magnétisation d'un magnétophone, pour supprimer la fréquence fondamentale dans un distorsionneur, etc.

Comment le réaliser ? Rien de plus simple : la figure 23 nous l'indique.

On pourrait fort bien se passer des deux amplificateurs opérationnels A_3 et A_4 . Ils sont simplement là pour que le filtre ait une impédance d'entrée presque infinie et une impédance de sortie presque nulle, ce qui simplifie bien des choses pour son utilisation.

Si l'on veut simplifier le montage, on supprime A_3 et A_4 . L'entrée se fera entre le point (P) et la masse, la sortie entre le point (Q) et la masse. Mais, alors, l'impédance d'entrée va varier avec la fréquence, passant par un minimum égal à la résistance de R_1 pour la fréquence d'accord F_0 .

IL FAUT, PARADOXALEMENT PRENDRE R_1 TRES PETIT

On pourrait penser, après ce que nous avons dit de l'amortissement des circuits oscil-

lants, que la valeur de R_1 doit être aussi grande que possible. Il n'en est rien. En fait, R_1 n'amortit pas le circuit, ce résistor se contente de limiter le courant maximal qui passe à travers C_1 et le « bobinage » et la fréquence F_0 .

Il faut considérer le montage de la figure comme le représente la figure 24. On réalise donc, entre la tension d'entrée E et la tension de sortie S , un diviseur de tension dont l'un des éléments est le résistor R_1 , l'autre le circuit résonnant série C_1-L .

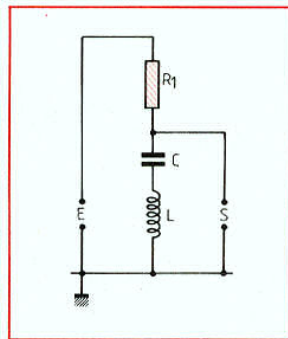


Fig. 24. — Le filtre de la figure 23, sans les amplificateurs opérationnels d'entrée et de sortie, est analogue à un diviseur de tension, composé de R_1 et du circuit $L-C$.

A la résonance l'impédance du circuit oscillant est nulle, la tension de sortie l'est donc aussi. Si nous voulons que le filtre soit très sélectif, c'est-à-dire que son atténuation, en principe infinie à F_0 , soit faible pour des fréquences voisines de F_0 , il faut que, à ces fréquences, l'impédance du circuit C_1-L soit grande par rapport à la résistance de R_1 .

Nous verrons plus loin qu'une des conditions pour y arriver est d'avoir un coefficient de self-induction élevé pour notre « bobinage ».

Il faut aussi réduire la valeur de R_1 . Mais on ne peut aller trop loin dans ce domaine.

En effet, à la résonance, l'impédance du circuit C_1-L est nulle, donc l'intensité qui passe dans ce circuit est :

$$E/R_1$$

Or notre « bobinage » ne peut supporter un courant supérieur à un certain maximum I_M . Pourquoi ? Tout simplement parce que les amplificateurs opérationnels qui constituent le gyrateur ont une excursion maximale de leur tension de sortie. Donc, si l'on injecte un courant trop élevé dans l'entrée du gyrateur, un des amplificateurs arrivera à satura-

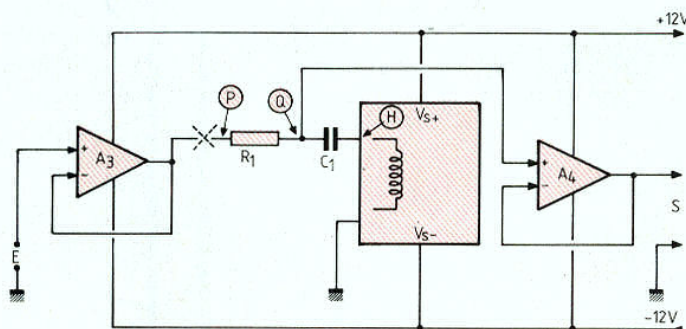


Fig. 23. — Utilisation du gyrateur pour réaliser un filtre « coupe-bande », ou « notch filter », C_1 et le gyrateur constituant un circuit résonnant série. Il est plus commode d'adjoindre au montage proprement dit les deux amplificateurs opérationnels A_3 (qui augmentent énormément l'impédance d'entrée et la rendent constante) et A_4 (qui réduit presque à zéro l'impédance de sortie). On pourrait s'en passer, en attaquant le filtre au point (P) (après coupure à l'endroit indiqué) et en récoltant la tension de sortie sur le point (Q).

tion, et le gyrateur ne fonctionnera plus normalement.

FAISONS QUELQUES ESSAIS DE FILTRE

Nous prendrons, par exemple, un « bobinage » équivalent à 10 H (on le réalise en prenant, dans le montage de la figure 18, $R = K = 10 \text{ k}\Omega$, $P = M = 3,3 \text{ k}\Omega$, $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$).

Nous allons utiliser comme condensateur C_1 un $0,1 \text{ }\mu\text{F}$, ce qui donnera une fréquence de résonance de l'ordre de 160 Hz.

La valeur de résistance de R_1 de la figure 23 sera de $2,2 \text{ k}\Omega$, et nous commencerons tout simplement comme le montre la figure 25.

ment est définie cette tension « efficace ».

On voit tout de suite, avec l'oscilloscope, que, pour une fréquence du générateur inférieure à 120 Hz, ou supérieure à 250 Hz, le filtre ne présente pratiquement pas d'atténuation.

Autrement dit, à ces fréquences, en mettant la sonde de l'oscilloscope au point (Q) (sortie du filtre) ou au point (P) (entrée du filtre), on trouve presque exactement la même amplitude.

Mais, dès que la fréquence du générateur tend vers 160 Hz, la tension au point (Q) diminue énormément. Il faut chercher, en ajustant finement la fréquence, la valeur qui correspond à la résonance, correspondant au minimum de tension en (Q). Dans le cas de l'essai fait par l'auteur, cette valeur était 158,8 Hz.

Arrivé à cet « accord », on

UN « DISTORSIOMETRE IMPROVISE »

L'auteur avoue d'ailleurs avoir été un peu déçu de voir que le taux d'harmoniques de son générateur (et le 50 Hz parasite) étaient plus grands qu'il ne le croyait. Ledit générateur est un petit engin de « fabrication maison », de performances modestes, mais pratique, utilisant un circuit 8038, et il était, en réalité, assez normal qu'il présente un taux de distorsion d'un peu plus de 1 %.

Le 50 Hz « supplémentaire » a aussi un peu désappointé l'auteur. Bon, on « fera avec ».

Quand le générateur est parfaitement accordé sur la fréquence de coupure du filtre, le fondamental est évidemment supprimé, mais les harmoniques ne le sont pas. Donc, plus la sinusoïde du générateur est pure, plus l'atténuation du filtre à la résonance est grande.

Nous avons, en fait, réalisé ainsi un distorsiomètre, ou plus exactement une bonne partie de cet instrument. Il permet déjà de voir à l'oscilloscope le « résidu harmonique » de la tension du générateur, c'est-à-dire tout ce qui est présent dans le signal du générateur, et qui ne le serait pas si la tension de sortie de ce dernier était rigoureusement sinusoïdale, donc « pure », sans harmoniques.

Une fois le générateur bien calé sur la fréquence de résonance, il convient maintenant de faire varier l'amplitude du générateur. On constate que, dans un certain domaine de variation de cette amplitude, le signal « résidu » a une amplitude proportionnelle à celle du signal appliqué.

Mais, si le signal en (P) dépasse une certaine amplitude critique, le résidu en (Q) croît très rapidement. Cela montre que nous avons dépassé le courant maximal que l'on peut envoyer dans le « bobinage ».

NE SURCHARGEZ PAS LE « BOBINAGE ! »

Cette valeur critique est particulièrement facile à trouver si l'on observe sur un oscilloscope à deux traces, synchronisé par le signal du générateur, la tension en (P) (avec une faible sensibilité) et en (Q) (avec une forte sensibilité, puisque cette tension est très faible à la résonance).

On voit immédiatement que la tension « résidu » (en Q) est un signal très « sale », sans aucun rapport avec la belle sinusoïde que vous montre l'autre trace de l'oscilloscope, et surtout que c'est un signal à fréquence plus grande que celle du générateur. En effet, il ne comporte plus de « fondamental », mais seulement des harmoniques.

Si l'on augmente la tension de sortie du générateur jusqu'à dépasser la valeur « critique », on voit immédiatement apparaître, sur le signal « résidu », une composante à la fréquence fondamentale du générateur, comme c'était le cas quand ce dernier n'était pas exactement réglé sur la résonance du filtre.

Dès que l'on voit apparaître cette composante sur la tension « résidu » (en s'assurant bien qu'il ne s'agit pas d'un mauvais réglage de la fréquence du générateur), on sait que l'on a dépassé le courant maximal admissible par le « bobinage ».

Dans l'essai fait par l'auteur, c'était juste à 1 V rms de tension du générateur que cela se produisait, le gyrateur étant alimenté sous $\pm 12 \text{ V}$. Comme l'essai était fait exactement à la fréquence de résonance du filtre (soit ici 158,8 Hz), la tension en (Q) était très faible (50 mV cr/cr), et l'on peut dire que la totalité de la tension de 1 V se trouvait appliquée au résistor R_1 , ce qui représente une intensité de :

$$1/2,2 = 0,45 \text{ mA rms}$$

On en déduit donc que le gyrateur-bobinage ne peut sup-

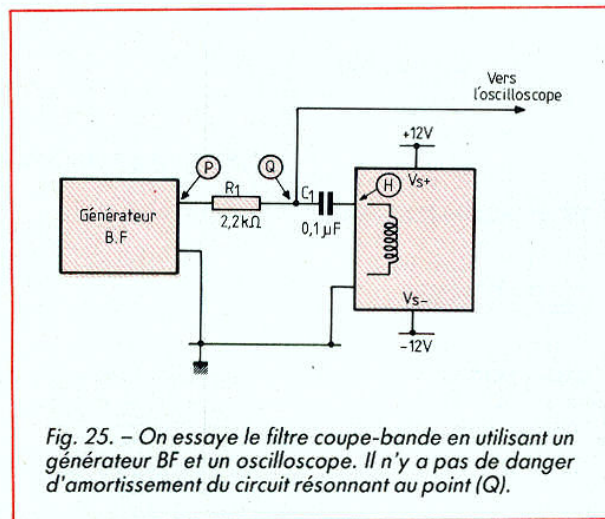


Fig. 25. — On essaye le filtre coupe-bande en utilisant un générateur BF et un oscilloscope. Il n'y a pas de danger d'amortissement du circuit résonnant au point (Q).

Commençons par régler l'amplitude de sortie du générateur à environ 0,7 V rms (soit $\pm 1 \text{ V}$ crête/crête). L'auteur précise ici qu'il préfère infiniment la notation anglaise « rms » pour désigner la tension « efficace » au mot classique « efficace ». En effet, le terme même (« root mean square = racine carrée de la valeur moyenne du carré ») rappelle avec précision com-

constate éventuellement qu'il y a un résidu de tension en (Q). D'où cela vient-il ? Tout simplement du fait que la tension du générateur n'est pas forcément tout à fait « pure », pas rigoureusement sinusoïdale.

Il peut aussi se faire que votre générateur vous « donne » (un « cadeau » dont on se passerait bien !) un peu de 50 Hz, superposé au signal normal.

porter, à la fréquence 158,8 Hz, un courant supérieur à 0,45 mA rms.

Si cela vous semble peu, réfléchissez seulement au fait que le « bobinage » vaut 10 H. Si vous aviez réalisé un « vrai » bobinage (avec du fil enroulé) ayant un coefficient de self-induction de 10 H (et un facteur Q infiniment plus bas que celui de notre gyrateur), il vous aurait fallu enrouler un nombre... effarant de spires autour d'un noyau magnétique.

Dès lors, avec une intensité très faible dans votre bobine, vous seriez arrivé tout de suite à la saturation magnétique du noyau, vu le nombre énorme de tours.

CURIEUSE ARITHMETIQUE :

4,5 + 4,5 = ... ZERO !

A la fréquence de 158,8 Hz, un bobinage de 10 H présente une impédance de : $158,8 \times 2\pi \times 10 = 9\,977\ \Omega$ (disons 10 k Ω)

Une intensité de 0,45 mA rms dans une telle impédance produit une tension de 4,5 V rms. Vous pouvez le vérifier : branchez l'oscilloscope en (H) et vous trouverez une tension de l'ordre de 4,5 V rms, soit presque cinq fois plus grande que celle du générateur.

Il y a donc 4,5 V rms aux bornes du « bobinage ». Il y a presque exactement la même tension aux bornes de C₁, et la tension, aux bornes de l'ensemble « bobinage » + C₁ est... pratiquement nulle (d'autant plus proche de zéro que la qualité de la sinusoïde du générateur est bonne).

Au début, cela choque. Que diable, 4,5 + 4,5, cela doit faire 9 ! Oui, mais n'oubliez pas : si la tension alternative n'a pas de sens (comme un bérêt, dirait R. Devos), elle a une **phase**. Les tensions aux bornes de C₁ et du « bobinage » sont bien de 4,5 V rms chacune, mais elles sont en **opposition de phase**, et

c'est pour cela que leur somme vaut zéro.

« Élémentaire, mon cher Watson ! C'est ce que l'on sait depuis toujours sur les circuits oscillants série ». Oui, bien sûr, mais le savoir est une chose, le vérifier avec un montage simple en est une autre. On voit là un autre intérêt, du type plutôt « didactique » du « bobinage », car une telle expérience aurait été presque impossible à réaliser dans cette gamme de fréquences avec un bobinage conventionnel.

Nous venons de faire là une « manipulation de laboratoire » sur les circuits oscillants série, telle que nous n'aurions jamais pu la faire avec des bobinages conventionnels.

QUELLES SONT LES LIMITES DU « BOBINAGE » ?

Nous venons de voir que, à 158,8 Hz, il ne fallait pas envoyer dans notre « bobinage » un courant alternatif supérieur à 0,45 mA rms, ce qui correspond à une tension d'entrée de 4,5 V rms.

Il est facile de voir d'où vient ce maximum. Examinons le schéma du montage, tel qu'il est indiqué sur la figure 16. A la fréquence de 158,8 Hz, le condensateur C, qui vaut dans notre exemple 0,1 μ F, présente une impédance de 10 k Ω environ. Le résistor R vaut aussi 10 k Ω .

Puisque l'amplificateur opérationnel A₁ suit la « règle d'or », il maintient son entrée « - » (le point commun de R et de C) au même potentiel que son entrée « + », c'est-à-dire à 4,5 V rms. L'intensité dans R (et dans C puisque l'entrée « - » ne consomme aucun courant) est donc de 0,45 mA, et il y a la même tension rms aux bornes de R et de C.

La tension rms aux bornes de l'ensemble R-C, c'est-à-dire la tension au point (J), là non plus n'est pas la somme de 4,5 et 4,5. Mais, cette fois, les deux tensions ne sont ni en

concordance de phase ni en opposition. Elles sont « en quadrature », c'est-à-dire déphasées de 90°. Donc, la tension en (J) est le produit de 4,5 par la racine carrée de deux, soit :

$$1,414 \times 4,5 = 6,35\text{ V rms.}$$

On peut facilement montrer que la tension de sortie en (N), si les valeurs de résistance des résisteurs P et M sont égales (ce qui est bien le cas de notre essai), a la même amplitude que la tension en (J) : elle est donc, elle aussi, de 6,36 V rms.

Or une telle valeur représente 9 V crâcr : on voit, sur la notice de l'amplificateur opérationnel TL 072 CP, que la valeur maximale de la tension de sortie, en alimentation ± 12 V, est de ± 9 V.

Il est donc tout à fait normal que l'amplificateur opérationnel refuse de fonctionner correctement si on lui demande de fournir une tension de sortie supérieure à 6,36 V rms, soit ± 9 V : il entre en régime de saturation, et nous donne une tension de sortie déformée.

Un petit calcul pas méchant (mais qu'il nous semble inutile d'imposer aux lecteurs) montre que la tension rms en (J) et (N) est égale au produit du courant d'entrée i (valeur rms) par l'impédance constituée par R et C en série, soit :

$$V \text{ en (J)} = i \times \sqrt{R^2 + (1/4\pi^2 F^2 C^2)}$$

La racine carrée est l'impédance (en module) de R et C en série à la fréquence F. Elle est égale à la diagonale d'un rectangle dont les côtés sont respectivement R et $1/2\pi FC$. A la fréquence de 158,8 Hz, ce rectangle devient un carré. Donc, plus la fréquence est grande par rapport à F₀ (la valeur 158,8 Hz), plus la tension rms en (J) se rapproche de la tension rms en (H).

De toute façon, cette dernière non plus ne doit pas dépasser ± 9 V, car l'amplificateur opérationnel A₁ ne le supporterait pas : il se saturerait, et donnerait une tension de sortie déformée.

AUTRE FAÇON DE CALCULER

L'amplificateur opérationnel A₁ du montage des figures 16 et 18 ne peut, s'il est alimenté en ± 12 V, donner une tension de sortie u en (J) supérieure à ± 9 V, soit 6,35 V rms.

S'il fonctionne normalement, cela signifie qu'il suit la première « règle d'or », donc qu'il maintient le potentiel de son entrée « - » à la même valeur que celui de son entrée « + », c'est-à-dire la tension d'entrée v.

Il ne le pourra que si v est inférieur au maximum que l'amplificateur opérationnel peut appliquer sur l'entrée « - ».

Or A₁ commande cette entrée « - » comme le montre la figure 26. Le point (J), sur lequel la tension u est inférieure ou égale au maximum 6,35 V rms, commande le point (V) à travers C, le point (V) étant relié à la masse par R.

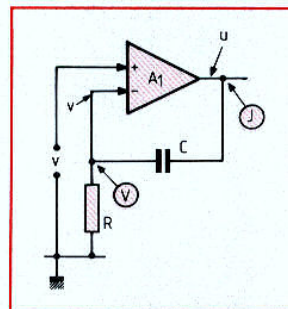


Fig. 26. — Pour déterminer les limites de v dans l'amplificateur opérationnel A₁ du gyrateur de la figure 17, on examine le rapport entre la tension u au point (J) et la tension au point (V), qui doit être égal à v.

Les lecteurs connaissent bien les propriétés du « filtre passe-haut R-C », constitué d'un condensateur C en série et d'un résistor R en parallèle. Ici, l'entrée du filtre est au point (J), sa sortie au point (V).

(à suivre)

J.-P. CEHMICHEN

COMMUTATEUR ELECTRONIQUE A LARGE BANDE

2 x 2 voies - 0 à 20 MHz - 10 mV/division

2^e PARTIE
(voir n° 1770)

ANALYSE DES CARTES N° 1 ET N° 2

Rappelons qu'elles sont identiques. Chacune traite, et commute les signaux de deux entrées (Y₁ et Y₂, ou Y₃ et Y₄) pour les diriger vers les voies Y_A et Y_B d'un oscilloscope bicourbe. La réduction à un oscilloscope monocourbe, et même des modifications de sensibilités d'entrée, sont très faciles : nous en dirons un mot en fin d'article.

Compte tenu des performances demandées (les 20 MHz sont garantis sans réglage, mais en réalité la bande passante dépasse 30 MHz), on ne s'étonnera pas que soient utilisés tant de composants (douze transistors, par exemple) pour l'obtention d'un gain simplement unitaire.

LES AMPLIFICATEURS D'ENTREES

Chaque carte en comporte deux, là encore identiques. La figure 9 détaille le schéma théorique du canal Y₁. Dans

la nomenclature, les composants jumeaux du canal Y₂ sont affectés de la notation « prime » : T₁, par exemple, devient T'₁.

L'adaptateur d'impédances s'articule autour des transistors T₁ à T₄ inclus. Le FET T₁, qui travaille en drain commun (R₈ ne sert qu'au découplage de l'alimentation, en association avec C₅), voit son courant de source, donc aussi de drain, imposé et maintenu constant par T₂. En effet, par la diode zener D₂, que polarise R₆ et que découple C₄ aux fins d'éliminer les composantes de bruit dans la jonction en régime d'avalanche, la base de T₂ est maintenue à - 5 V environ ; on dispose donc d'une différence de 4,4 V aux bornes de l'ensemble R₁₁ AJ₁, et la résistance ajustable permet de régler l'intensité désirée.

Un courant constant traversant R₉, le collecteur de T₂, recopie rigoureusement, en régime dynamique, les variations de potentiel de la source de T₁, donc celles de l'entrée. En revanche, la chute de potentiel dans R₉, au repos, sert à polariser les bases de T₃ et de T₄ à des potentiels symétriques par rapport à la masse (environ + 2,8 V et - 2,8 V). Au repos toujours, la sortie de l'étage, c'est-à-dire

le point commun à R₁₅ et R₁₆, se retrouve à 0 V, et le diviseur résistif R₁₈... R₂₃ ne reçoit, hors signal, aucune différence de potentiel continue : c'est indispensable pour maintenir constant le niveau de référence de la trace, à l'écran, sur les diverses positions de l'atténuateur K₃. L'ajustable AJ₁ constitue le réglage de « balance », présent sur tous les oscilloscopes.

Deux corrections de fréquence, appliquées à cet étage d'entrée, en élargissent la bande passante aux alentours de 50 MHz. La première (R₁₀, C₇ en parallèle sur R₉) compense la capacité parasite à l'entrée de T₄, qui formerait avec R₉ un réseau intégrateur, source d'un affaiblissement des fréquences élevées et, surtout, d'un déphasage déformant tout signal non strictement sinusoïdal.

La deuxième correction fait appel à C₃. En effet, la résistance R₄ s'intègre dans le dispositif de protection contre les surtensions accidentelles sur l'entrée. Dans cette éventualité, elle limite l'intensité, donc la tension sur la porte de T₁, lorsque deviennent trop positive la différence de potentiel porte-canal de ce transistor (surtensions vers le haut) ou trop négative celle de la jonc-

tion de D₁ (surtensions vers le bas). Afin que cette protection agisse jusqu'à 400 V, on donne, à R₄, une valeur élevée (220 kΩ) : le réseau intégrateur, entre R₄ et les diverses capacités parasites, deviendrait catastrophique, mais il est compensé par C₃. Pour en terminer avec cet étage, signalons que R₃ (1 MΩ) détermine la résistance d'entrée, tandis que R₅ et R₇ compensent l'impédance négative (capacitive) de T₁ et de T₂, aux fréquences les plus élevées. Sans ces deux dernières résistances, le montage souffrirait d'une tendance à l'oscillation en HF.

LES ATTENUATEURS

Deux atténuateurs participent à l'élaboration des douze sensibilités d'entrée, échelonnées de 10 mV/cm à 50 V/cm, selon la séquence 1, 2, 5... traditionnelle.

La figure 10 donne le schéma du premier, qui, placé en aval des circuits électroniques, fournit les rapports 1/1 et 1/100. Dans la première position de K_{2a}, K_{2b}, on transmet directement le signal vers R₃. Dans la deuxième, on l'atténue dans le rapport 1/100,

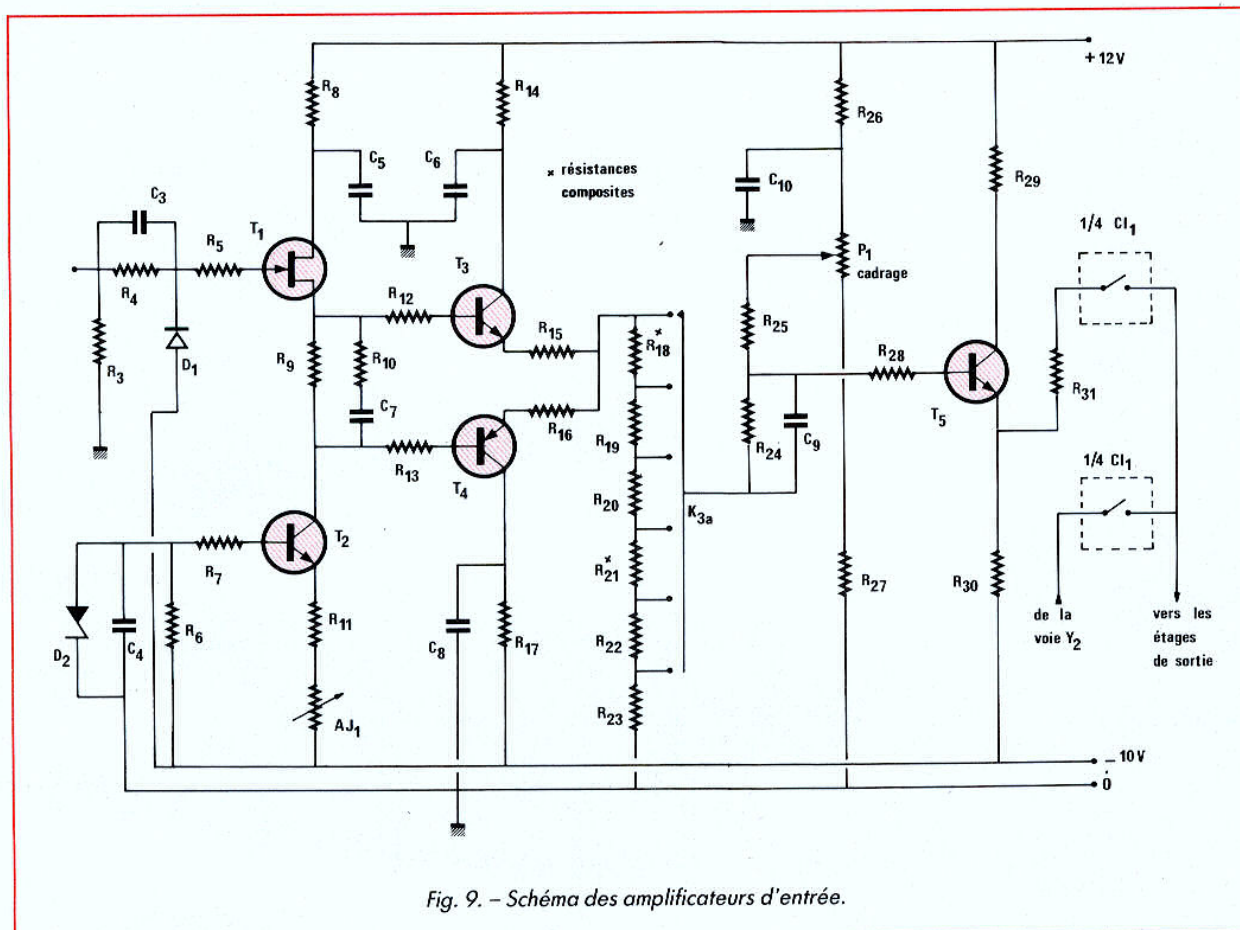


Fig. 9. - Schéma des amplificateurs d'entrée.

sans oublier la présence de R_3 , qui se branche alors en parallèle sur R_2 . Les résistances du diviseur tiennent compte, aussi, de la nécessité de maintenir une résistance d'entrée de 1 M Ω .

Examinons, maintenant, le problème des compensations en fréquence. Pour une égale transmission de toutes celles-ci, on doit réaliser l'égalité de deux constantes de temps :

$$R_1 \times CV_2 = R \times C$$

où R désigne le résultat de la mise en parallèle de R_2 avec R_3 , et C l'ensemble des capacités en parallèle sur R . Si ces dernières se réduisaient aux simples et seules capacités parasites, 25 à 35 pF environ, il faudrait attribuer à CV_2 une capacité de l'ordre de 0,3 pF, valeur matériellement

irréalisable, parce que trop faible. On « grossit » donc artificiellement le terme C , par adjonction du condensateur C_2 . CV_2 devient alors un ajustable de 3/30 pF, objet courant.

Si le commutateur ne devait travailler qu'en association avec une sonde 1/1 (situation à ne réserver qu'à des cas exceptionnels : on pourra relire, à ce sujet, notre article publié dans le n° 1737 de la revue), là s'arrêterait la structure de l'atténuateur.

L'emploi d'une sonde 1/10, compensée, exige le maintien d'une capacité d'entrée constante sur tous les calibres : voilà le rôle de l'autre ajustable, CV_1 . Nous expliciterons ultérieurement sa procédure de réglage.

En aval de l'atténuateur, le commutateur K_1 sélectionne les positions « = » (transmission de toutes les composantes du signal), « ~ » (transmission des seules composantes alternatives, avec une atténuation de 3 dB à 10 Hz, à travers C_1) ou « 0 » (mise à la masse de l'entrée de l'amplificateur, à travers R_3 , sur laquelle le signal ne parvient plus).

La deuxième section d'atténuation, commandée par K_3 , fournit la succession des sensibilités 1, 2, 5...

Comme elle travaille à très faible impédance, en sortie de l'étage T_3 , T_4 , aucune compensation ne s'y montre nécessaire, et on peut utiliser, pour K_3 , un commutateur de qualité courante, peu coûteux.

LE CADRAGE

Une commande de cadrage vertical s'impose évidemment sur chacune des quatre voies. Elle s'obtient par addition, au signal transmis à travers R_{24} (capacité de compensation C_9), d'une tension continue prélevée au curseur du potentiomètre P_1 (P'_1 pour le deuxième canal). Le transistor T_5 , s'il ne constitue pas un additionneur parfait en raison de son impédance d'entrée limitée, offre le mérite essentiel d'une très large bande passante. Travaillant à basse impédance de sortie puisqu'en collecteur commun, il attaque l'une des portes du commutateur analogique C_{11} , et délivre aussi les signaux de synchronisation, pour la voie concernée.

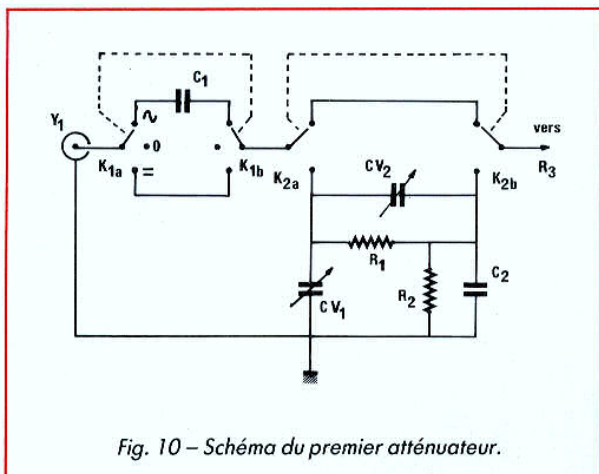


Fig. 10 - Schéma du premier atténuateur.

LE DECOUPAGE ET LES ETAGES DE SORTIE

Dans tous les oscilloscopes actuels à deux canaux - du moins, dans tous ceux que connaît l'auteur - le décou-

page est confié à un réseau de diodes de commutation. Il nous a semblé intéressant d'essayer des portes analogiques en technologie C.MOS, et quelques manipulations préalables nous ont confirmé la qualité des résultats espérés. Les circuits retenus sont

des CD 4016, que nous avons préférés aux CD 4066. Si les deuxièmes, en effet, offrent une résistance plus faible à l'état passant (environ 100 Ω contre 250 Ω sous une tension d'alimentation de 12 V), les premiers n'ont qu'une capacité d'entrée de 4 pF, contre 8 pF pour les CD 4066. Tous offrent une bande passante d'une quarantaine de mégahertz, bien adaptée à nos besoins.

Les circuits de découpage, rudimentairement schématisés, terminent la figure 9, tandis que la figure 11 rassemble tous les éléments des étages de sortie. Pour le découpage, nous nous contenterons de rappeler que les créneaux de commande, en opposition de phase, proviennent des sorties S1 et S2 de l'oscillateur implanté sur la carte n° 3, et déjà décrit.

La sortie de commutation, commune aux deux portes, attaque un nouveau collecteur

commun, T₆. Les impératifs de polarisation de T₇ et de T₈ ont nécessité un décalage continu de la tension de repos, à l'aide de la diode zener D₃, qui ramène à -1,8 V environ le potentiel de la base de T₇, en position médiane des commandes de cadrage des voies Y₁ et Y₂.

La chaîne décrite jusqu'ici, de T₁ à T₆ inclus, n'offre qu'un « gain » inférieur à l'unité.

Cette atténuation résulte de plusieurs phénomènes :

- chaque collecteur commun fait perdre un peu d'amplitude ; de sa base à son émetteur, le gain ne dépasse guère 0,95 ;
- l'ensemble R₁₅, R₁₆, en association avec les résistances de l'atténuateur K₃, constitue un diviseur de tension parasite, mais inévitable, car nécessaire pour stabiliser en température les transistors T₃ et T₄ ;

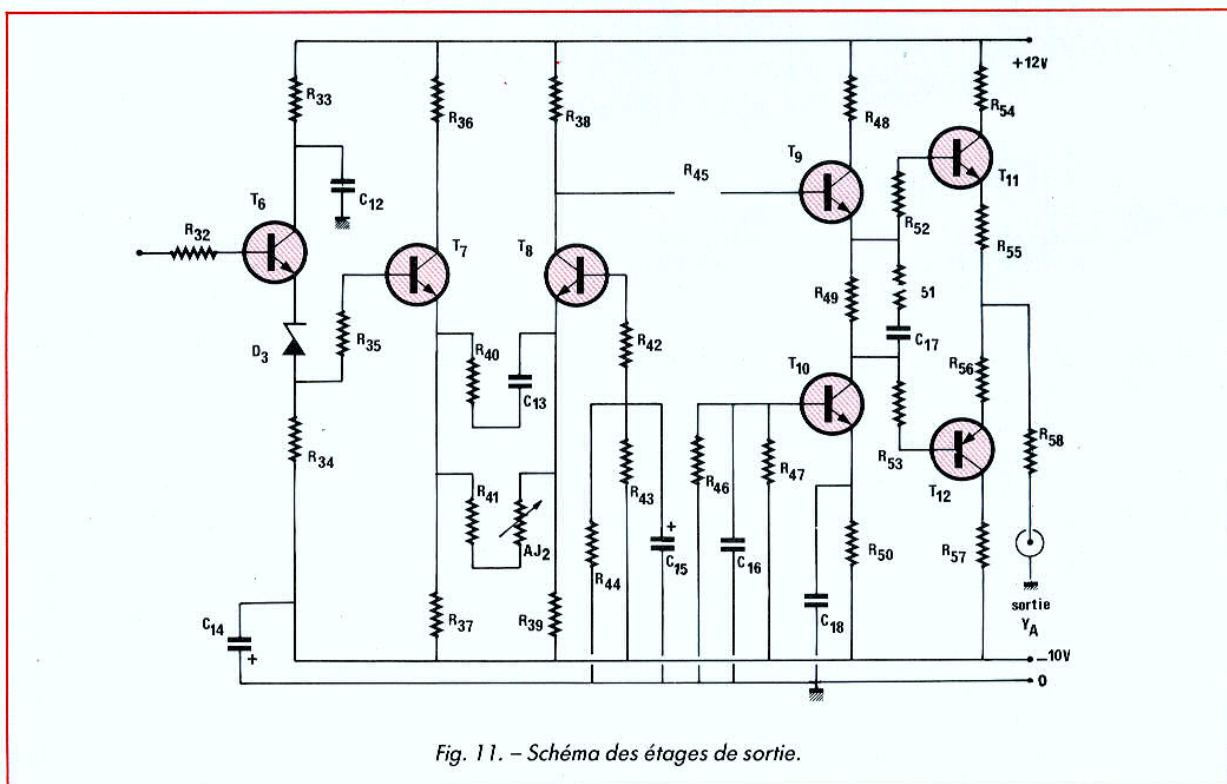


Fig. 11 - Schéma des étages de sortie.

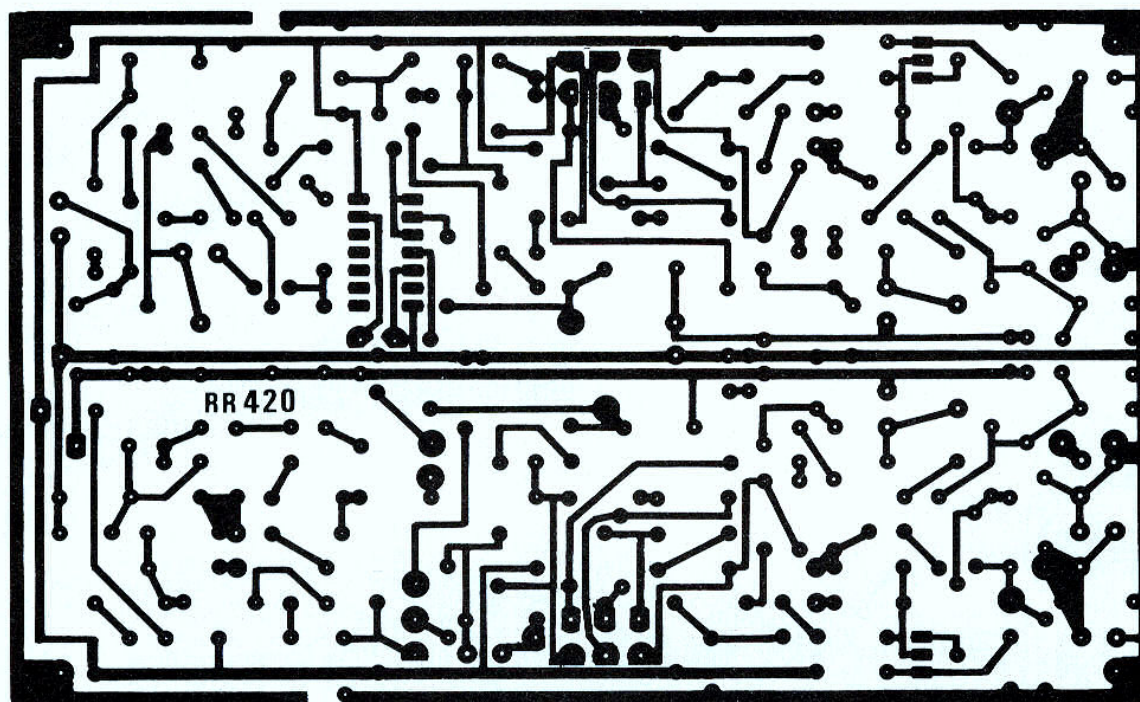


Fig. 12. - Circuit imprimé de la carte, à l'échelle 1.

- chaque porte analogique du circuit CI₁ oppose à l'état passant, comme nous l'avons vu, une résistance de 200 à 300 Ω.

De surcroît, une dernière porte d'amplitude prend naissance dans les étages de sortie, de T₉ à T₁₂.

Pour conserver, à chaque voie, un gain parfaitement unitaire, il devient nécessaire d'insérer, dans la chaîne, un étage amplificateur, de gain réglable aux alentours de 2, et qui n'introduise pas de rotation de phase. C'est le rôle de l'étage T₇, T₈, dont la structure différentielle a été retenue pour plusieurs raisons :

- d'une part, elle minimise les dérives thermiques, sources de décadages lents très désagréables, surtout pendant les premières minutes de fonc-

tionnement après la mise sous tension de l'appareil ;

- d'autre part, elle résout le problème du déphasage nul. En effet, T₇ travaille en émetteur commun, et T₈ en base commune, configurations par ailleurs très favorables à l'obtention de larges bandes passantes ;

- enfin, elle autorise un réglage facile du gain, par couplage ajustable à l'aide de AJ₂, entre les deux émetteurs ; un autre couplage, mettant en jeu R₄₀ et C₁₃, assure la correction aux fréquences élevées.

La polarisation de la base de T₈ (pont résistif R₄₃, R₄₄) étant fixée par construction, le cadrage, donc le potentiel de repos au collecteur de T₈, est déterminé par les tensions appliquées à la base de T₇.

Dans la structure des étages de sortie, on reconnaît celle

qu'adoptent les circuits d'entrée, sauf que le bipolaire T₉ remplace ici le FET T₁, puisqu'il ne se pose pas de problème d'impédance d'entrée. Comme précédemment, T₁₀ travaille en source de courant, tandis que R₅₁ et C₁₇ assurent la correction en fréquence. A la sortie, R₅₅, R₅₆ et R₅₈, dont les deux premières stabilisent T₁₁ et T₁₂ en température, suffisent à protéger les transistors contre tout court-circuit accidentel, tout en maintenant une impédance suffisamment faible.

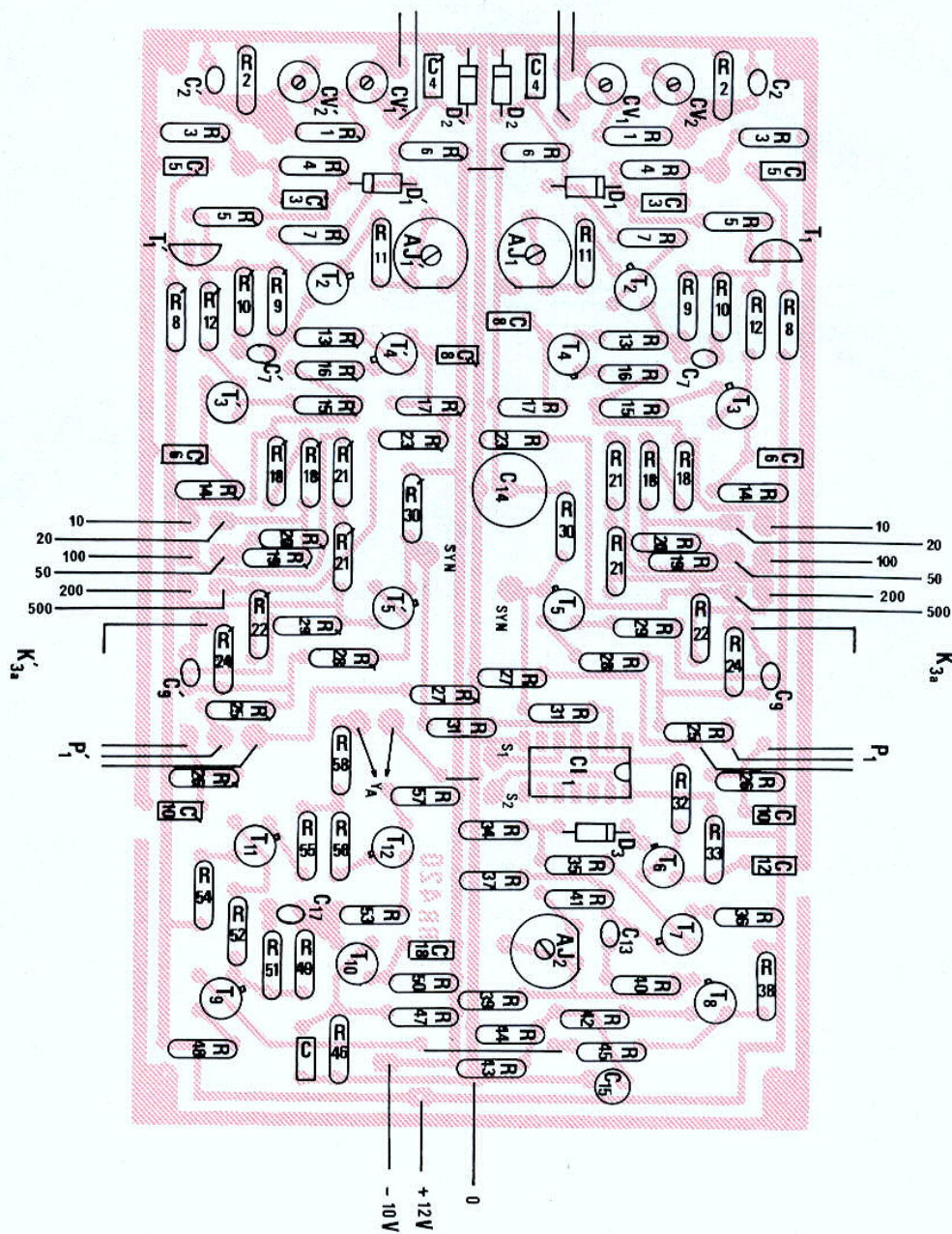
CABLAGE DES CARTES N° 1 ET N° 2

A l'exception de C₁, directement soudé sur les bornes du commutateur K₁, tous les com-

posants des figures 9, 10 et 11, ainsi que les composants jumeaux de la deuxième voie, prennent place sur la même carte, dont la figure 12 donne le dessin, tandis que la figure 13 illustre l'implantation. Les liaisons vers les commutateurs et les potentiomètres de façade, ainsi que vers la carte n° 3, s'effectuent par l'intermédiaire de cosses à souder.

CONTROLE DES CARTES N° 1 ET N° 2

Les réglages définitifs ne s'effectueront qu'après la mise en coffret, et l'exécution de toutes les liaisons. Toutefois, comme pour la carte n° 3, un pré-réglage et quelques contrôles sur table éviteront



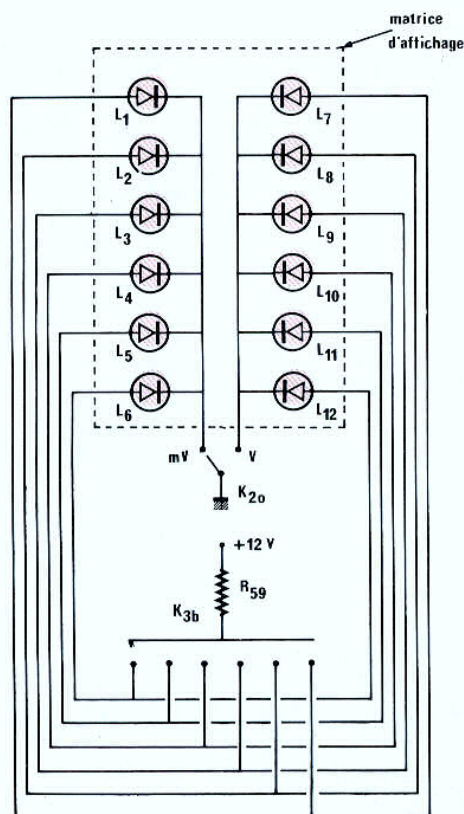


Figure 14. - Schéma de l'affichage.

d'avoir à tout redémonter pour une simple erreur dans l'implantation d'un composant, ou pour une soudure défectueuse. On procédera **impérativement** selon l'ordre indiqué ci-dessous :

1° Raccorder les alimentations (masse, + 12 V, - 10 V) de la carte n° 3 à la carte n° 1 ou n° 2 à tester.

2° Mettre sous tension et patienter 10 à 15 mn, délai de mise à l'équilibre thermique de l'ensemble des composants. Faute de respecter ce délai, des dérives thermiques fausseraient et compliqueraient les réglages.

3° Brancher un voltmètre entre la masse et le point commun à R₁₅ et R₁₆, accessible par une cosse de raccorde-

ment à K₃. Régler AJ₁ pour obtenir une tension nulle, avec la plus grande précision possible (± 10 mV au max.).

4° Recommencer la même opération sur la deuxième voie de la même carte (AJ'₁).

5° Raccorder provisoirement les potentiomètres P₁ et P'₁, et les régler à mi-course, ainsi que la résistance AJ₂.

6° Porter l'entrée S₁ de la porte analogique Cl₁ (cosse de raccordement accessible) aux + 12 V, et son entrée S₂ à la masse.

7° Contrôler, au multimètre, les tensions sur les bases de T₇ et de T₈. Elles doivent être sensiblement égales, et voisines de - 1,5 à - 2 V.

8° Mesurer la tension au collecteur de T₈. Elle est voisine

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 0,25 W à $\pm 5 \%$

R₁, R'₁ : 1 M Ω
 R₂, R'₂ : 10 k Ω
 R₃, R'₃ : 1 M Ω
 R₄, R'₄ : 220 k Ω
 R₅, R'₅ : 47 Ω
 R₆, R'₆ : 3,9 k Ω
 R₇, R'₇ : 33 Ω
 R₈, R'₈ : 470 Ω
 R₉, R'₉ : 390 Ω
 R₁₀, R'₁₀ : 180 Ω
 R₁₁, R'₁₁ : 330 Ω
 R₁₂, R'₁₂ : 33 Ω
 R₁₃, R'₁₃ : 33 Ω
 R₁₄, R'₁₄ : 220 Ω
 R₁₅, R'₁₅ : 100 Ω
 R₁₆, R'₁₆ : 100 Ω
 R₁₇, R'₁₇ : 120 Ω
 R₁₈, R'₁₈ : 250 Ω (150 + 100)
 R₁₉, R'₁₉ : 150 Ω
 R₂₀, R'₂₀ : 51 Ω
 R₂₁, R'₂₁ : 25 Ω (15 + 10)
 R₂₂, R'₂₂ : 15 Ω
 R₂₃, R'₂₃ : 10 Ω
 R₂₄, R'₂₄ : 1 k Ω
 R₂₅, R'₂₅ : 3,3 k Ω
 R₂₆, R'₂₆ : 220 Ω
 R₂₇, R'₂₇ : 3,3 k Ω
 R₂₈, R'₂₈ : 27 Ω
 R₂₉, R'₂₉ : 120 Ω
 R₃₀, R'₃₀ : 2,2 k Ω
 R₃₁, R'₃₁ : 10 Ω
 R₃₂ : 10 Ω
 R₃₃ : 120 Ω
 R₃₄ : 1,2 k Ω
 R₃₅ : 22 Ω
 R₃₆ : 1,2 k Ω
 R₃₇ : 820 Ω
 R₃₈ : 1,2 k Ω
 R₃₉ : 820 Ω
 R₄₀ : 330 Ω
 R₄₁ : 390 Ω
 R₄₂ : 22 Ω
 R₄₃ : 5,1 k Ω
 R₄₄ : 1,5 k Ω
 R₄₅ : 22 Ω
 R₄₆ : 12 k Ω
 R₄₇ : 8,2 k Ω
 R₄₈ : 120 Ω
 R₄₉ : 330 Ω
 R₅₀ : 1 k Ω
 R₅₁ : 180 Ω
 R₅₂ : 12 Ω
 R₅₃ : 12 Ω
 R₅₄ : 47 Ω
 R₅₅ : 120 Ω
 R₅₆ : 120 Ω
 R₅₇ : 47 Ω
 R₅₈ : 22 Ω

Résistances ajustables (horizontales)

AJ₁, AJ'₁ : 1 k Ω
 AJ₂ : 2,2 k Ω

Condensateurs à film plastique

C₁ : 22 nF
 C₂ : 330 pF
 C₃ : 10 nF
 C₄ : 100 nF
 C₅ : 100 nF
 C₆ : 22 nF
 C₇ : 100 pF
 C₈ : 22 nF
 C₉ : 68 pF
 C₁₀ : 100 nF
 C₁₂ : 100 nF
 C₁₃ : 15 pF
 C₁₆ : 100 nF
 C₁₇ : 15 pF
 C₁₈ : 68 pF

Condensateurs électrolytiques (sorties radiales)

C₁₄ : 470 μ F (16 V)
 C₁₅ : 47 μ F (16 V)

Semi-conducteurs

D₁ : 1N4148
 D₂ : zener 5,1 V (500 mW)
 D₃ : zener 2,7 V (500 mW)
 T₁ : BF245
 T₂, T₃ : 2N2222
 T₄ : 2N2905
 T₅, T₆, T₇, T₈, T₉, T₁₀, T₁₁ : 2N2222
 T₁₂ : 2N2907
 Cl₁ : CD 4016

Potentiomètres

P₁, P'₁ : 1 k Ω (loi A)

N.B. : Les composants électromécaniques (commutateurs, inverseurs), implantés sur les circuits de la façade, seront référencés lors de la description de cette partie du montage.

de 1 V, et doit varier sensiblement de 0,5 à 1,5 V lorsqu'on tourne P_1 d'une extrémité à l'autre de sa course.

9° Lorsque P_1 se trouve à mi-course, vérifier que la sortie Y_A est proche du potentiel de la masse. Cette même sortie, lorsqu'on manœuvre P_1 d'une butée à l'autre, doit varier de - 0,5 à + 0,5 V environ (valeurs non critiques).

10° Porter l'entrée S_1 de Cl_1 à la masse, et son entrée S_2 à + 12 V. Recommencer alors les contrôles 7, 8 et 9, mais en manœuvrant, cette fois, le potentiomètre de cadrage P'_1 .

11° Relier maintenant les entrées S_1 et S_2 des portes analogiques du circuit intégré Cl_1 aux sorties correspondantes de la carte n° 3, c'est-à-dire aux créniaux en opposition de phases du générateur de découpage, réglé sur sa

gamme moyenne de fréquence. Brancher, sur la sortie Y_A de la carte n° 1 (ou Y_B de la carte n° 2), un oscilloscope, avec une sensibilité de 10 mV/cm ; on doit observer des créniaux à la fréquence de découpage. En manœuvrant les potentiomètres de cadrage P_1 et P'_1 , chaque famille (inférieurs, supérieurs) de paliers de ces créniaux doit monter ou descendre au minimum sur toute la hauteur de l'écran. En fait, on s'apercevra que le cadrage autorise des débordements généreux. Les réglages préliminaires sont ainsi terminés.

L'AFFICHAGE DES SENSIBILITES

Chaque canal Y_1 à Y_4 du commutateur électronique RR 420

comporte deux réglages de la sensibilité. L'un est commandé par un commutateur miniature (K_2 , K'_2 ...) à deux positions ; l'autre, par un commutateur rotatif (K_{3a} , K'_{3a} ...) à six positions. De simples inscriptions sur la façade seraient, évidemment, suffisantes pour identifier le rapport d'atténuation choisi, donc la sensibilité sur chaque entrée. Toutefois, la multiplicité des lectures à effectuer - huit au total pour l'ensemble des quatre canaux - nous a paru constituer une source non négligeable d'erreurs. Aussi proposons-nous un dispositif optique d'affichage des sensibilités, qui exclut toute ambiguïté.

La figure 14 en détaille le schéma pour une voie. Chacune des douze diodes électroluminescentes L_1 à L_{12} cor-

respond à l'une des douze sensibilités d'entrée, de 10 mV/cm à 50 V/cm. Elles sont groupées par sous-ensembles de six diodes (L_1 à L_6 , puis L_7 à L_{12}) dont les cathodes, réunies, sont, les unes ou les autres, reliées à la masse par le commutateur K_{2c} (une des sections du commutateur triple K_2). Le commutateur K_{3b} , jumelé à K_{3a} de la figure 9, connecte les anodes vers les + 12 V de l'alimentation, à travers R_{59} . Par cette organisation matricielle, que nous retrouverons sous forme visuelle dans la façade du commutateur, une correspondance biunivoque s'établit entre chaque diode et chaque sensibilité d'entrée, quelles que soient les positions de K_2 et de K_3 .

R. RATEAU

REALISATION *Flash*

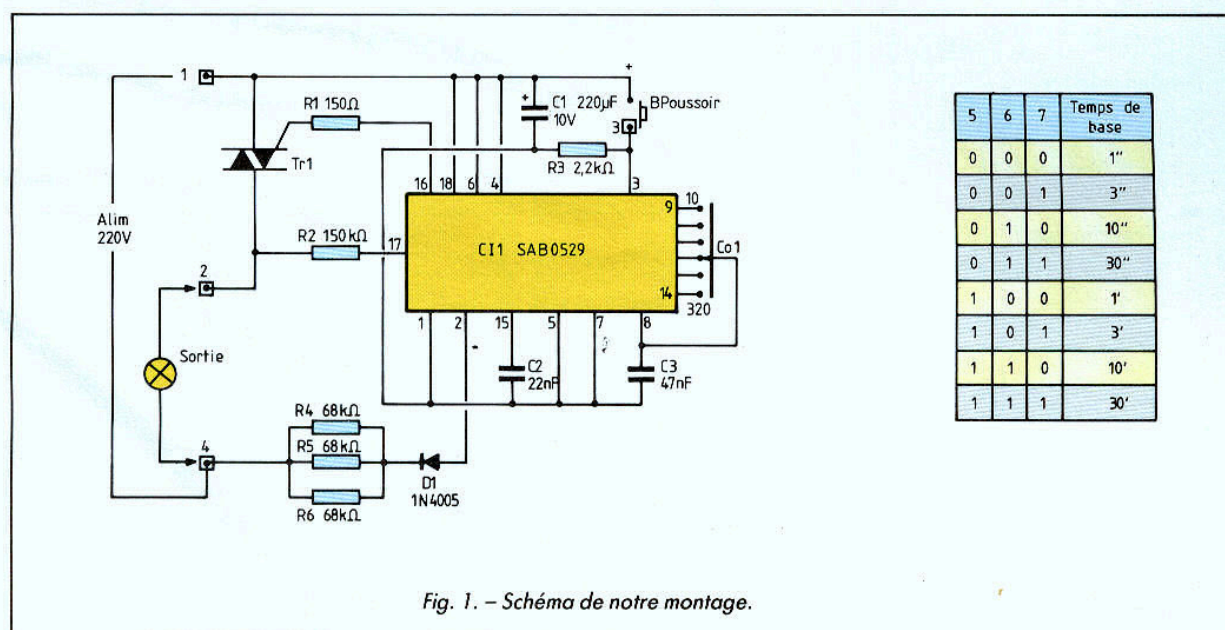
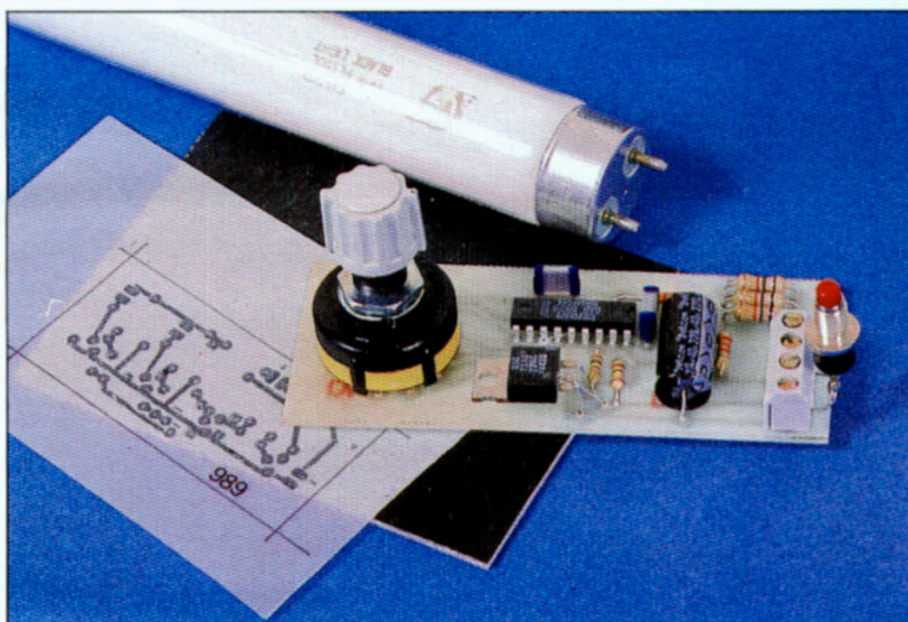
MINUTERIE SECTEUR

A QUOI ÇA SERT ?

Si vous suivez fidèlement la revue, vous reconnaîtrez un montage classique : une minuterie secteur dont vous pouvez régler la temporisation de 10 à 320 secondes, une durée appropriée à l'exposition des circuits imprimés, avec progression 1, 2, 4, 8, etc. : on double à chaque position.

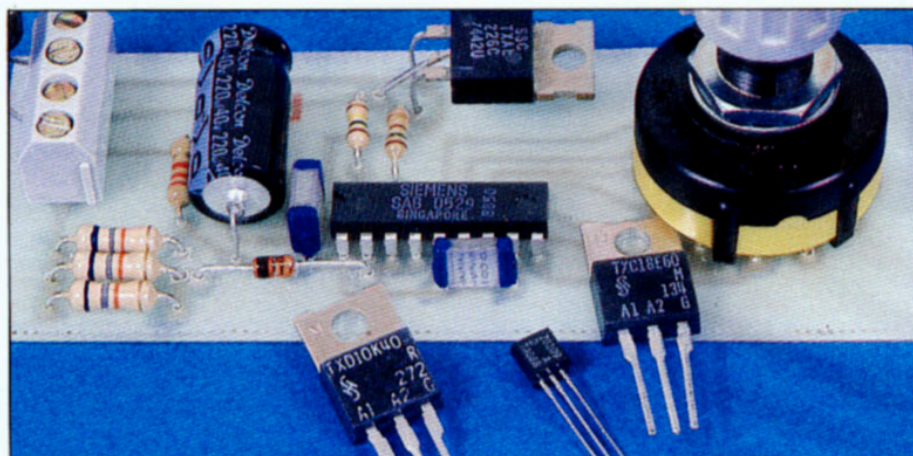
LE SCHEMA

Il fait appel à l'un de ces nombreux circuits intégrés, très spécialisés, avec lesquels il est difficile de faire autre chose. Le montage est alimenté directement par le secteur via D1 et R4, R5 et R6 ; par conséquent, vous devrez prendre toutes les précautions nécessaires pour éviter le contact avec les composants ou le cir-



MINUTERIE SECTEUR

cuit lorsque le montage sera alimenté. La sortie 16 du SAB 529 commande directement la gâchette du triac. Le circuit intégré est capable de sortir 100 mA mais à condition que son alimentation puisse débiter ce courant. Elle ne peut le faire que pendant peu de temps. Si la demande est trop importante, cas d'un triac qui a du mal à s'amorcer, la tension d'alimentation s'écroule et le déclenchement ne peut avoir lieu. Il est donc indispensable d'utiliser, sous peine d'échec, un triac dont la sensibilité sera meilleure que 35 mA. Nous vous donnerons une liste de triacs remplissant cette condition. Ce qui est important ici, c'est la lettre finale de la référence ; d'autres lettres correspondent à une moindre sensibilité. Ce triac pourra commander une charge résistive, capacitive ou inductive, ou encore des tubes



fluorescents. D'autres durées peuvent être sélectionnées, par programmation des broches 5, 6 et 7. Le tableau donne les durées de base, multipliées alors par les coefficients 1 à 32 du commutateur Co1. Le déclenchement se fait par un bouton-poussoir. Dans le cas d'une utilisation, par

exemple comme minuterie d'escalier, on remplacera le commutateur par un câblage fixe.

REALISATION

Pas de difficulté particulière en ce qui concerne le câblage. On respectera le sens du

condensateur chimique, celui des diodes et du circuit intégré. **Attention bien sûr à la présence du secteur**, surtout si vous vérifiez le fonctionnement à l'oscilloscope dont la masse se retrouvera au potentiel du secteur.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 % sauf spécifié

R₁ : 150 Ω
R₂ : 150 kΩ
R₃ : 2,2 kΩ
R₄, R₅, R₆ : 68 kΩ 1/2 W

Condensateurs

C₁ : 220 µF chimique axial, 10 V
C₂ : 22 nF MKT 7,5 mm
C₃ : 47 nF MKT 7,5 mm

Semi-conducteurs

D₁ : diode silicium 1N4005 à 8
C₁ : circuit intégré SAB 529 Siemens
Tr₁ : triac 400 V, I_{gt} max : 35 mA, 400 V TLC 221 B, T, D, S, A ; TLC 226 B, T, D, S, A ; BTA 06-400 C, A, D, T, S ; BTA 08-400 C, S, A. Z0109 DA

Divers

Co1 : commutateur 6P 2C ou 1C 12P
BP : bouton-poussoir ; bornier 4 bornes

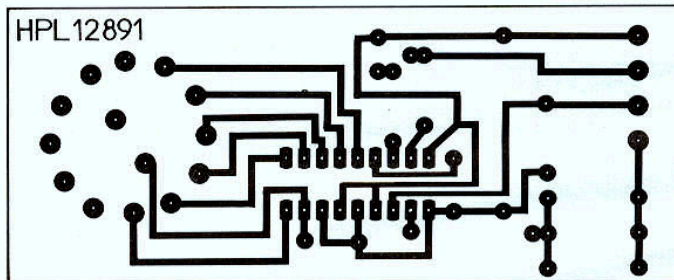


Fig. 2. - Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

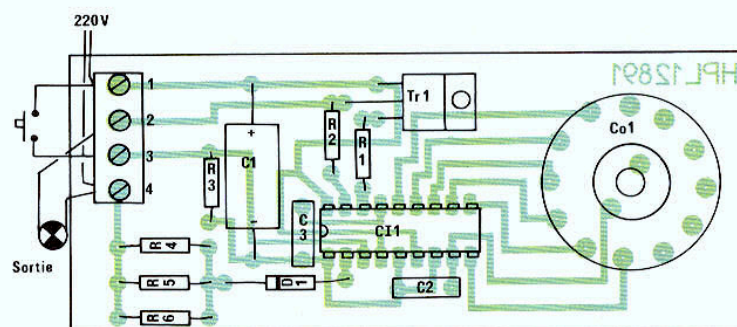


Fig. 3. - Implantation des composants.

REALISATION *Flash*

GENERA TEUR AUDIO TRIANGLE/SINUS/CARRE

A QUOI ÇA SERT ?

Un petit générateur pour votre laboratoire. Basé sur un circuit intégré que nous aimons beaucoup, le XR 2206 CP, il vous permettra de bénéficier de signaux de test dans la

gamme 20 Hz à 20 kHz, avec une excellente stabilité d'amplitude et un taux de distortion très acceptable en sinus. En prime, les signaux carrés pour stabiliser la trace de votre oscilloscope et une fréquence de référence instantané-

nément commutable : le 1 kHz.

LE SCHEMA

Nous avons utilisé une alimentation symétrique pour ce générateur. Elle permet de sortir

sans condensateur, donc, éventuellement, à très basse fréquence. C13 et C14 assurent la régulation. Plusieurs potentiomètres ajustent le générateur, P1 commande l'amplitude de sortie, P2 annule la composante continue en sor-

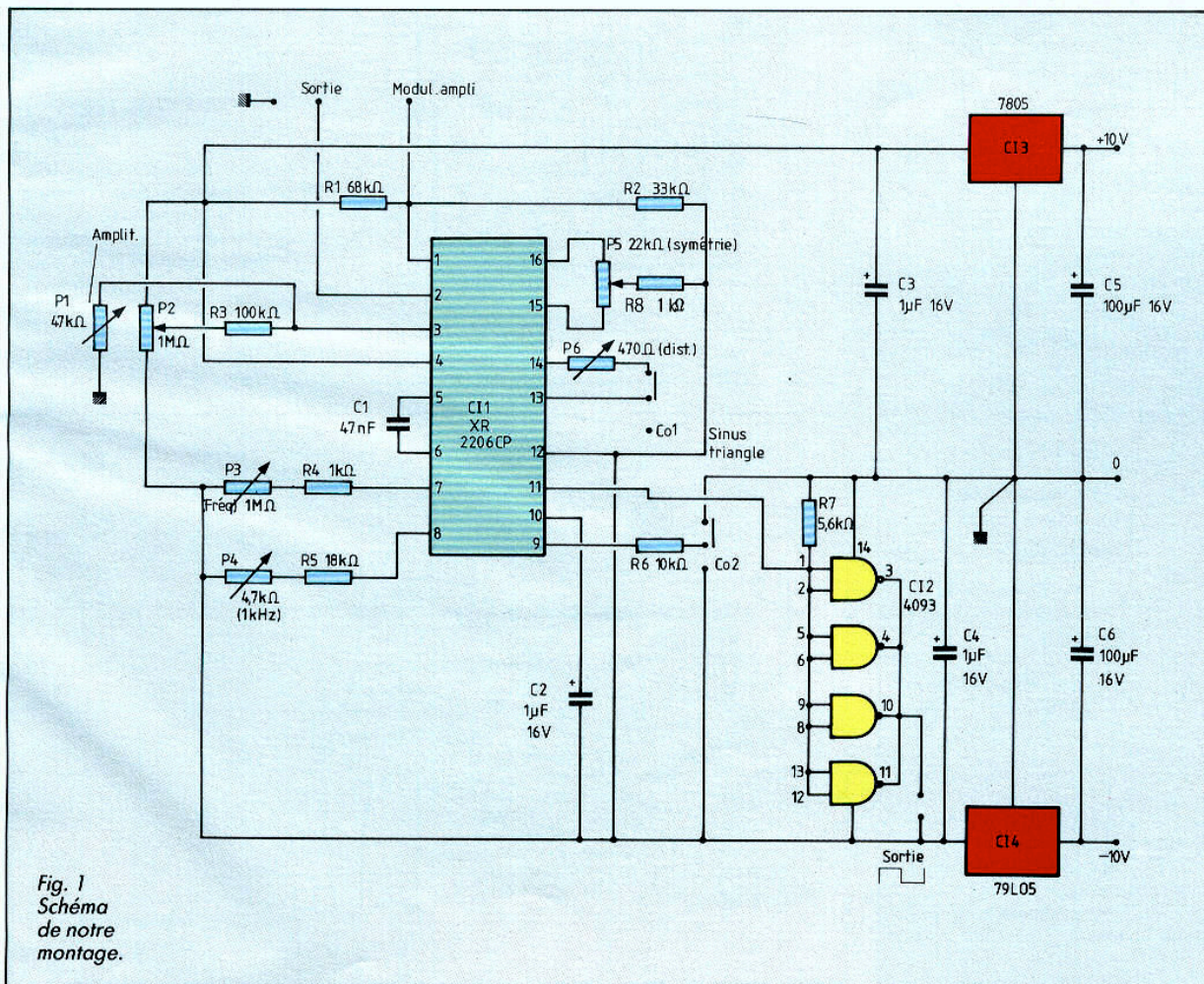


Fig. 1
Schéma
de notre
montage.

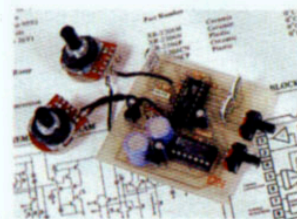
GENERATEUR AUDIO TRIANGLE/SINUS/CARRE

tie, P_3 joue sur la fréquence et permet de balayer une plage de 20 Hz à 20 kHz. P_4 ajuste la fréquence de référence 1 kHz. P_5 joue sur la symétrie du signal de sortie, P_6 sur la distorsion. Si on désire optimiser la distorsion pour obtenir moins de 0,5 %, on utilisera un distorsiomètre. On jouera alors sur les deux valeurs jusqu'à obtention du minimum. Le commutateur Co_1 permet de passer du triangle à la sinusoïde. Le commutateur Co_2

permet de sélectionner l'association R_5/P_4 responsable de la fréquence fixe. Si la plage de variation ne vous convient pas, vous pouvez modifier la constante de temps ; la fréquence est donnée par la formule $f = 1/RC$, R étant $R_4 + P_3$ ou $R_5 + P_4$. Nous avons ajouté une sortie pour des signaux carrés disponibles en même temps que les autres signaux. La sortie se fait entre le - de l'alimentation et la masse pour des raisons de simplicité.

Le temps de montée des signaux est de l'ordre de 20 ns.

Le générateur peut, par ailleurs, être modulé en amplitude ; la tension sera envoyée sur la borne. Il est possible d'envoyer une tension alternative superposée à une tension continue. La tension continue peut éventuellement éliminer la porteuse et ne laisser passer que les bandes latérales. Si vous voulez décrypter certains sons, il vous



suffit de choisir la bonne fréquence porteuse...

REALISATION

Un petit circuit imprimé sur lequel nous n'avons pas prévu l'emplacement des potentiomètres. Le circuit peut être installé contre une façade laissant passer les commutateurs. Le câblage des potentiomètres ne demande pas de précaution particulière ; le potentiomètre de réglage d'amplitude pourra être logarithmique, celui de réglage de fréquence un log inverse. Ce circuit peut servir de base pour d'autres adaptations, par exemple des commutateurs de gamme, une sélection de plusieurs fréquences fixes, un atténuateur de sortie, etc. Pour l'alimentation : un, transfo $2 \times 9\text{ V}$, 1 VA, à point milieu, quatre diodes 1N4001 et deux condensateurs de 470 μF .

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 68 k Ω
 R_2 : 33 k Ω
 R_3 : 100 k Ω
 R_4, R_8 : 1 k Ω
 R_5 : 18 k Ω
 R_6 : 10 k Ω
 R_7 : 5,6 k Ω

Condensateurs

C_1 : 47 nF MKT 5 mm
 C_2, C_3, C_4 : 1 μF chimique radial 16 V
 C_5, C_6 : 100 μF chimique radial 16 V

Semi-conducteurs

Cl_1 : circuit intégré XR 2206 CPEXAR
 Cl_2 : circuit intégré 4093
 Cl_3 : circuit intégré 78L05
 Cl_4 : circuit intégré 79L05

Divers

P_1 : potentiomètre 47 k Ω lin ou log
 P_2 : potentiomètre ajustable vertical 1 M Ω
 P_3 : potentiomètre 1 M Ω log inverse
 P_4 : potentiomètre ajustable vertical 4,7 k Ω
 P_5 : potentiomètre ajustable vertical 22 k Ω
 P_6 : potentiomètre ajustable vertical 470 Ω
 Co_1, Co_2 : commutateurs simple inverseur à glissière pour circuit imprimé

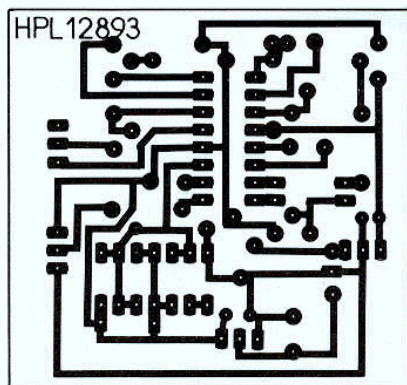


Fig. 2. - Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

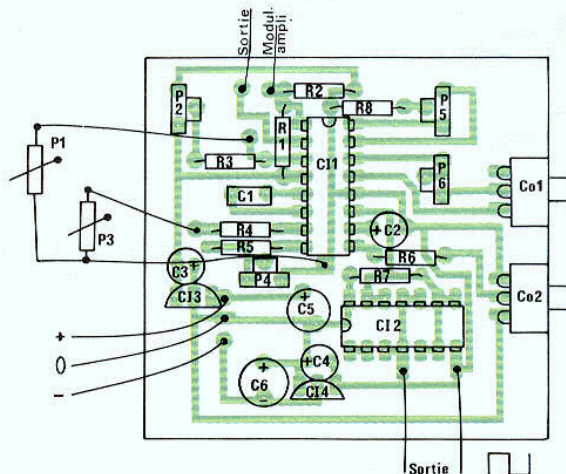


Fig. 3
Implantation
des composants.

REALISATION

Flash

UN THERMOSTAT A BANDE PROPORTIONNELLE

A QUOI ÇA SERT ?

Comme vous le savez certainement, les radiateurs électriques sont équipés soit de thermostats électromécaniques classiques, soit de thermostats électroniques simples qui en sont leur reproduction en version « tout électronique ». Dans les deux cas, lorsque la température est inférieure à un seuil fixé, un contact est établi et la ou les résistances du radiateur sont alimentées par l'intégralité de la tension secteur. Dès que le seuil fixé est dépassé, le contact est coupé et les résistances refroidissent. L'écart entre seuils de mise sous tension et mise hors tension varie selon les thermostats, mais il est habituellement de l'ordre de 1 ou 2°. C'est ce que l'on appelle l'hystérésis.

L'expérience et le calcul montrent malheureusement que cette façon de faire engendre des gaspillages d'énergie non négligeables qui ne peuvent être réduits que par les thermostats électromécaniques car elle est à la base même de leur principe de fonctionnement. Pour les thermostats électroniques simples, elle peut théoriquement être réduite mais, dès qu'elle devient très faible, on assiste à des phénomènes d'oscillation inacceptables.

La seule solution valable passe par l'utilisation du thermostat à bande proportionnelle que nous vous proposons de réaliser aujourd'hui.

LE SCHEMA

Lorsque la température est inférieure au seuil de consigne,

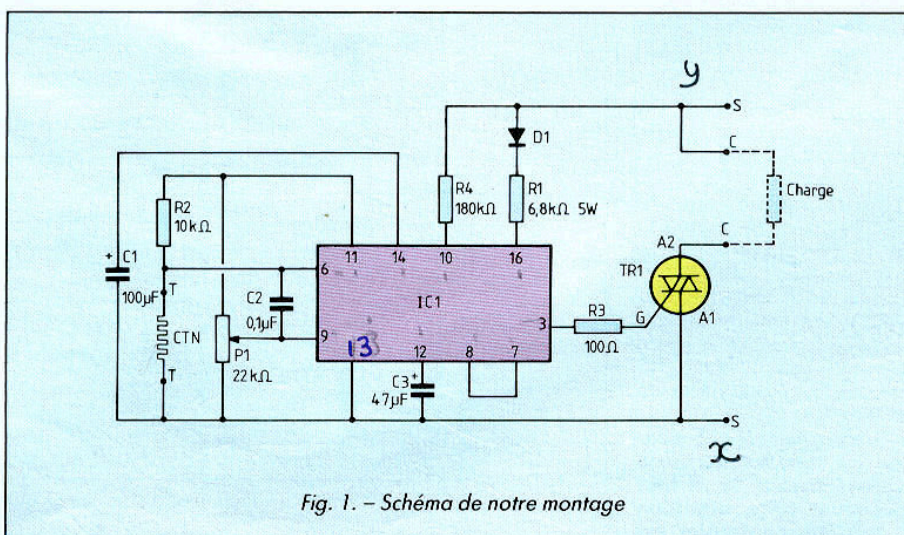
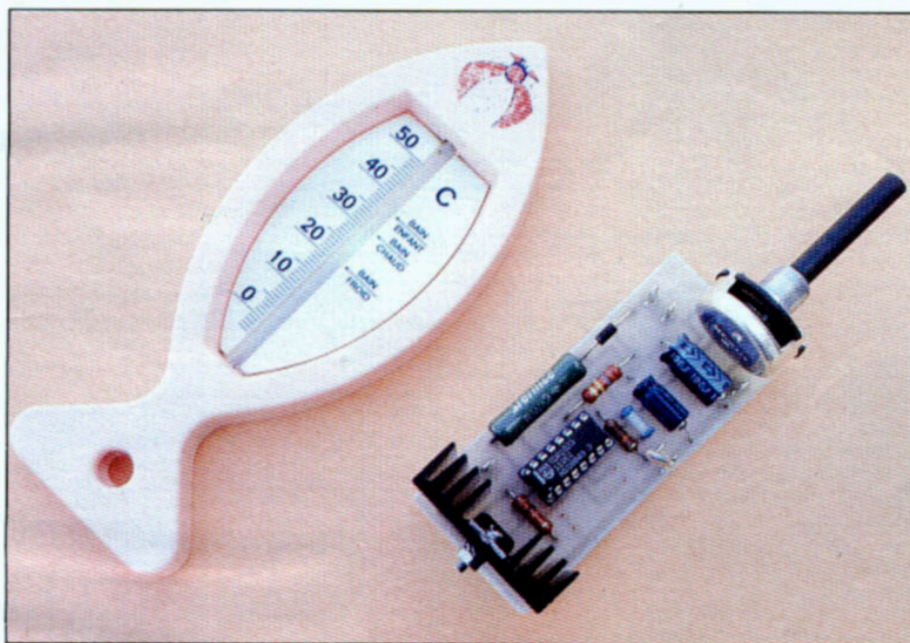


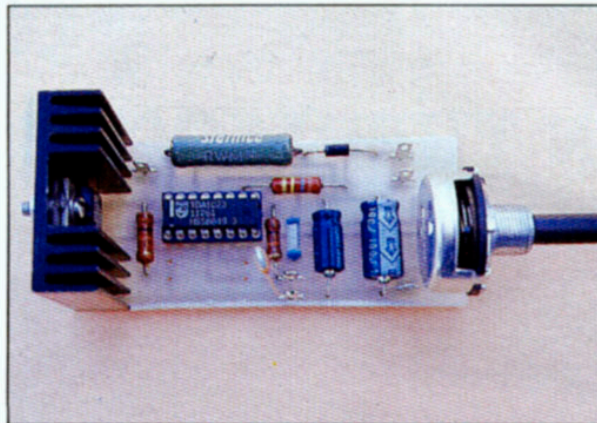
Fig. 1. - Schéma de notre montage

UN THERMOSTAT A BANDE PROPORTIONNELLE

notre montage fonctionne comme n'importe quel autre et active en permanence un triac qui commande la résistance chauffante du radiateur. Lorsque l'on est au voisinage du seuil, en revanche, le montage module la commande du triac de façon à le rendre conducteur seulement pendant quelques alternances du secteur. De ce fait, la puissance appliquée à la résistance chauffante diminue sans toutefois être annulée. On arrive alors à une régulation de température au dixième de degré près sans déperdition énergétique. Afin de ne pas générer de parasite, notre montage ne procède pas comme la majorité des gradateurs de lumière classiques qui « tronquent » plus ou moins chaque alternance secteur. Il bloque plus ou moins le passage de certaines alternances complètes. Une telle réalisation, complexe il y a seulement quelques années, est maintenant très simple avec des circuits spécialisés tel le TDA 1023 que nous avons employé. Ce circuit s'alimente directement sur le secteur via la diode D₁ et la résistance chutrice R₁. Il délivre une tension stabilisée, filtrée par C₁, à deux ponts diviseurs à résistances. L'un est constitué par le potentiomètre P₁ qui fixe la température de consigne, l'autre par l'ensemble R₂ et la CTN (résistance à coefficient de température négatif) qui est le capteur de température.

LE MONTAGE

Un circuit imprimé supporte tous les composants, radiateur du triac et potentiomètre compris. L'approvisionnement des éléments ne présente aucune difficulté. Le courant maximal du triac sera choisi au moins 1,5 fois supérieur à celui nécessaire par le radiateur. Le fonctionnement du montage est immédiat si aucune erreur n'est commise. **Il faut cependant faire attention au fait que ce dernier est**



en permanence relié directement au secteur. Aucun de ses éléments ne doit donc pouvoir être touché une fois installé. Attention plus particulièrement au radiateur du triac qui est relié lui aussi au secteur via l'anode A₂ de ce dernier et la languette métallique de refroidissement de son boîtier.

Pour les mêmes raisons de sé-

curité, le potentiomètre P₁, dont l'axe doit être accessible, sera impérativement un modèle avec axe en plastique.

Dernier point important à noter, la CTN peut être déportée de quelques mètres si nécessaire afin d'offrir une meilleure régulation que lorsqu'elle est placée à proximité du radiateur.

LISTE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC₁ : TDA1023
D₁ : 1N4006 ou 1N4007
TR₁ : triac 400 V x Ampères (voir texte)

Résistances 1/2 ou 1/4 W, 5 %

R₁ : 6,8 kΩ 5 W bobinée
R₂ : 10 kΩ
R₃ : 100 Ω
R₄ : 180 kΩ

Condensateurs

C₁ : 100 μF/16 V
C₂ : 0,1 μF mylar
C₃ : 47 μF/16 V

Divers

CTN : CTN de 10 kΩ à 20 ou 25 °C
P₁ : potentiomètre linéaire de 22 kΩ à axe plastique
Support 16 pattes pour IC₁ (éventuellement)
Radiateur pour TR₁

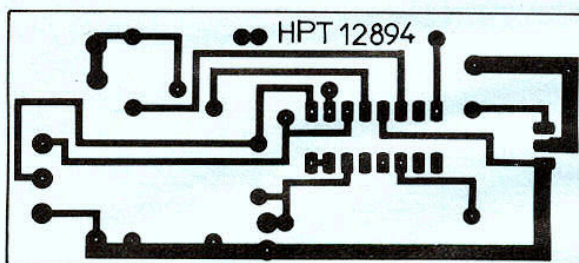


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1

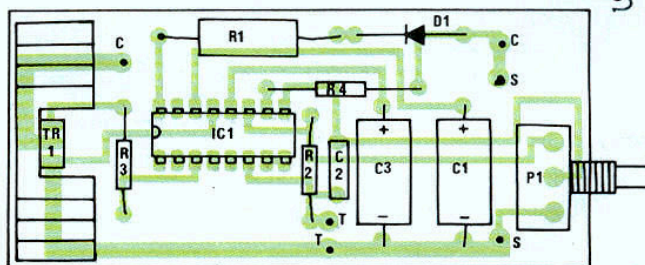


Fig. 3. - Implantation des composants

REALISATION

Flash

UN GRADATEUR SIMPLE MAIS EFFICACE

A QUOI ÇA SERT ?

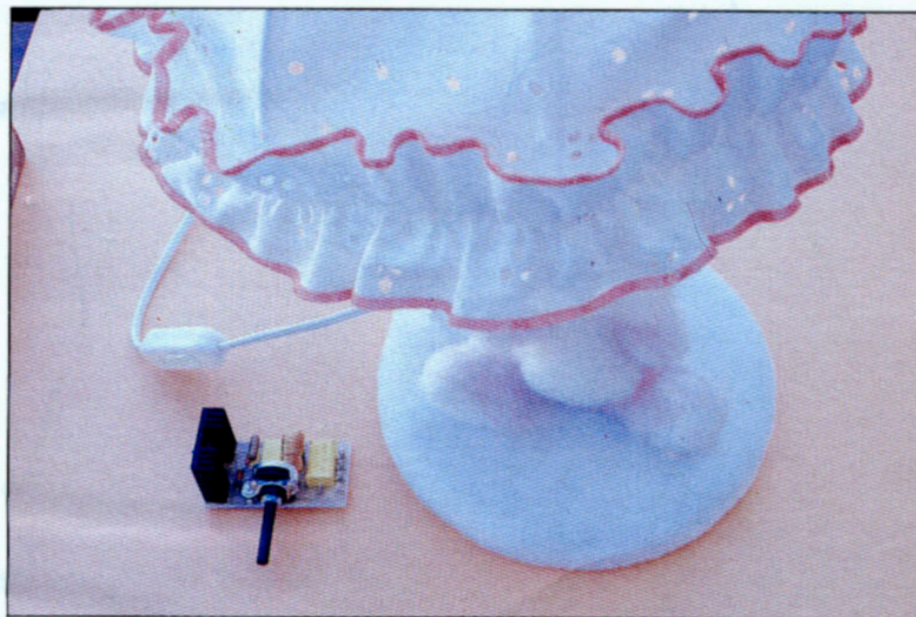
Bien que le titre de cet article parle de lui-même, il nous semble utile de justifier la raison d'être de ce montage, surtout si vous avez déjà jeté un coup d'œil au schéma et avez esquissé une moue dédaigneuse.

Le montage que nous vous proposons de réaliser est en effet ridiculement simple et archiclassique ; pourquoi en faire un montage flash alors ? Tout simplement parce que, après avoir discuté avec de jeunes élèves de lycées techniques ou d'IUT, nous nous sommes aperçus que ceux-ci ne savaient plus faire un variateur de lumière ou de vitesse de moteur électrique sans faire appel à un circuit intégré.

Bien sûr, les circuits performants disponibles actuellement présentent de nombreux avantages tels que : très grande plage de réglage, faible taux de parasites, possibilités de commandes annexes (touches à effleurement, mémorisation de position, etc.). Il est néanmoins des cas où la compacité du montage et le faible coût de revient priment. Il faut alors revenir à des solutions plus simples, comme celle que nous vous proposons maintenant.

LE SCHEMA

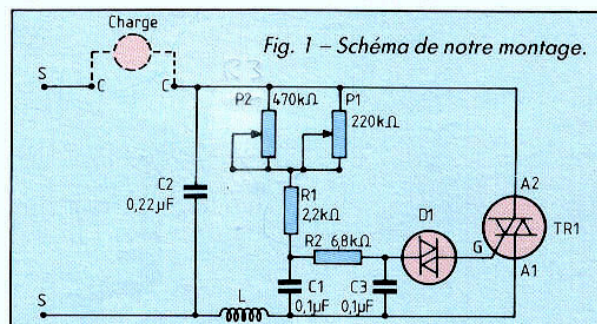
Il nous ramène aux âges héroïques de l'Electronique ou presque. On y reconnaît en effet une cellule à déphasage variable, constituée par le potentiomètre P_1 et le condensateur C_1 qui alimente un diac



teur C_1 qui alimente un diac commandant à son tour la gâchette d'un triac placé en série avec la charge.

Rappelons que le diac est, en fait, une sorte de zener fonctionnant en alternatif. En dessous d'un certain seuil (32 V dans la majorité des cas), il est bloqué et ne laisse passer qu'un très faible courant de fuite. Au-dessus de ce seuil, il se laisse traverser par un courant important dans un sens ou dans l'autre, d'où le qualificatif que nous venons d'employer à son sujet.

Le potentiomètre P_1 est celui qui commande la « gradation » réalisée par le montage ; en effet, selon sa valeur, les caractéristiques du réseau déphaseur P_1 - C_1 sont



modifiées et, également, le point d'amorçage du triac sur la sinusoïde secteur. Une puissance plus ou moins importante est ainsi appliquée à la charge.

Le potentiomètre ajustable P_2 permet de rendre toute la

course de P_1 efficace. On le règle pour que, lorsque P_1 est à sa valeur maximale, la charge commandée soit sur le point de se mettre en marche. Comme ce type de montage génère pas mal de parasites, un filtre efficace est réalisé

UN GRADATEUR SIMPLE MAIS EFFICACE

avec la self L et le condensateur C₁. Malgré cela, on évitera de le placer à proximité d'un récepteur TV, d'un tuner ou d'une antenne quelconque.

LE MONTAGE

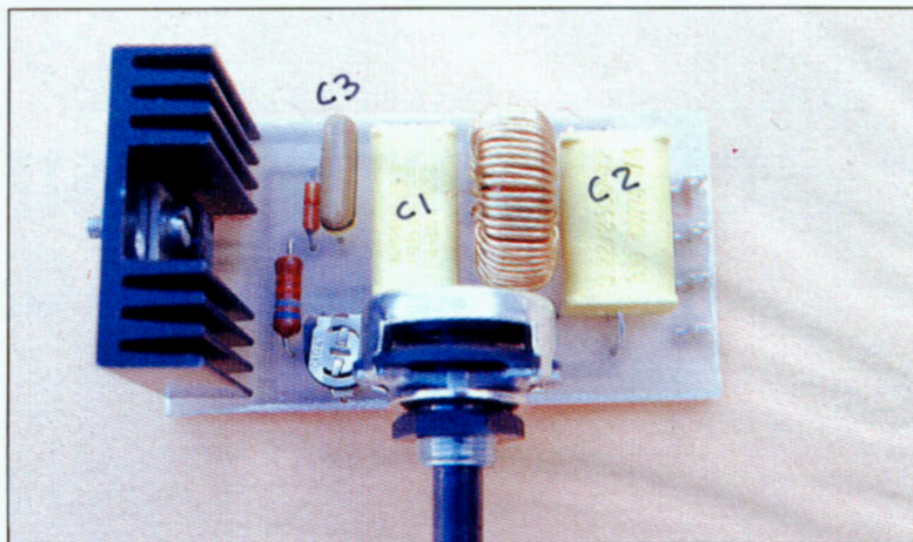
L'approvisionnement des composants ne pose évidemment aucun problème. Le diac n'a aucune référence particulière car tous les modèles vendus par les détaillants habituels conviennent. La self est disponible généralement sous le nom de tore antiparasite pour triac. Ses caractéristiques exactes importent assez peu. Il suffit juste de veiller à ce qu'elle supporte le courant maximal prévu pour votre montage.

Il faut faire de même pour le choix du triac mais en prenant une marge de sécurité de 1,5 V. Ainsi, si vous voulez commander 800 W sous 220 V, le calcul donne 4 A, mais vous devez prendre un modèle 6 A (1,5 x 4).

La mise en place des éléments sur le circuit imprimé ne présente aucune difficulté. Le triac est à équiper d'un radiateur en fonction de la puissance à commander (quelques cm² pour 200 à 300 W à quelques dizaines de cm² pour des puissances supérieures). Le fonctionnement est immédiat dès la dernière soudure

effectuée. Il suffit d'ajuster P₂ pour que, lorsque P₁ est en butée, côté minimal, la charge commandée commence tout juste à fonctionner.

Dernière remarque, commune à tous les montages de ce type : **tous les composants sont directement reliés au secteur et, de ce fait, il faut absolument éviter tout contact avec ces derniers.** Le radiateur du triac sera donc totalement isolé et inaccessible, et le potentiomètre P₁ sera un modèle avec axe en plastique.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

D₁ : diac quelconque (voir texte)
TR₁ : triac 400 V x ampères (voir texte)

Résistances 1/2 W 5 %

R₁ : 2,2 kΩ
R₂ : 6,8 kΩ

Condensateurs

C₁ : 0,1 μF 220 V alternatifs ou 630 V service

C₂ : 0,22 μF 220 V alternatifs ou 630 V service
C₃ : 0,1 μF mylar 400 V service

Divers

L₁ : tore antiparasite pour triac (voir texte)
P₁ : potentiomètre linéaire de 220 kΩ
P₂ : potentiomètre ajustable pour C₁ de 470 kΩ
Radiateur pour le triac

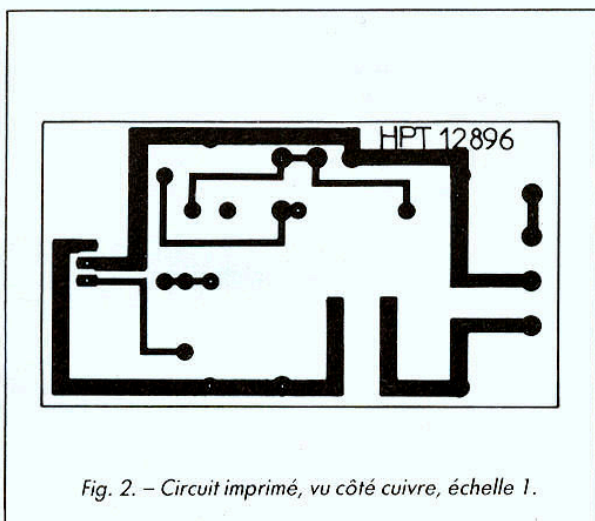


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

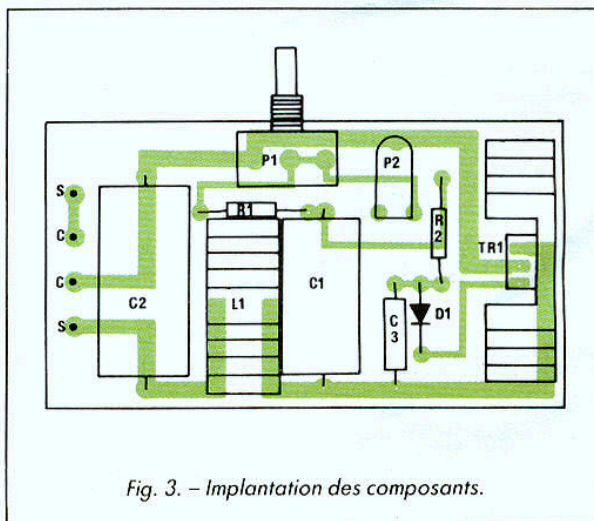


Fig. 3. - Implantation des composants.

REALISEZ

UN HYGROMETRE A AFFICHAGE NUMERIQUE

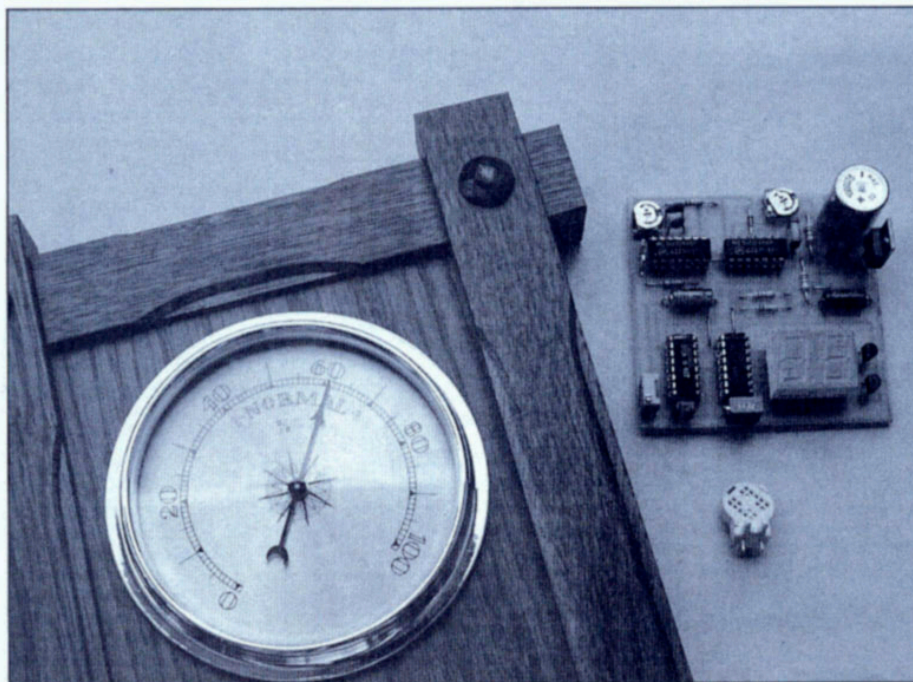
S'il est relativement facile de concevoir un thermomètre à affichage numérique compte tenu du très grand nombre de capteurs disponibles sur le marché, il faut bien reconnaître que le problème se complique sérieusement dès que l'on veut aborder le sujet que nous traitons aujourd'hui, à savoir celui de la mesure de l'humidité ambiante.

La commercialisation, depuis quelque temps déjà, d'un capteur d'humidité relative, encore appelé humidistance par son fabricant, nous permet aujourd'hui de vous présenter la réalisation d'un hygromètre, que nous avons prévu à affichage numérique bien que cela

n'ait rien d'obligatoire compte tenu du caractère modulaire de notre montage.

Avant d'aborder le schéma de notre réalisation, il nous semble opportun de faire quelques rappels concernant la notion même d'humidité, rappels qui seront suivis d'une brève présentation du principe de fonctionnement du capteur.

Afin d'être aussi exacts que possible, nous avons emprunté une partie des quelques lignes qui suivent à la fiche technique de l'humidistance, fiche technique éditée par Philips qui est le fabricant de ce capteur.



L'HUMIDITE

L'humidité absolue est le nombre de grammes d'eau, sous forme de vapeur, que contient un mètre cube d'air à une température donnée. La quantité de vapeur réellement contenue dans l'air est parfois exprimée en termes d'humidité relative. Cette valeur s'obtient en divisant la quantité réelle d'eau présente dans la masse d'air considérée par la quantité maximale d'eau que pourrait contenir cette même masse d'air.

Comme il est assez difficile de saisir intuitivement les valeurs numériques liées à ces notions, on utilise des valeurs limites qui font que, sous nos climats tempérés, l'humidité relative doit être comprise entre 40 et 70 % pour que les êtres vivants et les plantes se portent bien.

La majorité des hygromètres actuels, dont vous possédez

d'ailleurs peut-être déjà un exemplaire chez vous, utilisent comme capteur un cheveu. Ce dernier présente en effet la propriété de s'allonger lorsque l'humidité relative augmente et vice versa. Il suffit donc de rendre une de ses extrémités fixe et de relier l'autre à un mécanisme de démultiplication et d'affichage pour obtenir un hygromètre à aiguille relativement précis. Il va de soi que la solution électronique utilise une tout autre propriété, comme nous allons le voir maintenant avec la présentation de l'humidistance.

L'HUMIDISTANCE

Ce composant, commercialisé par Philips et ses différentes filiales (RTC en France, Valvo en Allemagne, Mullard en Grande-Bretagne), est constitué d'une membrane non conductrice réalisée à partir d'un polymère organique, recouverte sur ses deux faces d'une mince pellicule d'or. La membrane et les deux feuilles d'or forment donc respectivement le diélectrique et les armatures d'un condensateur plat. La valeur de la capacité de ce condensateur dépend de l'humidité ambiante du fait de la perméabilité de la couche d'or à cette dernière et de l'influence qu'elle a sur le diélectrique.

La feuille diélectrique et ses deux couches d'or sont clip-sées dans un boîtier en plastique muni de deux contacts de connexion, comme vous pouvez le voir sur une des photos ci-jointes. Le poids et l'encombrement du capteur sont ainsi très faibles, ce qui facilite son montage dans toutes les circonstances et permet, en particulier, l'implantation directe sur circuit imprimé, qui est fortement recommandée. En effet, si vous examinez la courbe de la figure 1 qui indique la variation de capacité du capteur en fonction de l'humidité relative, vous constaterez deux choses très importantes pour la suite de notre exposé :

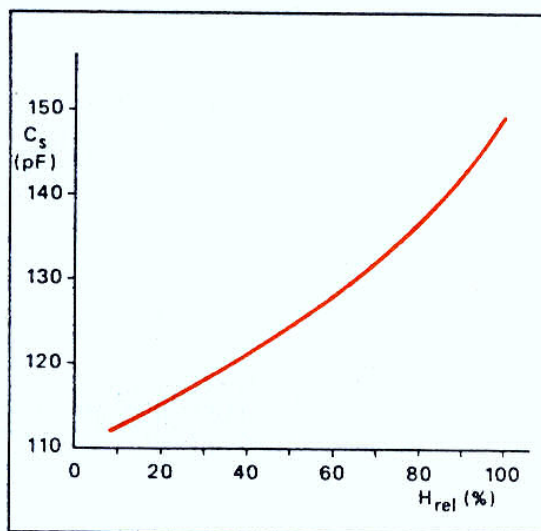


Fig. 1. - Courbe représentative de la capacité de l'humidistance en fonction de l'humidité relative.

Capacité (T = 25 °C, H = 43 %, F = 100 kHz)	122 pF ± 15 %
Sensibilité	0,4 pF/%
Gamme de fréquence utilisable	1 kHz à 1 MHz
Tension maximale (= ou ~)	15 V
Température de fonctionnement	0 °C à 60 °C
Temps de réponse	
10 % à 43 %	< 3 minutes
43 % à 90 %	< 5 minutes

Fig. 2. - Caractéristiques techniques de l'humidistance.

- La variation de capacité est très faible puisqu'elle atteint à peine 40 pF pour un taux d'humidité variant de 0 à 100 %.

- La capacité globale du capteur est elle-même faible puisqu'elle reste comprise entre 110 et 150 pF.

Il faut donc veiller à concevoir un montage minimisant l'influence des capacités parasites si l'on veut que ses indications aient une signification.

Pour conclure cette présentation du capteur, on trouvera ses caractéristiques complètes figure 2.

NOTRE HYGROMETRE

L'examen du synoptique de la figure 3 montre clairement que notre montage est divisé en deux parties bien distinctes :

- un module de conversion de l'humidité (et donc de la capacité du capteur) en tension ;

- un module d'affichage numérique de cette tension.

Il va de soi que vous pouvez très bien utiliser un tout autre module d'affichage que le nôtre tel que, par exemple, un galvanomètre à aiguille, un contrôleur universel analogique ou numérique, etc. Ceci est facilité par le fait que la tension de sortie du convertisseur humidité tension varie de 0 à 1 V pour une humidité variant de 0 à 100 %. Une lecture directe sur tout instrument ayant une sensibilité de 1 V pleine échelle est donc possible.

Le schéma complet vous est proposé figure 4. On y reconnaît en partie gauche le module de conversion humidité/ tension, et en partie droite le module d'affichage numérique.

Si la mesure numérique d'une capacité n'est pas une opération très compliquée en soi puisque de nombreuses solutions existent, la mesure numérique de la capacité de notre humidistance est un peu plus délicate. En effet, si vous examinez à nouveau la figure 1, vous constaterez qu'il faut que notre système de mesure délivre une grandeur

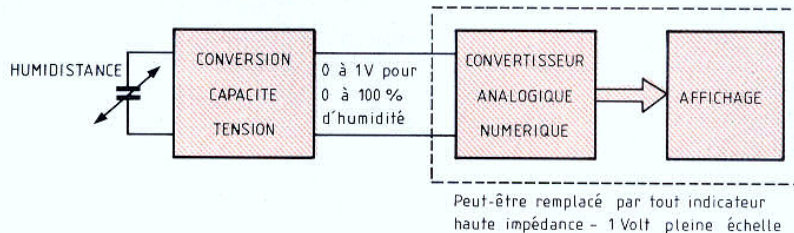


Fig. 3. - Synoptique de notre hygromètre.

nulle pour une capacité de 110 pF environ et une grandeur égale à 100 (peu importe l'unité) pour une capacité de 150 pF environ. En outre, la courbe représentative de la variation de la capacité en fonction de l'humidité est loin d'être une droite, et il faut donc procéder ensuite à une linéarisation.

De ce fait, deux solutions seulement sont envisageables. La première consiste à effectuer une conversion capacité/fréquence grâce à un oscillateur, puis à faire appel à un mini-fréquencemètre disposant d'une circuiterie de linéarisation constituée, par exemple, par une mémoire convenablement programmée intercalée entre les compteurs et les afficheurs. C'est très performant mais fort lourd pour une me-

sure qui, finalement, ne requiert pas une précision importante. La deuxième solution, que nous avons adoptée et qui est d'ailleurs préconisée par le fabricant de l'humidistance dans une documentation technique, consiste à faire une conversion capacité/fréquence un petit peu particulière, suivie d'une conversion fréquence/tension non linéaire, en faisant en sorte que cette non-linéarité compense celle de l'humidistance elle-même.

Ceci étant précisé, nous pouvons aborder l'étude de la partie la plus importante de notre montage : le module de conversion humidité/tension. Nous y voyons deux multivibrateurs réalisés au moyen de portes NOR CMOS de façon très classique. Celui du haut

respecte le schéma habituel tandis que celui du bas utilise l'humidistance en guise de condensateur et, de plus, est synchronisé par celui du haut via la liaison Sy. Les sorties de ces multivibrateurs sont reliées à quatre portes NOR montées en parallèle afin de présenter une faible impédance de sortie et, donc, de pouvoir fournir un courant relativement important (pour du CMOS bien sûr).

Compte tenu du mode de connexion des deux oscillateurs, de leur synchronisation et des valeurs des éléments utilisés, on obtient en sortie des portes NOR des impulsions dont la largeur, voisine de 0 lorsque l'humidité est très faible, va en augmentant au fur et à mesure que la capacité de l'humidistance aug-

mente et, donc, que l'humidité augmente.

Ces impulsions chargent progressivement le condensateur C3. Ce dernier est par ailleurs relié au +5 V via une résistance de forte valeur mais est aussi progressivement déchargé par des résistances montées en parallèle. Tout ceci constitue un réseau non linéaire qui, si les divers potentiomètres ajustables du montage sont bien réglés, compense à peu près la non-linéarité de l'humidistance. En sortie de cet ensemble, C4 filtre la tension disponible, tension qui varie de 0 à 1 V pour une humidité variant de 0 à 100 %.

Pour le module d'affichage numérique, nous avons fait appel à un couple de circuits très connus et peu coûteux, les

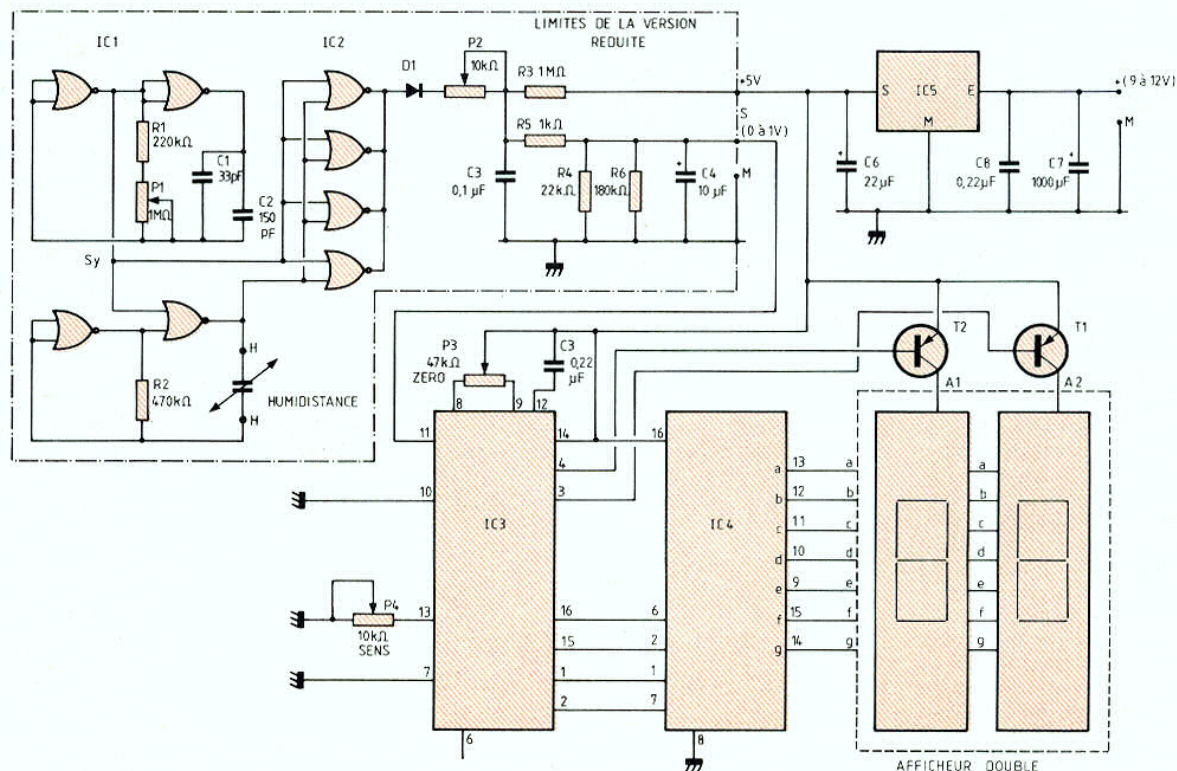


Fig. 4 - Schéma complet de notre montage.

CA 3161 et CA 3162 de RCA. Ce dernier circuit est un convertisseur analogique numérique réalisé en technologie I²L qui, lorsqu'il est associé à son driver qu'est le CA 3161, peut afficher de 999 à -999. Il dispose d'une référence interne ajustable qui n'est autre que son réglage de sensibilité, d'une possibilité de réglage du zéro, et offre le choix entre deux vitesses de conversion. Sa sensibilité typique est de 999 mV pour une impédance d'entrée de 100 M Ω .

Compte tenu de la précision toute relative du module de conversion humidité/tension, il est inutile de faire afficher trois chiffres au circuit d'affichage. Le CA 3162 ne pilote donc que les deux chiffres de poids fort.

Le schéma de cette partie se passe de commentaire puisqu'il respecte à la lettre la fiche technique des circuits. Vu leur taux d'intégration, il est difficile de faire autrement. Signalons tout de même que P₄ est le réglage de sensibilité et P₃ celui du 0, tandis que le fait de laisser la borne ϕ en l'air fixe la vitesse de conversion à quatre mesures par seconde, ce qui est plus que suffisant dans notre cas.

L'alimentation se fait sous une tension unique de 5 V qui peut provenir soit d'un classique régulateur intégré, soit de toute autre source délivrant cette tension. La consommation n'excède pas les 100 mA et provient à 99 % des afficheurs.

LA REALISATION

Afin de satisfaire tous les besoins, nous avons dessiné deux circuits imprimés. Le premier ne supporte que le module de conversion humidité/tension et conviendra donc à ceux d'entre vous qui souhaitent associer à ce dernier un autre système d'affichage que le nôtre. Le deuxième circuit supporte l'intégralité des composants, afficheurs et alimentation com-

pris, et permet donc de réaliser un montage autonome. Nous traiterons simultanément la réalisation de ces deux modules puisque le premier est un sous-ensemble du second.

L'approvisionnement des composants ne doit poser aucun problème car tous les éléments utilisés sont très classiques. Si vous réalisez la version complète, vérifiez tout de même que l'afficheur que vous utilisez a un brochage compatible avec le nôtre (la normalisation n'étant pas parfaite au niveau des afficheurs doubles). Si tel n'est pas le cas, il vous suffira de retourner le dessin du circuit imprimé en conséquence. Pour ce qui est de l'humidistance, un certain nombre de revendeurs parisiens devraient en tenir en stock, mais, si vous

n'arrivez tout de même pas à la trouver, vous pouvez la commander directement sous la référence 92-56972L chez Verospeed, B.P. 453, 60004 Beauvais Cedex, tél. : 44.84.72.72, qui, bien qu'étant un fournisseur à vocation professionnelle, accepte de vendre par correspondance à des particuliers.

Le dessin des deux versions de circuits imprimés vous est proposé comme à l'accoutumée à l'échelle 1. Sa simplicité permet de le réaliser par toute méthode à votre convenance. La mise en place des composants sera faite dans l'ordre habituel en commençant impérativement par les straps, dont certains passent sous les circuits intégrés. Ces derniers seront montés ou non sur supports selon votre habitude et vos talents de soudeur. Si

vous réalisez la version complète, ne montez pas pour le moment la résistance R₅ afin de pouvoir faire le réglage de la partie affichage sans problème. Toujours pour la version complète, deux straps en fil isolé, à monter côté cuivre de préférence (pour faire plus joli !), doivent relier les bases de T₁ et T₂ aux pattes 3 et 4 du CA 3162, en respectant les indications du plan d'implantation de la figure 10. Ne montez pas, pour l'instant, l'humidistance.

Dans le cas de la version complète qui est munie de son propre régulateur intégré 5 V, il suffit de fournir au montage une tension continue de 9 à 12 V sous une centaine de milliampères environ. N'importe quel petit bloc secteur, vendu pour une cinquantaine de francs dans les supermarchés,

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS DE LA VERSION REDUITE

Résistances

1/2 ou

1/4 W 5 %

R₁ : 220 k Ω

R₂ : 470 k Ω

R₃ : 1 M Ω

R₄ : 22 k Ω

R₅ : 1 k Ω

R₆ : 180 k Ω

Condensateurs

C₁ : 33 pF céramique

C₂ : 150 pF céramique

C₃ : 0,1 μ F mylar

C₄ : 10 μ F 10 V

C₅, C₆ : 0,22 μ F mylar

C₇ : 22 μ F 10 V

C₈ : 1 000 μ F 25 V radial

Sans référence : 120 pF et

180 pF céramique (réglage)

Divers

Humidistance (voir texte)

2 supports de CI 14 pattes (facultatifs)

2 supports de CI 16 pattes (facultatifs)

P₁ : ajustable pour CI 1 M Ω

P₂ : ajustable pour CI 10 k Ω

P₃ : ajustable multitours pour CI 47 k Ω

P₄ : ajustable multitours pour CI 10 k Ω

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS DE LA VERSION COMPLETE

Semi-conducteurs

IC₁, IC₂ : 4001 CMOS

D₁ : 1N914, 1N4148

Résistances

1/2 ou

1/4 W 5 %

R₁ : 220 k Ω

R₂ : 470 k Ω

R₃ : 1 M Ω

R₄ : 22 k Ω

R₅ : 1 k Ω

R₆ : 180 k Ω

Condensateurs

C₁ : 33 pF céramique

C₂ : 150 pF céramique

C₃ : 0,1 μ F mylar

C₄ : 10 μ F 10 V

Sans référence : 120 pF et

180 pF céramique (réglage)

Divers

Humidistance (voir texte)

2 supports de CI 14 pattes (facultatifs)

P₁ : ajustable pour CI 1 M Ω

P₂ : ajustable pour CI 10 k Ω

Semi-conducteurs

IC₁, IC₂ : 4001 CMOS

IC₃ : CA 3162

IC₄ : CA 3161

IC₅ : régulateur intégré + 5 V

1 A (7805)

T₁, T₂ : BC 157, 158, 159, 212, 213, 214, 327, 328, 329, 557, 558, 559

AF₁ : MAN 6610 ou équivalent (double afficheur à LED à anode commune)

D₁ : 1N914, 1N4148



Fig. 7. — Circuit imprimé de la version réduite, vu côté cuivre, échelle 1.



Fig. 8. — Implantation des composants de la version réduite.

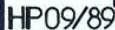


Fig. 9. — Circuit imprimé de la version complète, vu côté cuivre, échelle 1.

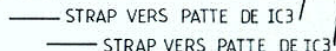


Fig. 10. — Implantation des composants de la version complète.

sait faire cela à merveille en coûtant moins cher que les composants qu'il faudrait utiliser pour faire de même. Pour ce qui est de l'autre version, une tension de 5 V stabilisée est nécessaire. Compte tenu de la très faible consommation de ce module (puisque l'on n'y a pas les afficheurs), l'utilisation d'une pile de 4,5 V est une solution acceptable et confère une bonne autonomie.

Lorsque tout est terminé, vérifiez soigneusement votre travail et passez à la phase de réglage du montage, qui ne nécessite que quelques minutes.

LES REGLAGES

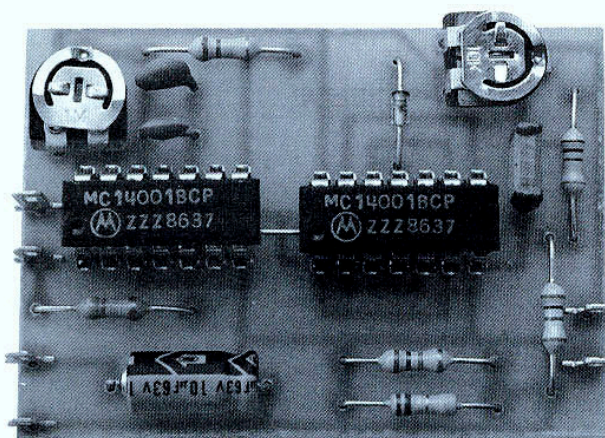
Si vous avez réalisé la version complète, il vous faut en premier lieu calibrer la partie affi-

chage de votre montage. Nous allons donc commencer par là. Alimentez le montage et vérifiez que vous avez bien 5 V en sortie du régulateur intégré. Dans le cas contraire, arrêtez tout et cherchez le défaut ! Court-circuitez les pattes du condensateur C₄, ce qui revient à mettre à la masse l'entrée du CA 3162. Ajustez alors P₃ pour lire 00 sur les afficheurs. Appliquez ensuite

aux bornes de ce même condensateur et avec la polarité correcte une tension connue (mesurée par ailleurs) inférieure à 1 V et ajustez P₄ pour lire cette tension sur les afficheurs. Attention, du fait de l'emploi de deux afficheurs seulement, une tension de 0,78 V par exemple sera affichée 78. Le réglage de la partie affichage est terminé ; vous pouvez mettre R₅ en place et passer au réglage général.

R E A L I S A T I O N

ELECTRONIQUE



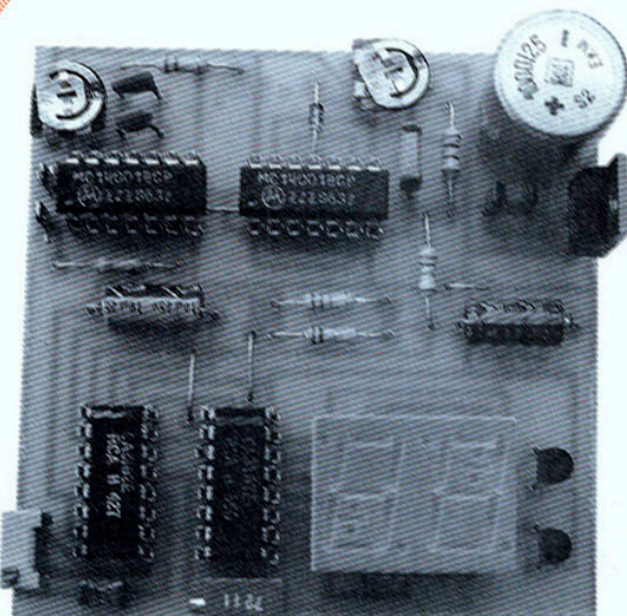
La version réduite de notre hygromètre...



L'humidistance Philips.

Que vous ayez réalisé la version complète ou la version réduite, la procédure à appliquer maintenant est identique. Veillez seulement, dans le cas de la version réduite, à connecter en sortie du montage un indicateur à haute impédance d'entrée de sensibilité pleine échelle égale ou supérieure à 1 V. Montez provisoirement à la place de l'humidistance un condensateur de 120 pF. Placez P₂ en position résistance minimale et ajustez P₁ pour lire une tension aussi faible que possible en sortie du montage. Attention, il y a plusieurs « faux » minima et un seul « vrai » qui donne une lecture de 10 à 15 environ (0,10 à 0,15 V). Placez P₁ en ce point. Remplacez alors le condensateur de 120 pF par un de 180 pF et ajustez P₂ pour lire une tension de sortie de 1 V (99 sur les afficheurs de la version complète). Vous pouvez alors enlever ce condensateur de réglage et mettre l'humidistance en place ; votre montage est opérationnel.

Vous pouvez, si vous le désirez, comparer ses indications avec celles d'un hygromètre à cheveu et retoucher légèrement P₂ si vous constatez une trop grande disparité, mais ne soyez pas trop perfectionniste ; la mesure précise de l'humidité relative n'est pas si facile que ça. N'oubliez pas, en outre, qu'il faut de quelques dizaines de secondes à une ou deux minutes à l'humidistance pour se stabiliser lorsque le taux d'humidité change.



... et sa version complète.

CONCLUSION

Complément utile des thermomètres électroniques, oh ! combien plus classiques, ce montage a en outre l'avantage de vous faire connaître ce composant encore peu ré-

pandu qu'est l'humidistance. Il ne reste qu'à lui adjoindre un baromètre numérique pour disposer d'une mini-station météo entièrement électronique. C'est peut-être ce que nous ferons bientôt...

C. TAVERNIER

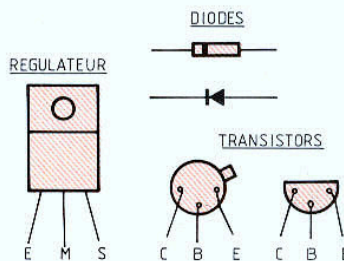
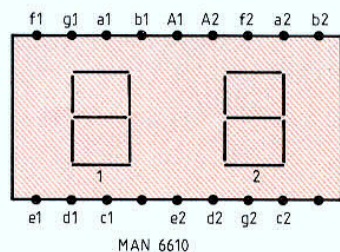
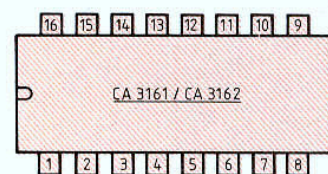
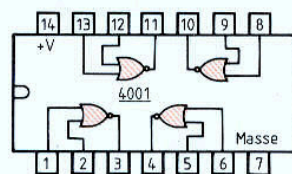


Fig. 11. - Brochages des semi-conducteurs.