

■ A quoi ça sert ?

Dans la majorité des cas, et pour longtemps encore, le son de notre pauvre télévision restera monophonique. Pour lui donner une illusion de stéréophonie, nous vous proposons ce montage qui fabrique un signal « pseudo » stéréophonique à partir d'une source mono.

Accessoirement, si vous avez la chance de disposer d'un signal stéréo (câble ou réception satellite par exemple), il peut également augmenter l'effet stéréophonique, obtenu avec un vrai signal stéréo cette fois-ci, en simulant un accroissement d'espace entre des enceintes trop rapprochées.

Pour fabriquer un signal pseudo-stéréo, qu'il serait d'ailleurs plus juste de baptiser signal spatial ou à effet spatial, le principe est connu depuis bien longtemps. Il suffit d'appliquer le signal monophonique à diverses batteries de filtres passe-bande dont les sorties commandent les voies droite et gauche d'un ampli stéréo.

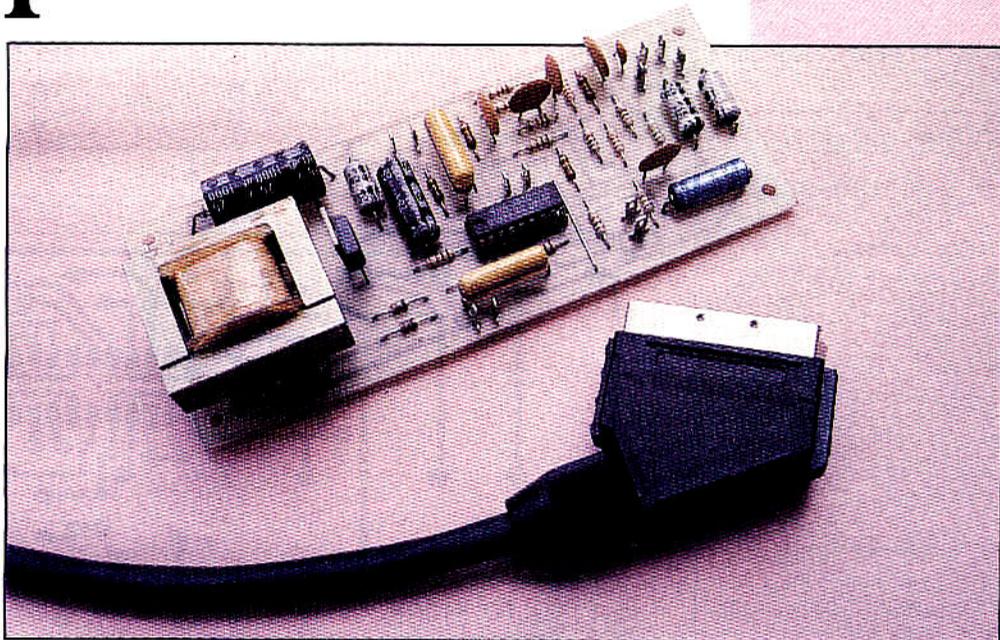
■ Le schéma

Notre montage reste relativement simple grâce à l'emploi d'un circuit intégré spécialement conçu à cet effet : le TDA 3810 de Philips.

Ce circuit contient divers amplificateurs opérationnels pouvant être utilisés en sommateurs ou soustracteurs en fonction de la position d'un commutateur électronique interne commandé par une tension continue. Ce commutateur permet au TDA 3810 de fonctionner selon trois modes différents :

- le mode stéréo normal, dans lequel le circuit est passif et ne modifie donc pas les si-

Pseudo-stéréo pour téléviseur



gnaux appliqués sur ses deux entrées EG et ED ;

- le mode pseudo-stéréo, dans lequel le signal mono appliqué simultanément sur les entrées EG et ED est transformé en signal pseudo-stéréo disponible sur les sorties SG et SD ;

- le mode stéréo élargi, dans lequel un signal stéréo normal appliqué aux deux entrées EG et ED se retrouve « élargi » sur les sorties SG et SD.

Le TDA 3810 est entouré de composants R-C, qui forment diverses cellules de filtrage et de contre-réaction sélectives pour les amplificateurs internes.

L'alimentation secteur délivre une tension stabilisée de 8 V grâce au régulateur intégré IC₁. La sélection des divers modes de fonctionnement se fait par mise à la masse des pattes 11 et/ou 12 au moyen des interrupteurs S₁ et S₂. Le tableau précise les diverses combinaisons possibles ainsi que l'affichage qui peut en résulter sur les LED d'indication d'état LED₁ et LED₂.

■ Le montage

Notre circuit supporte tous les éléments du montage, transformateur d'alimentation compris, afin de réduire les besoins en interconnexions et faciliter ainsi la mise en boîte. L'implantation est à faire en suivant les indications de la figure dans l'ordre traditionnel que nous ne vous ferons pas l'affront de répéter ici. Le ré-

Mode	S ₁	S ₂	LED 1	LED 2
Stéréo normale	fermé	quelconque	éteinte	éteinte
Stéréo élargie	ouvert	ouvert	allumée	éteinte
Pseudo stéréo	ouvert	fermé	éteinte	allumée

Pseudo-stéréo pour téléviseur

gulateur intégré IC₁ n'a pas besoin de radiateur car la puissance qu'il dissipe est faible.

Le boîtier devant recevoir le montage pourra être de n'importe quelle forme mais sera de préférence métallique afin de diminuer l'influence des inductions parasites extérieures.

Les meilleures caractéristiques de fonctionnement du TDA 3810 sont obtenues pour un signal d'entrée de 1 V efficace environ, et il ne faut en aucun cas dépasser 4 V au risque de voir augmenter la distorsion. Le hasard faisant parfois bien les choses, ce niveau est celui disponible sur la prise péritélévision, à laquelle on raccordera donc notre montage ; sa sortie étant dirigée ensuite sur les entrées haut niveau de l'amplificateur de votre choix.

Nomenclature des composants

Résistances

1/2 ou 1/4 W 5 %

R₁, R₂, R₁₅ : 100 kΩ
 R₃, R₄ : 1 kΩ
 R₅, R₆ : 15 kΩ
 R₇, R₈, R₉, R₁₀, R₁₆ : 22 kΩ
 R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₄ : 10 kΩ
 R₁₇ : 2,2 kΩ
 R₁₈ : 18 kΩ
 R₁₉ : 12 kΩ

Semi-conducteurs

IC₁ : régulateur +8 V,
 1 A, boîtier TO 220 (7808)
 IC₂ : TDA 3810
 D₁, D₂ : 1N4002 à 1N4007
 LED₁, LED₂ : LED de n'importe quel type

Condensateurs

C₁ : chimique 1 000 μF 25 V
 C₂ : chimique 4,7 μF 16 V
 C₃, C₄ : 0,47 μF mylar
 C₅, C₆, C₈, C₁₀ : 10 nF mylar
 C₇, 22 nF mylar
 C₉ : 2,2 nF céramique
 C₁₁, C₁₂ : chimique 4,7 μF 25 V
 C₁₃ : chimique 100 μF 16 V
 C₁₄ : chimique 47 μF 16 V

Divers

TA : transformateur pour CI,
 2 x 12 V

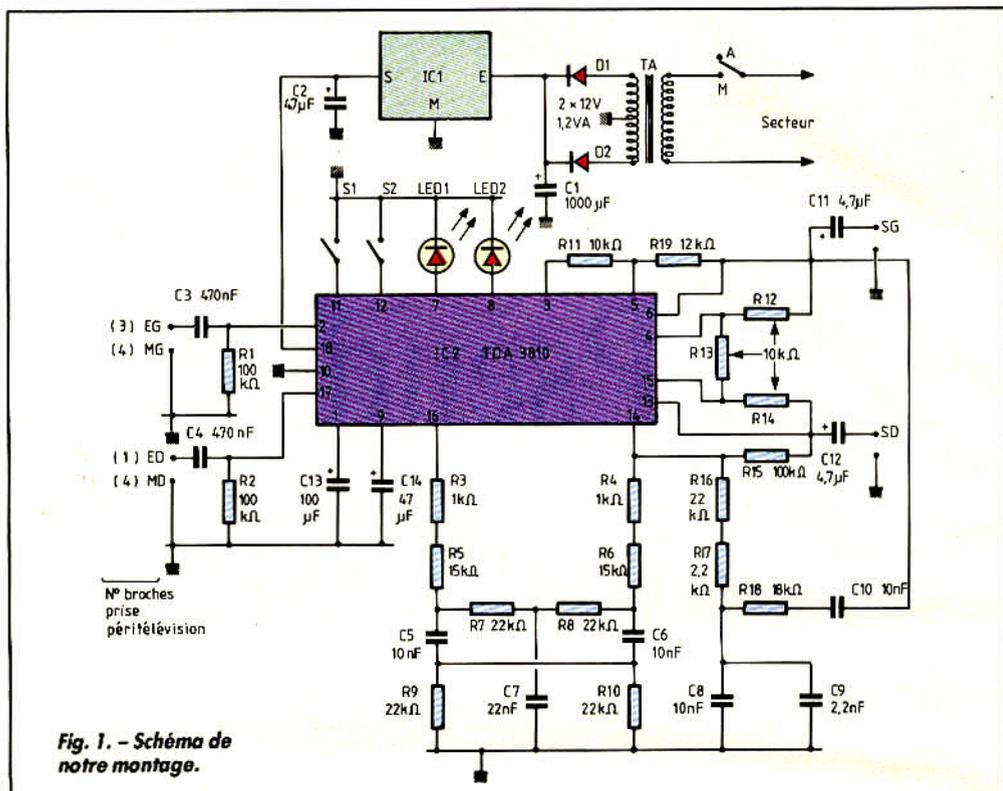


Fig. 1. - Schéma de notre montage.

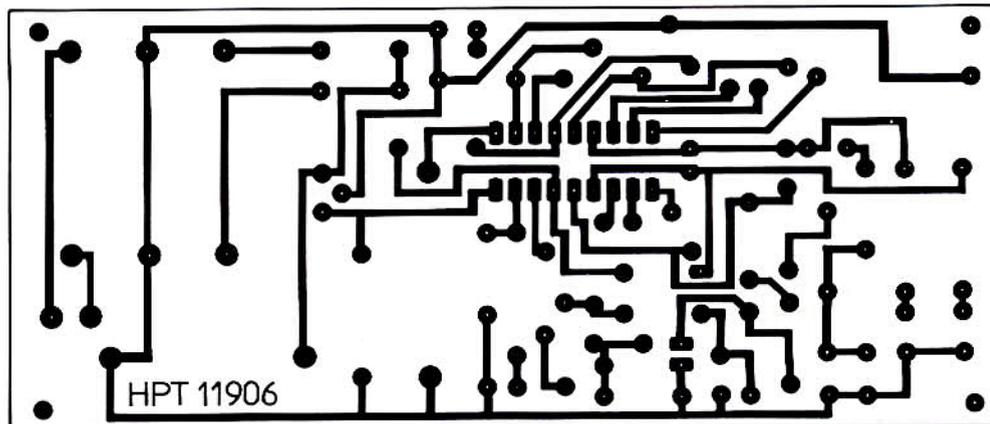


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

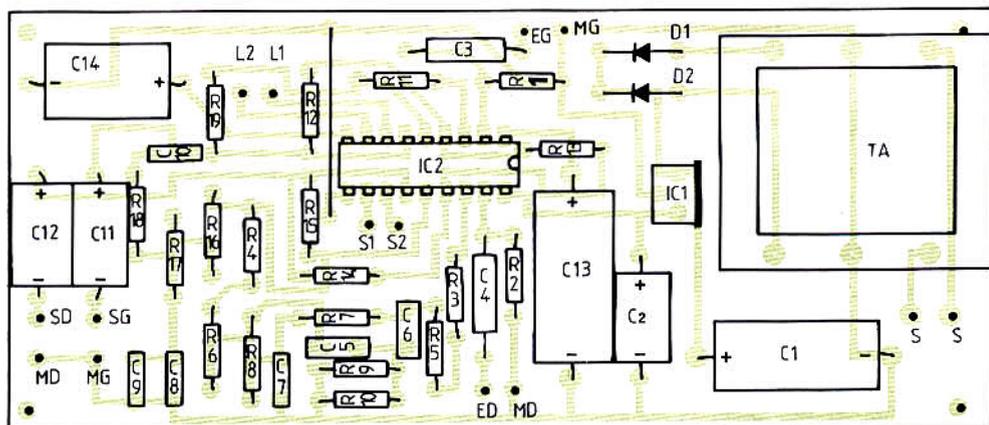


Fig. 3. - Implantation des composants.

Réalisez une alimentation stabilisée de laboratoire

2^e PARTIE
voir H.P. n° 1781

Nous terminons aujourd'hui la description de l'alimentation stabilisée de laboratoire entreprise le mois dernier avec l'étude des modules voltmètres numériques, la mise en boîtier, le plan de câblage général et quelques conseils d'utilisation.

Les voltmètres numériques

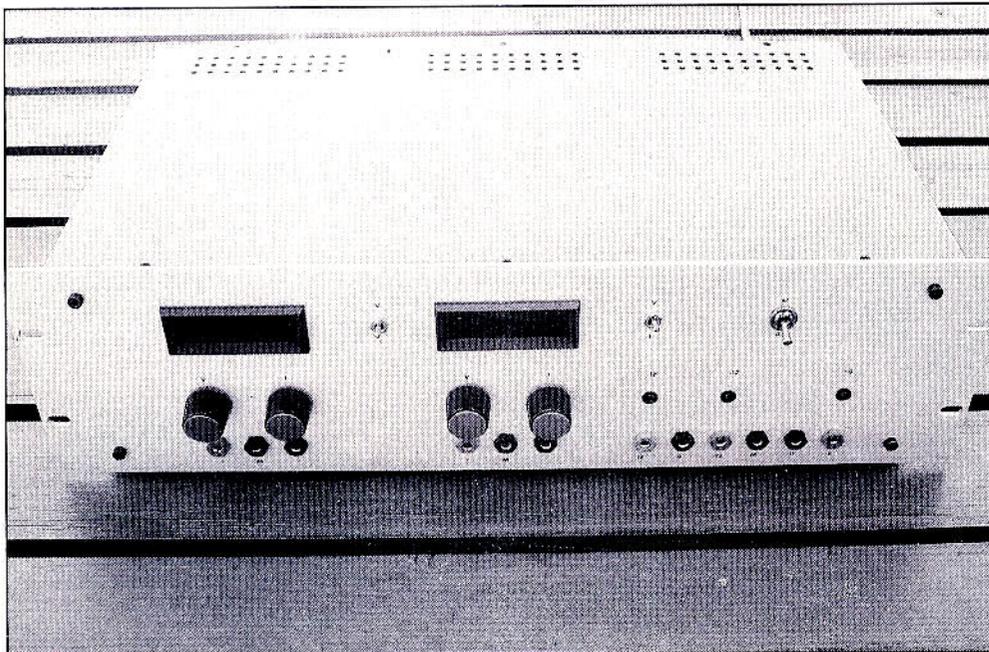
Le schéma adopté pour ceux-ci est fort classique puisque nous avons fait appel au 7107 ou à sa version plus récente 7137 d'Intersil (ou l'une de ses nombreuses secondes sources). Ce circuit présenté en boîtier DIL 40 pattes est un voltmètre numérique 2 000

points complet à compensation automatique des dérives. Avec les valeurs d'éléments utilisés, sa sensibilité d'entrée est de 200 mV et son impédance d'entrée supérieure à 100 M Ω .

Ce circuit est particulièrement intéressant car il peut commander directement des afficheurs à LED sans résistance de limitation grâce à des générateurs de courant intégrés.

Pour fonctionner de façon flottante par rapport à la tension à mesurer, ce qui est impératif ici, il faut disposer d'une alimentation positive et négative par rapport à une masse commune. Nous avons choisi d'alimenter ce circuit avec un régulateur intégré + 5 V classique, la tension négative étant fabriquée « sur place » au moyen du convertisseur statique réalisé autour de IC₂.

Afin de pouvoir utiliser tout ce montage en voltmètre et en ampèremètre, deux ponts diviseurs commutables sont prévus. Le premier est connecté en parallèle sur la sortie de l'alimentation et mesure donc la tension de sortie qu'il ramène de la plage 1,5-40 V à la plage 1,5-40 mV pour disposer d'un affichage direct. Le second est placé aux bornes d'un shunt de 0,11 Ω (en fait 2 x 0,22 Ω montées en parallèle) connecté en série dans la sortie de l'alimentation. Il ramène la chute de tension maximale de 0,22 V (2 A sur 0,11 Ω) à 0,2 V pour une lecture directe là aussi. Le commutateur de ponts diviseurs agit aussi sur le point décimal des afficheurs pour le positionner comme il faut, de façon à avoir une lecture en volts et en ampères.



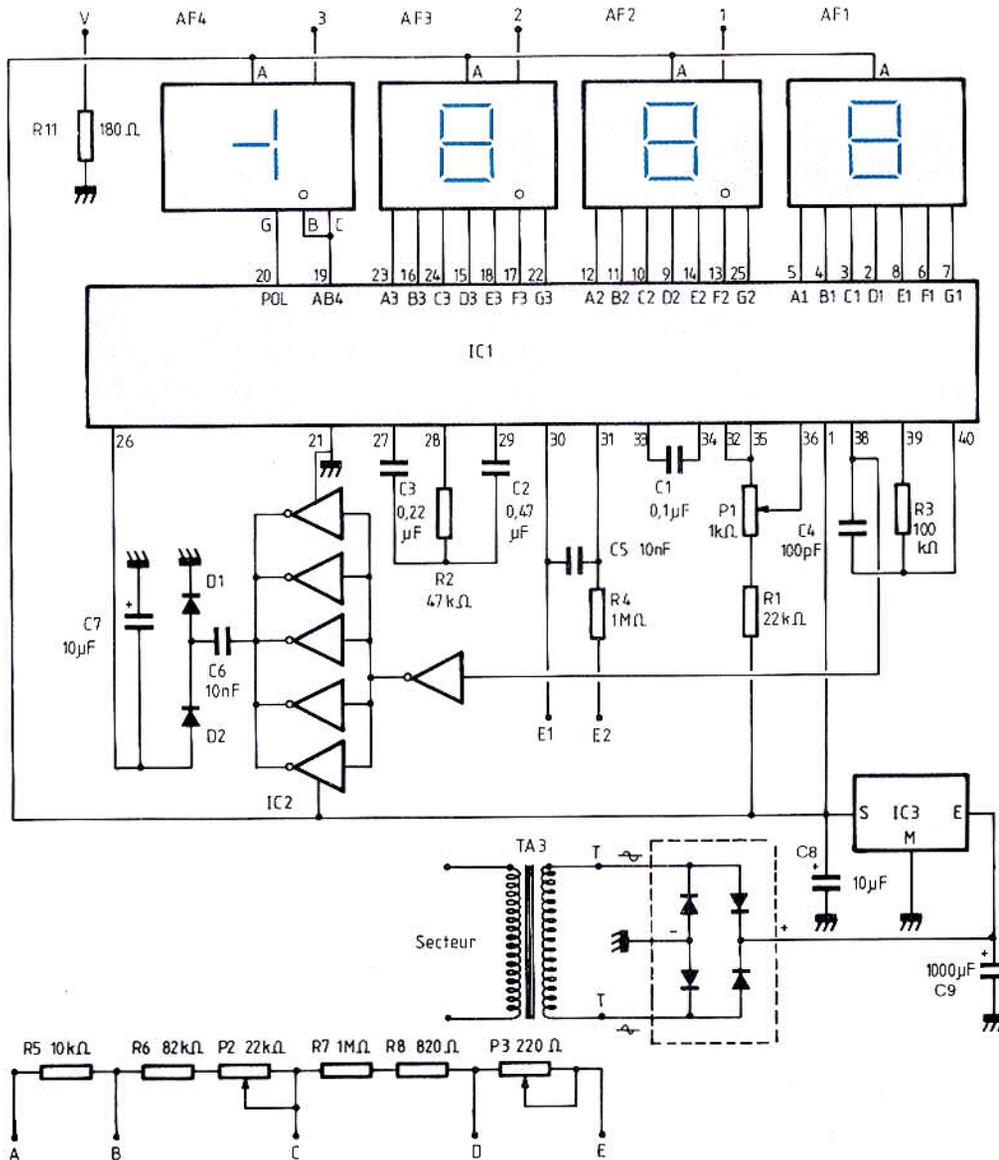


Fig. 1. - Schéma d'un des voltmètres numériques.

Réalisation des modules voltmètres

La nomenclature des composants, présentée figure 2, est à multiplier par deux puisque chaque alimentation réglable est équipée d'un voltmètre. Une seule remarque est nécessaire à propos des afficheurs. Les modèles retenus sont des 1/2 pouce, qui ont l'avantage d'être très lisibles et peu coûteux. Leur brochage

est en principe normalisé, mais vérifiez-le tout de même avant de réaliser le circuit imprimé. Signalons aussi que, pour simplifier les achats, nous n'avons pas pris d'afficheur +/- 1 pour AFF4 mais un modèle normal. Le 1 est fait avec les segments B et C et le moins avec le segment G. Le signe + n'étant jamais affiché sur un tel voltmètre, c'est parfait. Deux circuits imprimés sont utilisés, et leur tracé est visible

figures 3 et 4. L'un ne supporte que les afficheurs et sera donc fixé parallèlement à la face avant. L'autre, monté à angle droit sur le précédent, supporte tout le reste du montage, alimentation et ponts diviseurs compris. Le câblage ne présente pas de difficulté. Il suffit juste de commencer par les straps, assez nombreux, dont certains passent sous les afficheurs et les circuits intégrés.

Une fois câblés et vérifiés, les deux circuits sont présentés à 90° l'un par rapport à l'autre, et toutes les pastilles se faisant face sont reliées par de petits fils de cuivre nus, rigides, de façon à constituer des modules analogues à ceux visibles sur les photos. Le montage est évidemment soigneusement vérifié en insistant sur le contrôle de toute absence de court-circuit entre pistes et pastilles car le tracé de ces deux CI est assez fin.

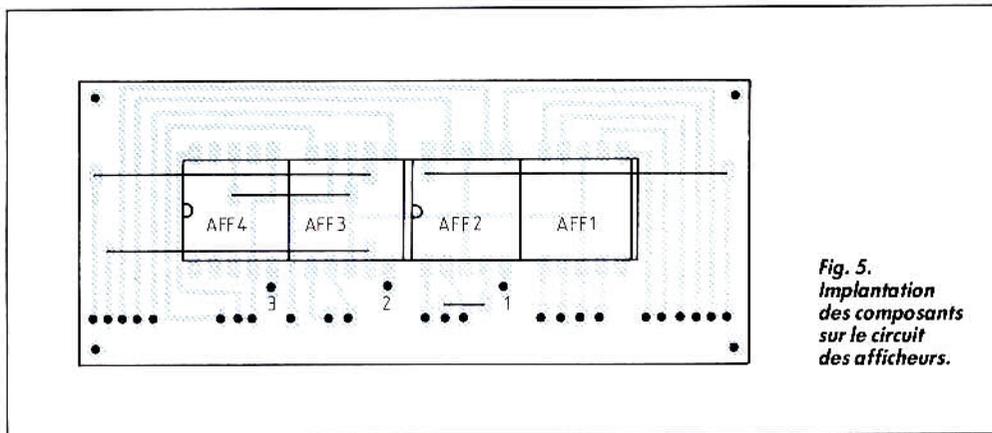


Fig. 5.
Implantation
des composants
sur le circuit
des afficheurs.

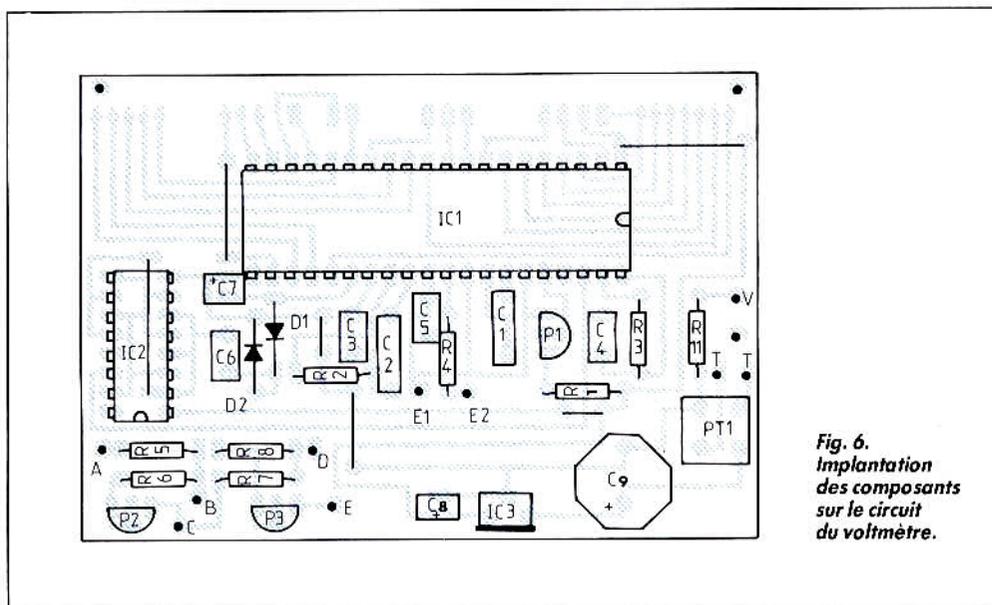
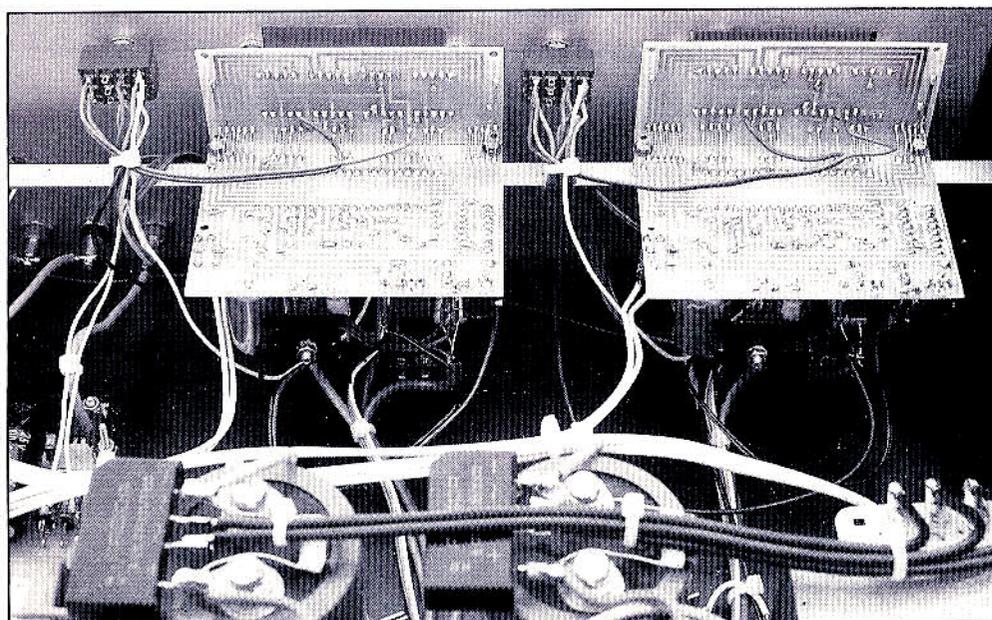


Fig. 6.
Implantation
des composants
sur le circuit
du voltmètre.



Mise en place des modules voltmètres numériques.

Nomenclature des composants communs à toute l'alimentation

Divers

- TA₁ : transformateur 220 V 2 fois 36 V ou 2 fois 40 V 2 A (enroulements secondaires indépendants)
- TA₂ : transformateur 220 V 2 fois 15 V 2 A
- TA₃ : transformateur 220 V 2 fois 9 V 10 VA environ (enroulements secondaires indépendants)
- 1 boîtier (voir texte)
- 4 radiateurs pour transistors en boîtier TO 3
- 1 porte-fusibles châssis
- 1 passe-fils secteur
- 1 inter marche/arrêt 2 circuits 2 positions
- 2 inter volt./amp. 3 circuits 2 positions. Douilles bananes (voir texte)

L'assemblage final

La figure 7 présente la nomenclature des composants « communs » à tous les sous-ensembles vus ci-avant et ne figurant pas dans leurs nomenclatures respectives. Cette liste ne prend cependant pas en compte les diverses douilles d'équipement de la face avant pour lesquelles vous êtes relativement libres.

Un boîtier métallique solide, et surtout de taille suffisante, est à prévoir pour ce montage. En ce qui nous concerne, nous avons fait appel à un coffret ESM qui est très joli mais qui présente l'inconvénient de coûter à lui seul presque aussi cher que l'ensemble des autres composants ! Si vous êtes courageux et que vous savez manier la scie et la lime, voilà un moyen de faire de réelles économies.

La figure 8 présente schématiquement la disposition adoptée pour les éléments. Elle n'a rien d'impératif, mais nous vous conseillons tout de même de vous en inspirer car elle découle du bon sens.

Les radiateurs des transistors de puissance sont à monter

verticalement en face arrière. Le circuit imprimé des alimentations fixes est à visser à plat sur le fond du boîtier de façon à l'utiliser comme radiateur pour les régulateurs, comme nous l'avons expliqué le mois dernier. Ces derniers doivent être montés isolés avec accessoires adéquats et graisse aux silicones pour la conduction thermique. Les transistors de puissance sont à monter de la même façon sur leurs radiateurs respectifs.

Les ponts PT₁ et les condensateurs C₂ des alimentations réglables sont soudés directement sur les cosses des condensateurs C₁ de ces mêmes alimentations. Ces derniers sont montés avec leurs colliers de fixation en veillant bien à ce que leur boîtier métallique, s'il est apparent, ne touche pas le châssis.

La disposition des éléments sur la face avant est laissée à votre initiative personnelle. Il faut cependant prévoir le minimum suivant :

- L'interrupteur marche/arrêt.
- Les trois LED des alimentations fixes.
- Deux douilles par alimentation fixe.
- Les deux potentiomètres de réglage de tension.
- Les deux potentiomètres de réglage de courant.
- Les deux voltmètres numériques.
- Les deux interrupteurs de commutation voltmètre/ampèremètre.

- Deux fois deux douilles (un jeu de deux par alimentation réglable).

- Un certain nombre de douilles supplémentaires, reliées au châssis, permettant de connecter si nécessaire certaines extrémités des alimentations à ce même châssis.

Le câblage ne présente pas de difficulté en suivant les divers schémas théoriques et plans d'implantation et le plan de câblage général de la figure 9 mais demande à être conduit avec soin pour éviter les erreurs. Du fil de 10/10 de mm de diamètre est à utiliser pour les liaisons « courants forts » au niveau des alimentations réglables. Les résistances shunt de 0,11 Ω de ces deux alimentations sont montées sur des plaquettes à cos-

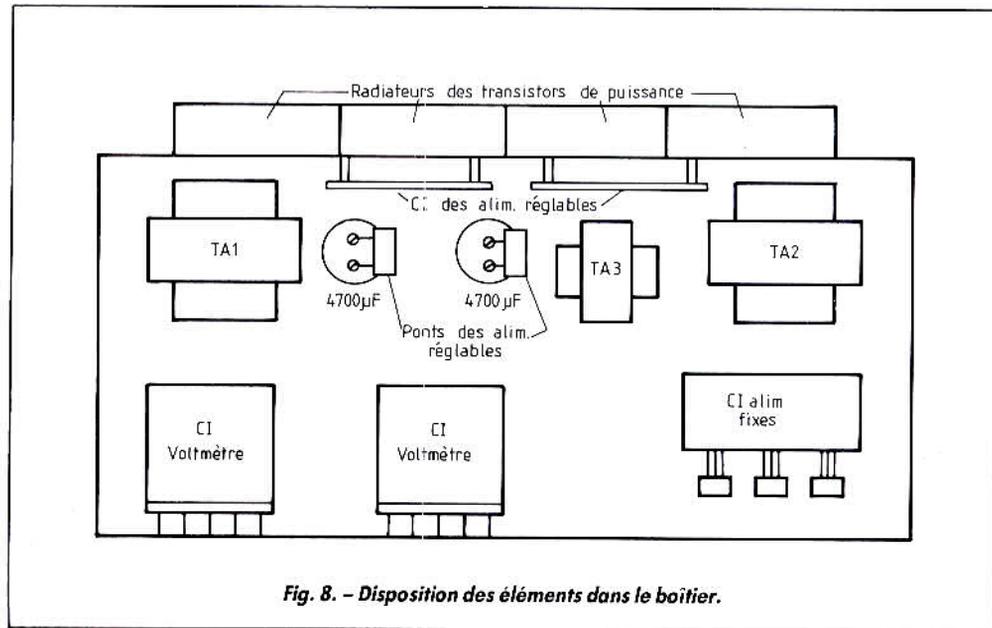


Fig. 8. - Disposition des éléments dans le boîtier.

ses vissées près des douilles de sortie, et le prélèvement de la tension pour les voltmètres est fait à leurs bornes comme schématisé figure 9.

Les trois transformateurs ont leurs primaires reliés en parallèle et sont alimentés par le secteur après passage par un fusible temporisé de 2 A et l'interrupteur marche/arrêt. Enfin, si vous voulez être conforme aux règles de sécurité en vigueur, un câble secteur à trois conducteurs doit être utilisé afin de relier le boîtier de l'alimentation à la terre.

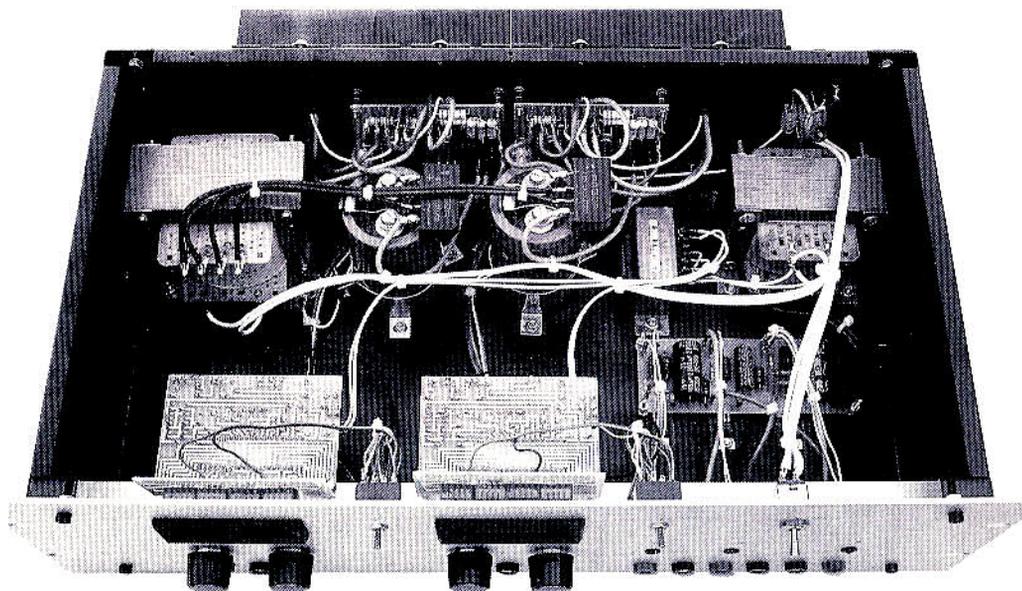
Mise sous tension et essais

Avant de mettre votre montage sous tension, effectuez un minimum de contrôles car les puissances mises en jeu en certains endroits peuvent avoir des effets dévastateurs, voire même dangereux. En effet, un chimique de 4 700 µF qui explose car il est câblé à l'envers peut trouver sans trop de mal un mur de briques si le chimique est de bonne qualité !

Dans un premier temps, ne

connectez au secteur que le primaire de TA₃. Les deux voltmètres doivent s'allumer et afficher 0 au moins en position ampèremètre. Si ce n'est pas le cas, cherchez l'erreur avant de poursuivre. La présence de deux montages identiques doit faciliter cette recherche.

Connectez ensuite le primaire de TA₂ au secteur. Les trois alimentations fixes doivent fonctionner, ce que vous pouvez contrôler grâce à leurs LED. Vérifiez avec un voltmètre que les tensions prévues sont bien présentes.



Il ne reste plus qu'à fermer le capot !

Déconnectez provisoirement un des secondaires de TA₁ et reliez son primaire au secteur. Vérifiez alors le fonctionnement de l'alimentation réglable qui est restée connectée. Contrôlez le bon fonctionnement du potentiomètre de réglage de tension en connectant provisoirement un voltmètre en sortie. Si cela ne va pas, cherchez l'erreur avant de poursuivre.

Placez ensuite un ampèremètre pouvant mesurer jusqu'à au moins 2 A en court-circuit sur la sortie de l'alimentation. Agissez sur le potentiomètre de réglage de courant de court-circuit pour constater que celui-ci varie de quelques milliampères à un peu plus de 2 A (selon les tolérances des éléments).

Ne prolongez pas cet essai plus que nécessaire.

Si tout se passe bien, reconnectez le deuxième secondaire de TA₁ et procédez aux mêmes essais avec l'autre alimentation réglable.

A ce stade des manipulations, votre alimentation est virtuellement terminée et fonctionne. Il ne vous reste plus qu'à étalonner les deux modules voltmètres, ce que nous allons faire maintenant. Pour cela, il est souhaitable de vous munir d'un multimètre précis (si possible numérique), que vous emprunterez au besoin.

Déconnectez provisoirement les entrées E₁ et E₂ des modules voltmètres et appliquez-y une tension aussi proche que possible de 200 mV. Cette tension sera fabriquée, par exemple, à partir d'une pile reliée à un potentiomètre de 1 à 100 kΩ. Ajustez P₁ pour lire sur les afficheurs la même tension que celle indiquée par le multimètre de précision. Le point décimal peut être mal placé selon la position du commutateur voltmètre/ampèremètre, mais cela n'a aucune importance. Lorsque c'est fait, bloquez le curseur de P₁ avec une goutte de vernis et reconnectez E₁ et E₂.

Placez maintenant votre multimètre de précision en sortie d'une alimentation, positionnez le commutateur voltmètre/ampèremètre du module correspondant sur voltmètre et ajustez P₃ du module voltmètre pour lire la même tension que celle indiquée par le multimètre.

Commutez votre module en position ampèremètre, faites de même avec le multimètre de précision et connectez une résistance de charge en sortie de votre alimentation. Ajustez alors P₂ du module voltmètre pour lire la même indication que celle du multimètre.

Faites bien évidemment de même pour le module de l'autre alimentation.

Remarques et conseils d'utilisation

Il peut sembler curieux de donner des conseils d'utilisa-

tion pour un montage aussi banal qu'une vulgaire alimentation, et pourtant l'expérience nous montre journellement que c'est bien utile.

La première remarque que nous ferons concerne la tension de sortie maximale de notre alimentation. Théoriquement, le circuit régulateur peut délivrer 42 V, mais cela dépend bien évidemment de la tension dont il dispose en entrée. Comme nous avons utilisé un transformateur standard fournissant 36 V alternatifs, soit environ 44 à 50 V redressés à pleine charge, votre alimentation pourra se trouver limitée à environ 35 V à pleine charge également. Si cela ne vous convient pas, il faut utiliser pour TA₁ un transformateur fournissant 40 V, mais c'est moins courant.

La deuxième remarque concerne la stabilité de la tension de sortie en fonction des variations de courant consommé. Il se peut que vous

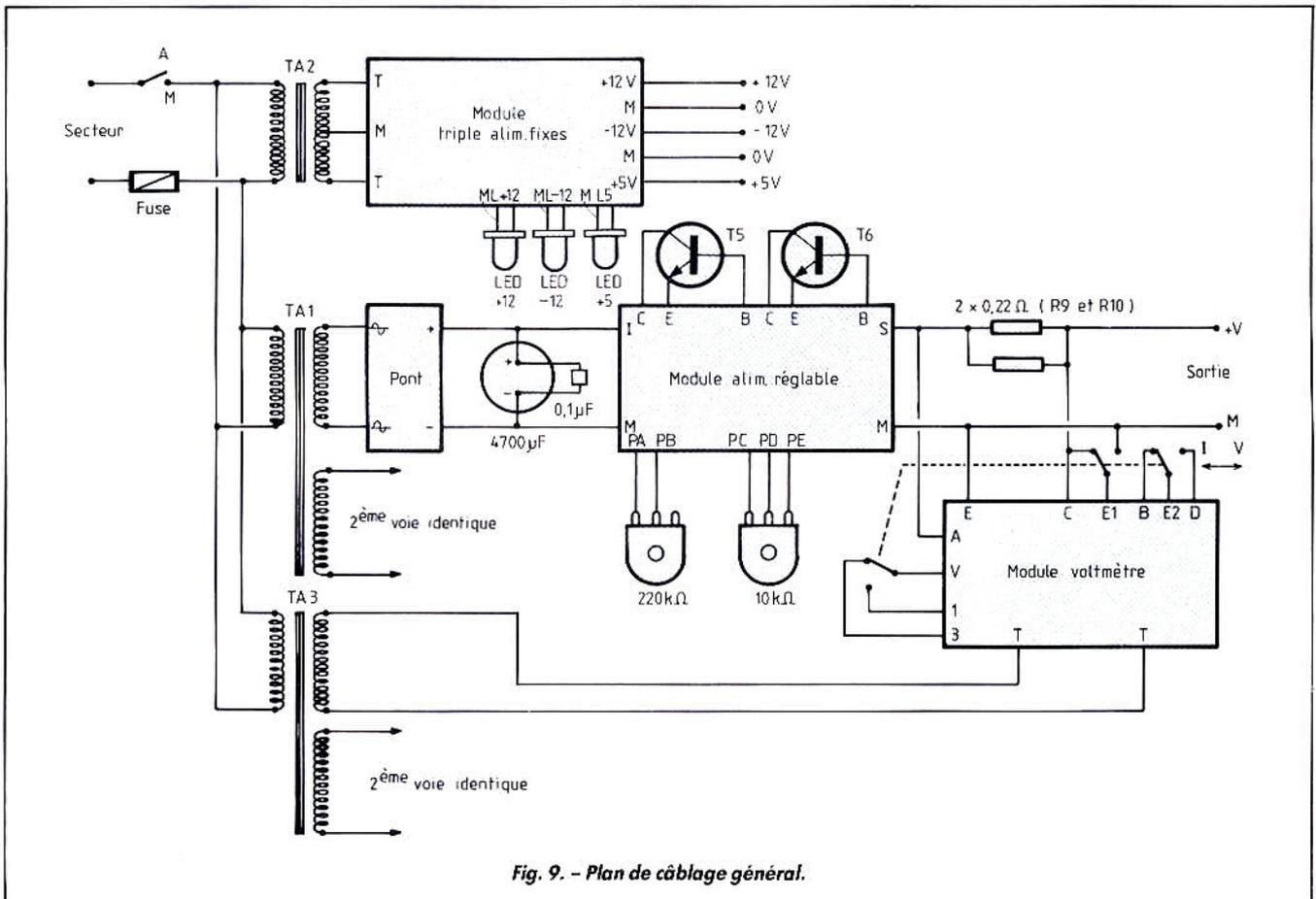


Fig. 9. - Plan de câblage général.

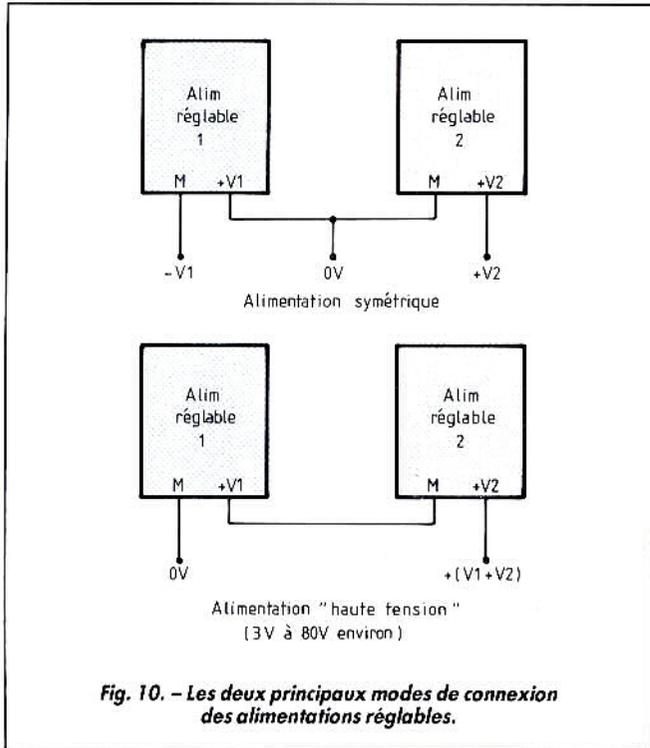


Fig. 10. - Les deux principaux modes de connexion des alimentations réglables.

ne la trouviez pas parfaite. C'est dû tout simplement au shunt de mesure de courant, placé en série dans la sortie et qui fait perdre jusqu'à 0,2 V à pleine charge. Si cela ne vous convient pas, vous pouvez mesurer le courant aux bornes de R₇, R₈ et R₉ du module de régulation. La stabilité deviendra à nouveau remarquable, mais vous mesurerez alors un courant égal au courant réellement consommé augmenté de celui perdu dans les résistances R₁₀ et R₁₁. A vous de choisir ce que vous préférez. Pour ce qui est des conseils d'utilisation, ils découlent du simple bon sens, mais nous avons constaté que, bien souvent, celui-ci était oublié ! Tout d'abord sachez qu'une alimentation réglable dissipe d'autant plus de puissance que sa tension de sortie est faible (et non pas forte comme nous l'entendons trop souvent). Un exemple va vous aider à apprécier. Supposons

que l'alimentation soit réglée pour délivrer 5 V en sortie. Elle va devoir chuter d'environ 40 V puisqu'il y a environ 45 V à l'entrée. Si vous consommez 2 A, cela va faire 45 x 2, soit près de 90 W à évacuer en chaleur dans les transistors de puissance. Si cela ne vous dit rien, essayez de prendre à pleines mains une ampoule de 100 W pour voir...

Si maintenant notre alimentation délivre 40 V, elle ne va plus devoir chuter que, 5 V et, sous 2 A, les transistors de puissance ne vont plus dissiper que 5 x 2, soit 10 W.

Conclusion : évitez les essais prolongés à très faible tension de sortie et à courant maximal car, même avec de bons radiateurs, l'échauffement des transistors de puissance sera très important. En ce domaine il n'y a pas de miracle, et les alimentations professionnelles très puissantes font toutes appel à des ventilateurs pour résoudre ce délicat problème. Compte tenu du fait que les deux alimentations réglables sont flottantes entre elles et par rapport aux alimentations fixes, vous pouvez faire tous les montages série que vous voulez pour référencer des tensions les unes par rapport aux autres. La figure 10 montre les deux plus courants à réaliser avec les alimentations réglables : une alimentation à polarités symétriques par rapport à une masse commune, et une alimentation réglable jusqu'à 80 V par mise en série des deux sorties. Attention, dans ce dernier cas la limitation de courant qui entrera en action sera celle réglée sur le courant le plus faible.

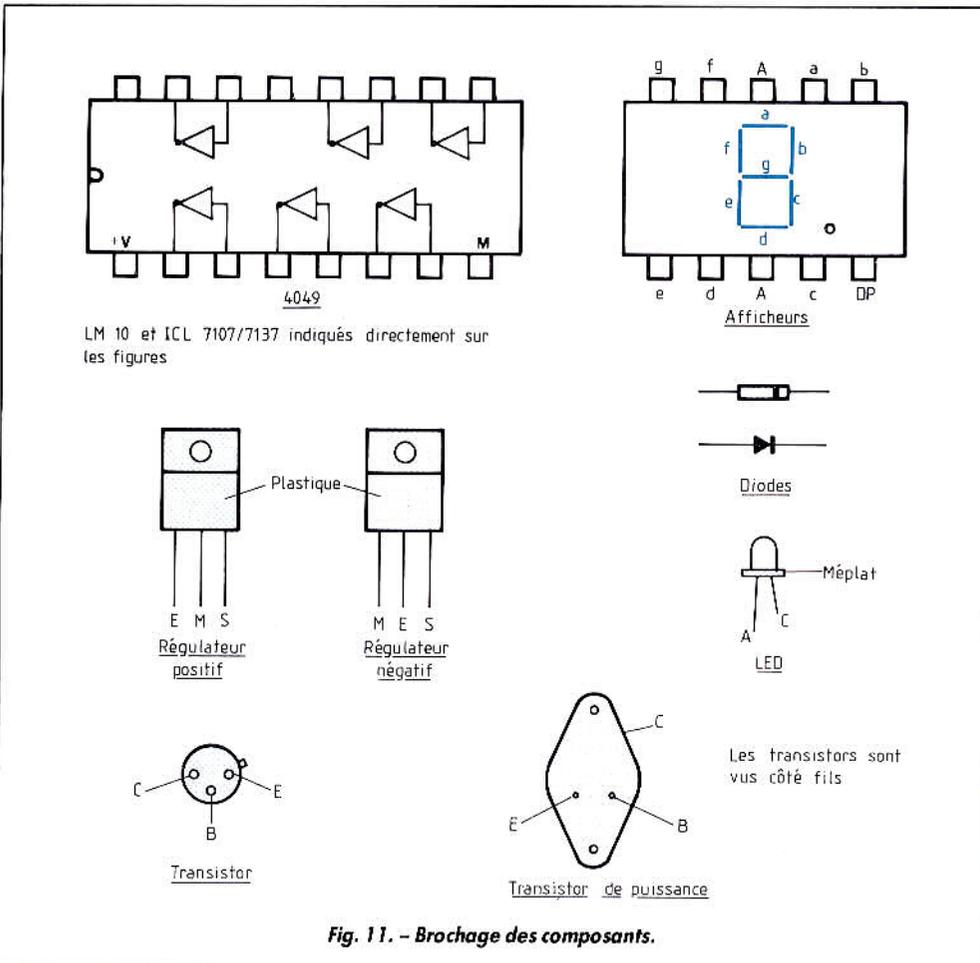


Fig. 11. - Brochage des composants.

Conclusion

Nous en resterons là de cette description qui, nous l'espérons, vous aura permis de vous équiper d'une alimentation apte à répondre à tous vos besoins. Sa fiabilité et sa durée de vie ne dépendent que de la qualité des éléments utilisés et du soin apporté à sa réalisation, tous paramètres que vous êtes seuls à maîtriser. En ce qui concerne les schémas proposés, ils sont éprouvés et efficaces.

C. TAVERNIER

Protection électronique des citernes enterrées

Les statistiques le montrent, nous sommes très nombreux à nous chauffer au mazout et nous sommes tout aussi nombreux à stocker ce combustible sale et nauséabond dans des citernes, le plus souvent enterrées. Même si la qualité de fabrication de ces dernières est correcte et si elles sont recouvertes d'une ou plusieurs couches de peinture et revêtement de protection, le fait de les enterrer sans précaution particulière peut conduire, après plusieurs années, à leur percement, avec toutes les conséquences dommageables qui s'en suivent.

Il existe pourtant un procédé très simple de protection de ces citernes ; procédé qui avait d'ailleurs été décrit dans un numéro du *Haut-Parleur* très ancien dont nous nous sommes inspirés, au plan théorique, pour vous proposer une réalisation mise au goût du jour grâce à l'électronique.

La protection cathodique

C'est, vous vous en doutez, le nom du procédé dont voici en quelques lignes le principe d'action.

Comme vous le savez sans doute, la rouille ainsi d'ailleurs que d'innombrables phénomènes de corrosion, est le résultat d'actions électrochimiques, c'est-à-dire de mouvements de particules chargées ou ions. Ces particules, qui peuvent être chargées positivement ou négativement selon leur nature, se déplacent sous l'action de champs électriques. Elles créent donc des pertes de matière sur l'organe d'où elles partent et des apports de matière sur l'organe où elles arrivent. Bien sûr, ces échanges de matière

se font très lentement et ne sont que peu visibles à l'œil nu à leur début. Lorsqu'on s'en aperçoit, il est en général trop tard pour agir efficacement car c'est bien souvent une perforation qui est à l'origine de cette découverte.

Pour que ce mouvement d'ions ait lieu, il faut évidemment qu'il y ait un champ électrique, même très faible, et donc, que l'on soit en présence d'une pile même rudimentaire. Notre cuve à mazout métallique, enterrée dans un sol qui ne peut jamais être parfaitement neutre et sec, constitue cette pile. La cuve n'est autre que l'anode d'où vont partir des ions fer positifs pour aller se déposer sur les matériaux divers présents en plus ou moins grande quantité dans le sol. La cuve va donc peu à peu perdre son métal en certains

endroits et, si l'on n'y fait rien, elle va peu à peu se percer.

Bien sûr, comme nous l'avons dit ci-avant, les citernes sont recouvertes d'une couche plus ou moins épaisse de protection visant justement à isoler le fer de la cuve de tout contact avec la terre avoisinante. Cette protection ne peut cependant être efficace à 100 %, d'autant qu'elle est parfois blessée lors du remblayage de la fosse contenant la citerne, par des chutes de pierres par exemple.

La protection cathodique permet, en revanche, de mettre un terme définitif à ces risques de percement et fonctionne de la façon suivante, schématisée figure 1.

A une cinquantaine de centimètres de distance de la cuve, on plante un piquet en fer d'un mètre de long environ et

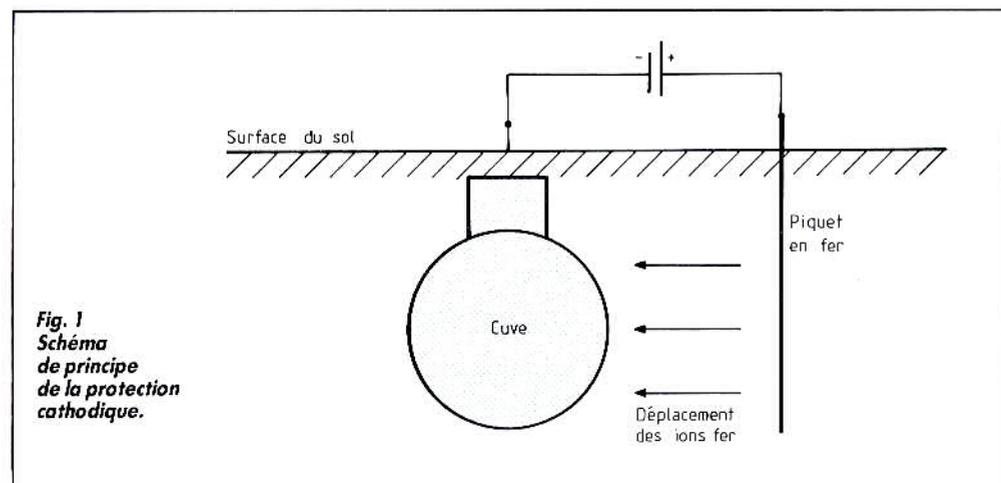


Fig. 1
Schéma de principe de la protection cathodique.

de bonne section et, entre celui-ci et la cuve, on applique une tension de quelques volts avec les polarités indiquées. Le champ électrique ainsi créé dans le sol inverse le mouvement des ions fer et, au lieu de partir de la cuve pour aller se disperser dans le sol, ils partent maintenant du piquet en fer pour aller se déposer sur la cuve. Aucun risque de percement n'est donc plus à craindre, et la seule précaution qui reste à prendre est de changer le piquet lorsqu'il est complètement rongé. En effet, vu le mouvement des ions que nous provoquons, c'est lui qui perd son fer et qui se désagrège peu à peu. Avouez qu'un vulgaire piquet en fer coûte moins cher qu'une cuve ! Pour vous délivrer de la contrainte de surveillance de l'état du piquet, notre montage utilise une circuiterie de contrôle automatique, comme nous allons le voir maintenant.

Notre schéma

Comme vous pouvez le constater, notre montage comporte quatre sections identiques. En effet, compte tenu de la taille des citernes à

mazout domestiques, il est souhaitable de placer un piquet en face de chacun de leur « côté » pour assurer une répartition optimale des courants.

La tension alternative de 12 V délivrée par le transformateur est, après redressement et filtrage, appliquée à quatre générateurs à courant constant donc chacun est relié à un piquet. Le fonctionnement de ces montages est fort simple et nous allons l'analyser pour une section.

Le courant qui traverse T_2 crée une chute de tension dans la résistance R_1 . Tant que celle-ci n'atteint pas 0,6 V, le transistor T_1 reste bloqué et T_2 peut donc conduire jusqu'à ce que cette valeur soit obtenue. T_1 se met alors à conduire progressivement, réduisant ainsi la tension de base de T_2 , et donc le courant qui le traverse. Un état d'équilibre est alors atteint et correspond à un courant de sortie tel que : $I = 0,6/R_1$. Dans notre cas, ce courant est de l'ordre de 50 mA.

En traversant R_2 , ce courant crée également une chute de tension suffisante pour saturer T_3 , qui allume alors la LED in-

diquant le bon fonctionnement du montage. C'est ce dispositif qui surveille donc seul l'état de nos piquets en fer. Lorsque l'un d'entre eux est coupé ou complètement rongé, plus aucun courant ne circule dans la liaison qui lui correspond, et la LED correspondante s'éteint. Un simple coup d'œil à notre appareil permet donc immédiatement de connaître l'état des piquets.

Le montage

La nomenclature des composants ne pose évidemment aucun problème. Le transformateur est choisi un peu « large » car il reste sous tension 24 heures sur 24.

Le circuit imprimé que nous avons dessiné supporte tous les composants à l'exception de ce dernier.

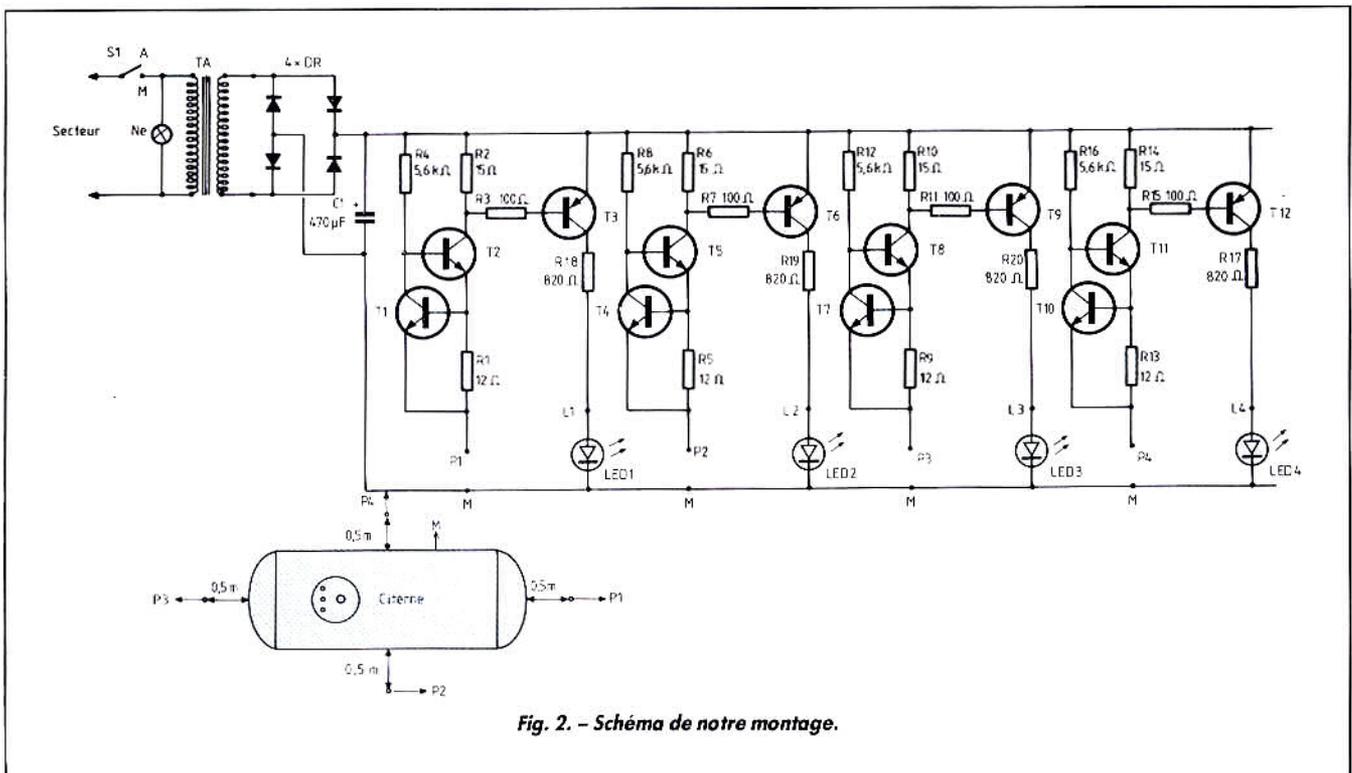
Sa réalisation peut être faite par toute méthode à votre convenance, vu la simplicité de son tracé. L'implantation des composants est à faire en respectant les indications de la figure 3. Un emplacement suffisant a été prévu autour de T_2 , T_5 , T_8 et T_{11} pour pouvoir les munir d'un radiateur cylin-

drique à ailettes. Ces transistors s'échauffent en effet un peu en fonctionnement.

Un boîtier à votre convenance recevra le montage. Sa face avant doit supporter les quatre LED d'indication d'état des piquets et un éventuel témoin néon connecté aux bornes secteur du primaire du transformateur par exemple.

Un bornier de votre choix permet le raccordement à la citerne et aux piquets. Il ne nécessite aucune protection particulière puisqu'il est en basse tension et totalement isolé du secteur.

Le montage peut être essayé très facilement sur table avec un simple contrôleur universel en position ampèremètre continu. Il suffit de mettre sous tension et de constater dans un premier temps que toutes les LED restent éteintes. Court-circuitiez alors successivement, au moyen de l'ampèremètre, chaque sortie P_1 à P_4 avec la sortie citerne (un des points M). La LED correspondante doit s'allumer et l'ampèremètre indiquer environ 50 mA (aux tolérances des éléments près bien entendu).



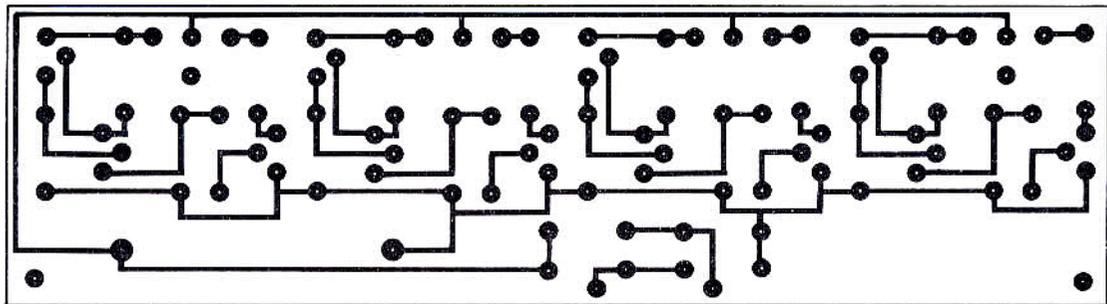


Fig. 3. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

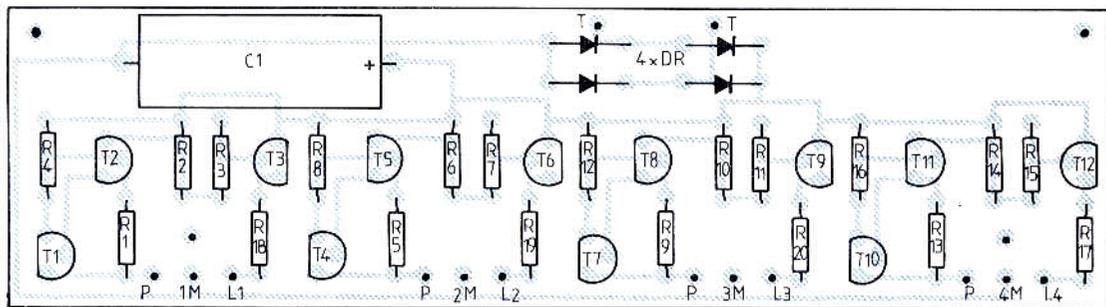


Fig. 4. - Implantation des composants.

Nomenclature des composants

Semi-conducteurs

T₁, T₄, T₇, T₁₀ : BC 547, 548, 549

T₂, T₅, T₈, T₁₁ : 2N2219 A

T₃, T₆, T₉, T₁₂ : BC 327, 328, 329, 557, 558, 559

DR : 1N4001 à 1N4007

LED₁ à LED₄ : LED de n'importe quel type

Résistances 1/4 W 5 %

R₁, R₅, R₉, R₁₃ : 12 Ω

R₂, R₆, R₁₀, R₁₄ : 15 Ω

R₃, R₇, R₁₁, R₁₅ : 100 Ω

R₄, R₈, R₁₂, R₁₆ : 5,6 kΩ

R₁₇, R₁₈, R₁₉, R₂₀ : 820 Ω

Condensateurs

C₁ : chimique 470 μF 25 V

Divers

TA : transformateur 220 V 12 V, 4 ou 5 VA

NE : Témoin néon secteur

S₁ : interrupteur 1 c 2 p

Un mauvais fonctionnement doit pouvoir être diagnostiqué très facilement vu la simplicité du schéma.

Mise en place

La mise en place du montage lui-même ne présente aucune difficulté. Pour ce qui est des piquets, il faut essayer de les répartir aussi bien que possible autour de la citerne et à une distance d'environ 50 cm de celle-ci. Ces piquets seront de vulgaires morceaux de fer à béton de section aussi grosse que possible et de 1 m à 1,50 m de long environ.

La connexion montage-piquets est à faire en fil de cuivre isolé tel celui utilisé pour le câblage électrique domestique. En aucun point de son trajet, le conducteur de ce fil ne doit pouvoir toucher directement le sol sous peine de coupure très rapide par électrolyse (et oui, là aussi !). Sa connexion au piquet en fer doit être faite par soudure ou

boulon et doit être noyée dans du mastic silicone (Rubson ou équivalent) pour l'isoler du sol.

La connexion citerne-montage est à traiter de la même façon ; mais, en plus, il faut vérifier que les tuyaux souples qui relient le brûleur à la cuve sont bel et bien isolants. Dans le cas contraire, une importante dérivation de courant se produirait par le circuit brûleur, chaudière, canalisations d'eau.

Le fonctionnement de l'ensemble est immédiat du fait de la régulation électronique des courants. Toutefois, si une des LED refusait de s'allumer en présence de piquets en bon état et alors que le contrôle sur table était positif ; il conviendrait de s'assurer qu'aucune barrière isolante (au sens électrolytique du terme) n'existe entre lui et la cuve. Un mur en parpaings, une feuille de polyéthylène, un drain efficace sont ainsi autant de barrières difficiles à franchir pour les ions.

Conclusion

Pour un investissement minime et quelques heures de travail, vous pouvez protéger votre cuve à mazout avec un maximum d'efficacité grâce à ce montage. A notre avis, le jeu en vaut la chandelle, surtout vu le coût d'une cuve neuve et les travaux nécessaires pour déterrer la vieille et la remplacer. Dernière remarque : évitez de percer la cuve en enfonçant les piquets censés la protéger !

C. TAVERNIER

Bibliographie

E. Pelcé, Protection cathodique des citernes enterrées, le *Haut-Parleur*, n° 1191.

C.D.

Suppression de l'effet perturbateur provenant des rayures et empreintes

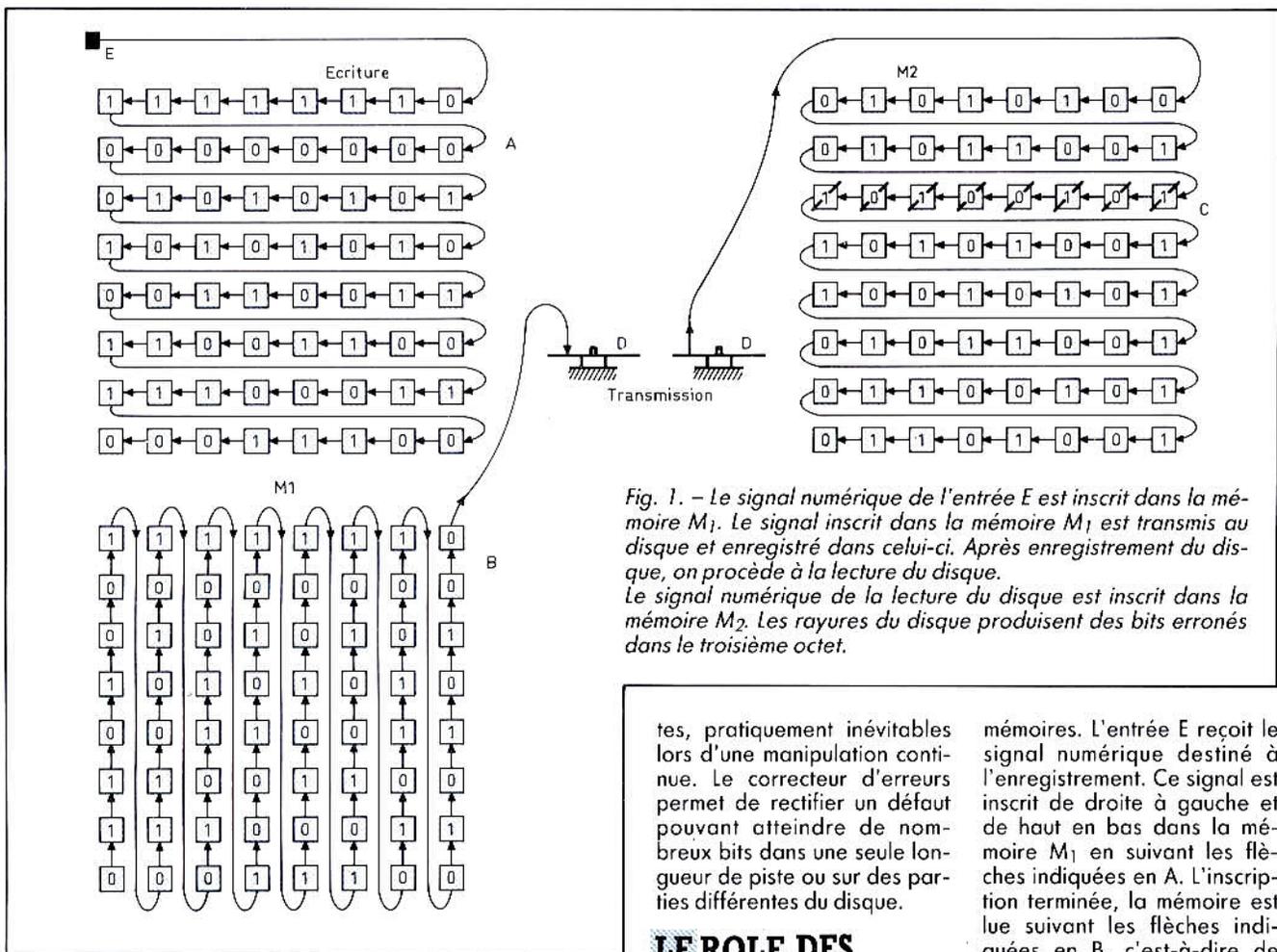


Fig. 1. - Le signal numérique de l'entrée E est inscrit dans la mémoire M₁. Le signal inscrit dans la mémoire M₁ est transmis au disque et enregistré dans celui-ci. Après enregistrement du disque, on procède à la lecture du disque. Le signal numérique de la lecture du disque est inscrit dans la mémoire M₂. Les rayures du disque produisent des bits erronés dans le troisième octet.

LA CORRECTION D'ERREURS

Afin d'annuler l'effet perturbateur de certaines pertes d'informations éventuelles, un code de correction d'erreur doit être introduit dans le lec-

teur de disque ou de bande magnétique. Le correcteur d'erreurs met en évidence une tolérance acceptable, non seulement dans la fabrication du disque ou de la bande, mais aussi dans l'effet perturbateur que peuvent avoir les rayures et certaines emprein-

tes, pratiquement inévitables lors d'une manipulation continue. Le correcteur d'erreurs permet de rectifier un défaut pouvant atteindre de nombreux bits dans une seule longueur de piste ou sur des parties différentes du disque.

LE RÔLE DES MÉMOIRES DANS L'ENREGISTREMENT ET DANS LA LECTURE

La figure 1 représente un modèle d'enregistrement et de lecture composé de plusieurs

mémoires. L'entrée E reçoit le signal numérique destiné à l'enregistrement. Ce signal est inscrit de droite à gauche et de haut en bas dans la mémoire M₁ en suivant les flèches indiquées en A. L'inscription terminée, la mémoire est lue suivant les flèches indiquées en B, c'est-à-dire de bas en haut et de droite à gauche.

Le signal numérique provenant de la mémoire M₁ est transmis dans la tête d'enregistrement du disque D. L'enregistrement s'effectue de droite à gauche et de haut en bas.

Après l'enregistrement du dis-

que, on procède à la lecture de celui-ci. Le signal de lecture numérique est transmis dans la mémoire M_2 . Nous avons supposé que les rayures du disque produisent des bits erronés, que ces bits se manifestent pendant la troisième ligne, c'est-à-dire le troisième octet inscrit dans la mémoire M_2 .

Le mode d'inscription des bits dans la mémoire M_2 est conforme à celui indiqué en C dans la figure 1. La mémoire M_2 une fois remplie est lue suivant le mode de lecture indiqué en D. La lecture s'effectue de bas en haut et de gauche à droite.

Ce procédé de lecture permet de transposer les 8 bits erronés de la troisième ligne dans les huit lignes de la lecture indiquée en E' en réduisant le nombre de bits erronés par ligne, c'est-à-dire 8, à un seul bit erroné par ligne, donc par octet. Ce procédé est montré en D dans la figure 2.

Au lieu de corriger 8 bits par octet, le correcteur d'erreur ne rectifie qu'un seul bit erroné par octet, ce qui simplifie beaucoup sa réalisation.

Après correction, le signal sortant de M_2 , indiqué par E' en figure 2, ne diffère pas de celui qui entre dans le lecteur représenté par E dans la figure 1.

LA CORRECTION D'ERREURS

La figure 3 montre le système de correction de Richard Hamming. Les bits de données D_1, D_2, D_3 et D_4 sont transmis simultanément dans les trois mémoires A, B et C.

La transmission s'effectue dans l'ordre D_1, D_2, D_3, D_4 . La mémoire A reçoit les bits D_2, D_3 et D_4 . La mémoire B reçoit D_1, D_3 et D_4 . La mémoire C reçoit D_1, D_2 et D_4 .

Dans l'exemple de la figure 3, on a $D_1 = 1, D_2 = 1, D_3 = 0$ et $D_4 = 1$. La porte OU-exclusif P_1 de la mémoire B délivre dans ces conditions le premier bit de parité $P_1 = 0$ du fait que $D_1 = 1, D_4 = 1$ et $D_3 = 0$.

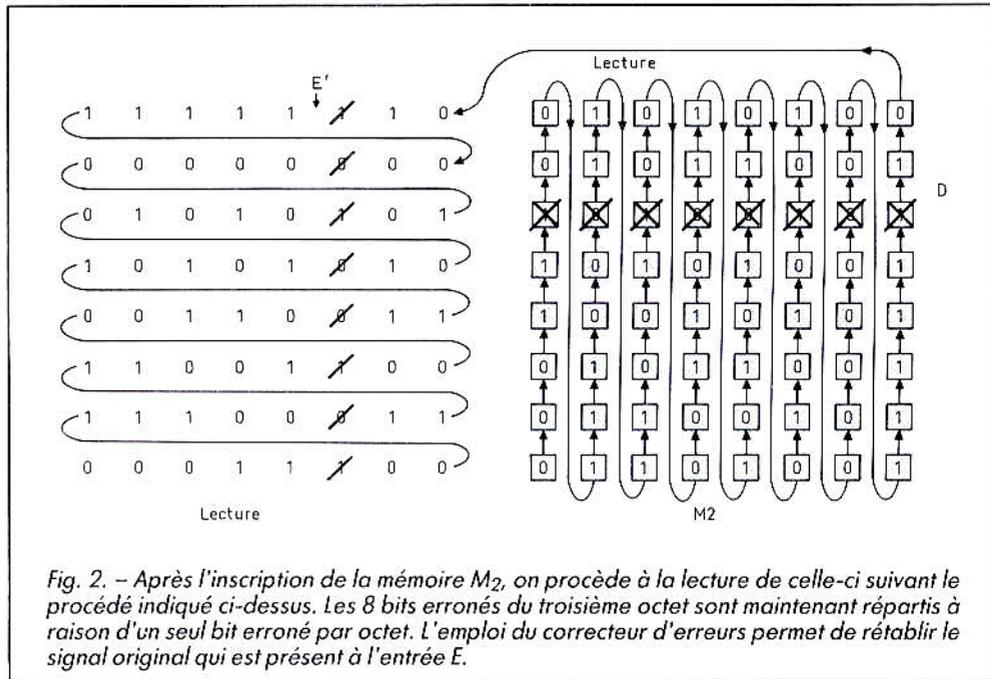


Fig. 2. - Après l'inscription de la mémoire M_2 , on procède à la lecture de celle-ci suivant le procédé indiqué ci-dessus. Les 8 bits erronés du troisième octet sont maintenant répartis à raison d'un seul bit erroné par octet. L'emploi du correcteur d'erreurs permet de rétablir le signal original qui est présent à l'entrée E.

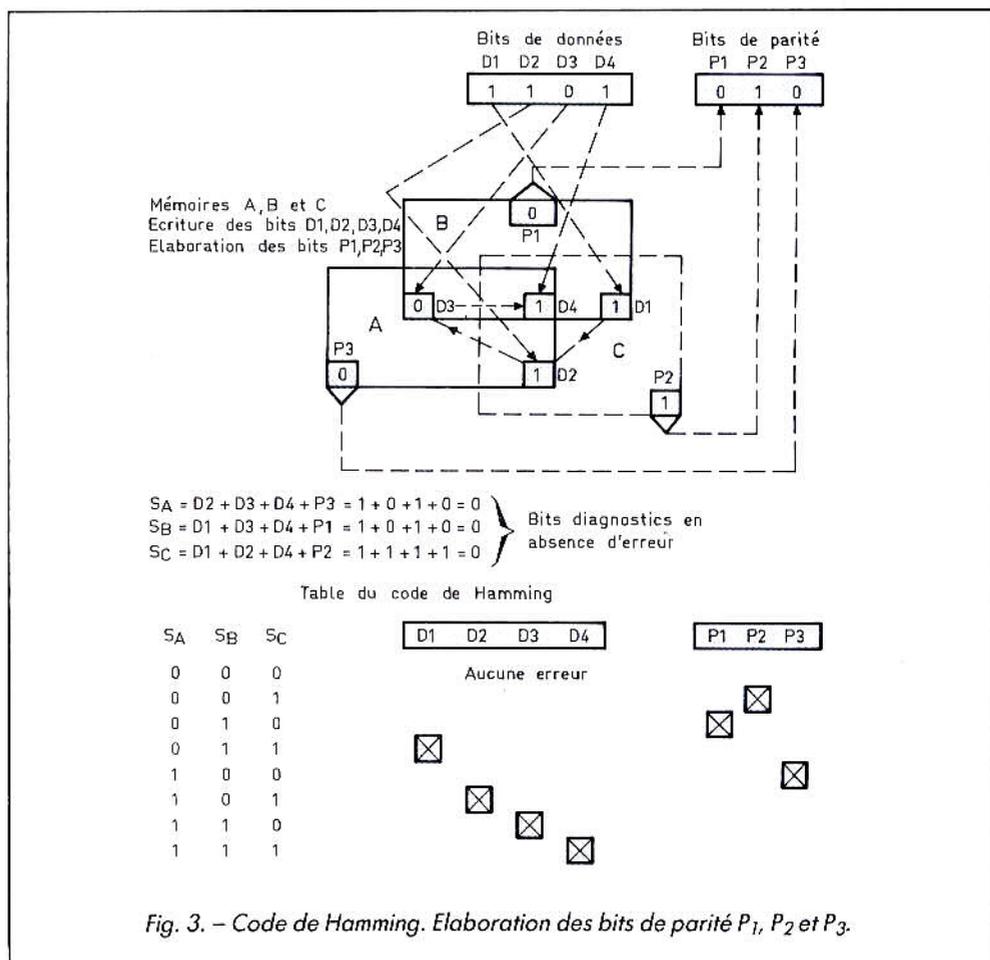
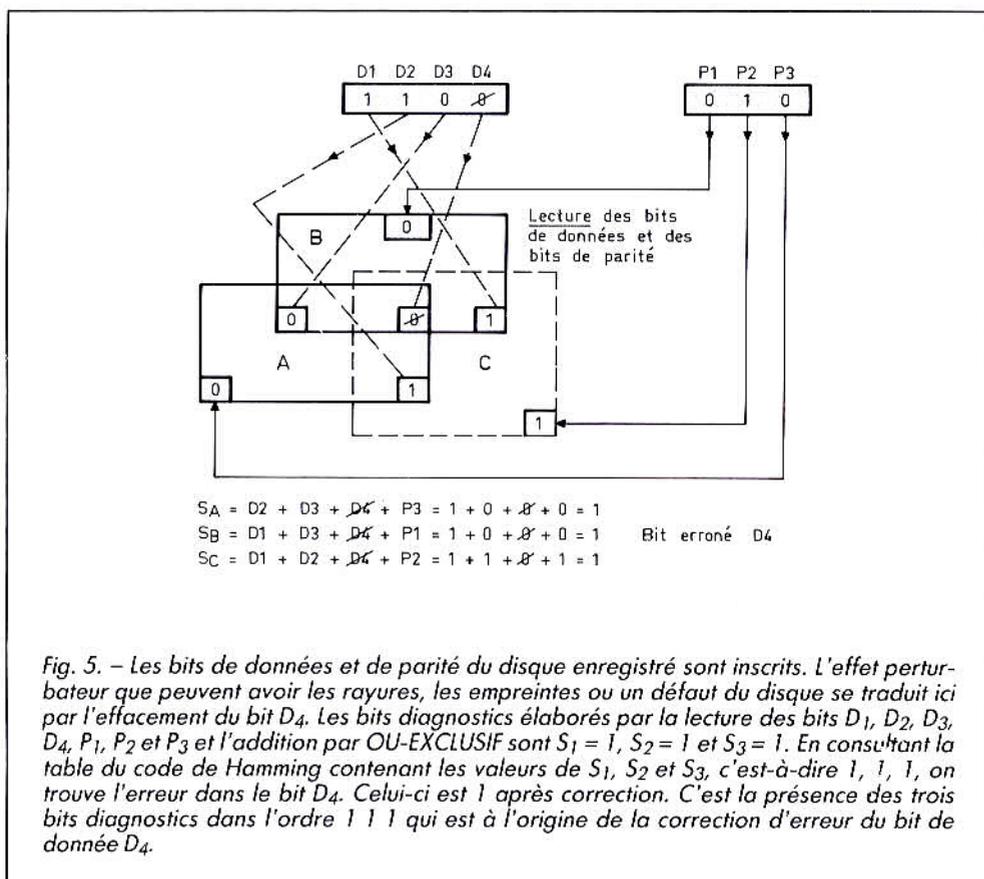
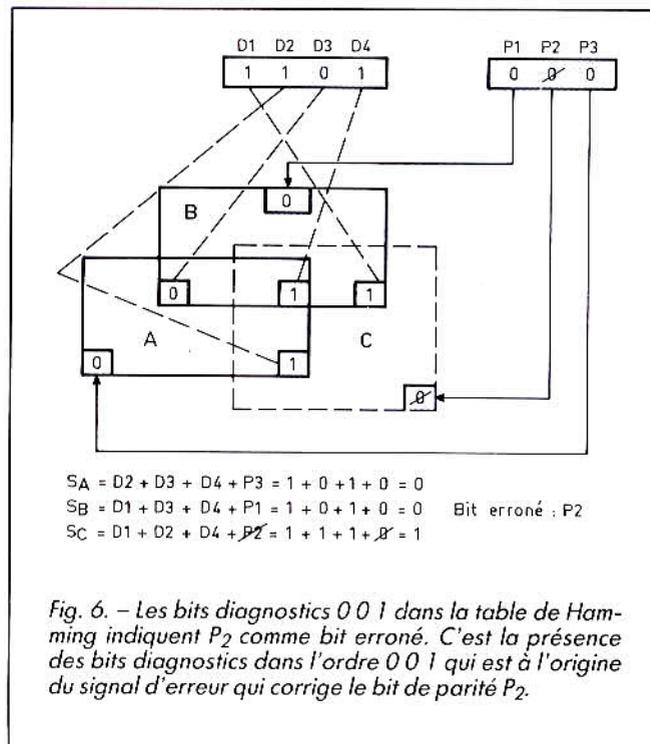
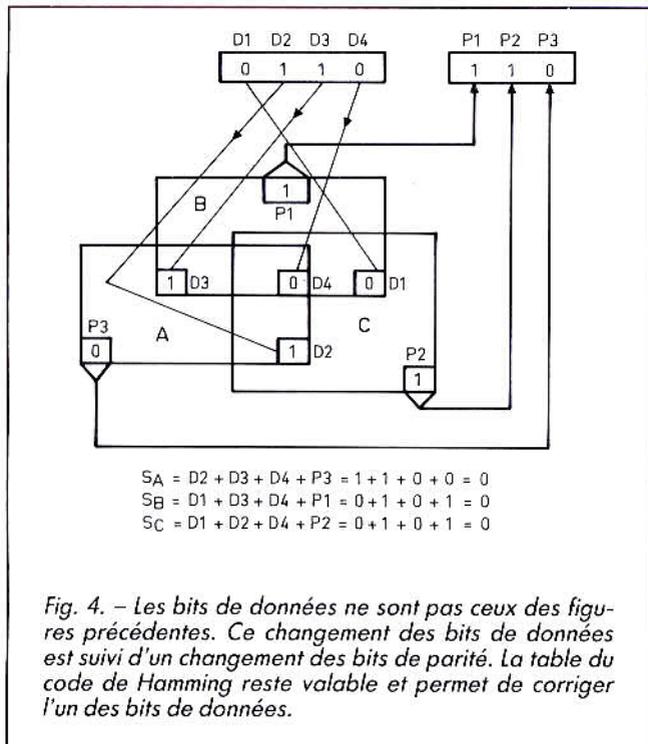


Fig. 3. - Code de Hamming. Elaboration des bits de parité P_1, P_2 et P_3 .



La porte OU-exclusif P2 de la mémoire C délivre le deuxième bit de parité P2 = 1 du fait que D1 = 1, D2 = 1 et D4 = 1.

La porte OU-exclusif P3 de la mémoire A délivre le troisième bit de parité P3 = 0 du fait que D2 = 1, D3 = 0 et D4 = 1.

Le OU-exclusif peut être résumé par 1 + 1 + 0 = 0 ; 1 + 1 + 1 = 1 et 0 + 0 + 1 = 1.

Connaissant les valeurs de D1, D2, D3, D4, P1, P2 et P3, il est possible de former 3 bits diagnostics qui sont :

$$S_A = D_2 + D_3 + D_4 + P_3$$

$$S_B = D_1 + D_3 + D_4 + P_1$$

$$S_C = D_1 + D_2 + D_4 + P_2$$

Dans l'exemple de la figure 3, on a S_A = 0, S_B = 0 et S_C = 0.

Ces trois bits peuvent assurer l'absence d'erreurs parmi les bits D1, D2, D3, D4, P1, P2 et P3 si S_A = S_B = S_C = 0. Le correcteur reste inactif dans ce cas.

Pendant la séquence suivante des bits de données et de parité, on peut observer par exemple D1 = 0, D2 = 1, D3 = 1, D4 = 0, P1 = 1, P2 = 1 et P3 = 0.

PHOTO MULLER

17, rue des Plantes,
75014 PARIS
Tél. (16-1) 45.40.93.65

TOKINA

(quantité limitée) livré emballage d'origine)

- GARANTI 1 AN - Port + 50 F**
- 3,5-17 mm 104° pour OLYMPUS 1 870 F
 - 2,8-24 mm pour MINOLTA ou OLYMPUS 1 140 F
 - SMZ 3,5-28-70 mm pour MINOLTA 1 290 F
 - SMZ 3,5-35-135 mm pour OLYMPUS 1 390 F
 - 8-500 mm à miroir pour MINOLTA ou PENTAX ou OLYMPUS ou NIKON 2 250 F
 - SZX 35-70 pour OLYMPUS 670 F
 - SZX 35-200 pour PENTAX PKA-RICOH 960 F
 - SZX 80-200 pour OLYMPUS 765 F
 - SZX 35-70 + 80-200 pour OLYMPUS, les 2 1 260 F

KIEV 88 TTL

Reflex 6 x 6 mono objectif

Objectif interchangeable

Livré avec 2,8-80 - capuchon de visée + prisme Cds

+ 2 dos 120 + sac cuir + filtre + para

Garanti 1 an. Complet 6 100 F

avec port 6 160 F

Obj. complétement. Nous consulter

LE COIN DES AFFAIRES

TOKURA (port + 50 F)

FLASH avec piles

- 3021 NG 21, Auto., 2 diaph. 230 F
- 3025 NG 25, Télézoom, thyristor, multidedicated 425 F
- 4030 autofocus NG 32 pour OLYMPUS - CANON EOS - NIKON 765 F

CONVERTISSEUR G.A. + TELE VIDEO

0,55 et 1,5 X one touch. Livré en Ø 46-49, étui 570 F

Zoom 28-70 PENTAX - RICOH PKA 670 F

ZOOMS AUTOFOCUS

28-70 MINOLTA DYNAX 960 F

35-70 MINOLTA DYNAX 760 F

35-135 MINOLTA DYNAX 1 210 F

70-210 MINOLTA DYNAX ou NIKON AF 960 F

KIT 24 x 36 REFLEX KX25 avec zoom 35-70 1 200 F

- Prisme redresseur cds KIEV 88 compatible

Hasselblad 1 930 F fco 1970 F

Zoom OZUNON

3,8-4,8, 70-200 NIKON AIS 670 F fco 720 F

one touch macro + étui.

Zoom PRAKTIKAR 35-70 PB

pour B&A - B 100 - B 200 - BCI - BX 650 F fco 690 F

VIVITAR (port + 50 F)

3,5 - 17 mm pour OLYMPUS - PENTAX K 1 735 F

2,8 - 28 mm pour NIKON AIS 475 F

2,8 - 100 macro rapport 1/1 pour OLYMPUS -

PENTAX KA - CANON 2 180 F

120 - 600 pour MINOLTA 5 000 F

MINOX 35 Touring

Série limitée. 2 415 F (fco 2 465 F)

SPECIAL CHINE

• GREAT WALL - Reflex mono-obj. 4,5 x 6 - 6 x 6

1 495 F avec port 1 545 F

• SEAGULL 4-103 - Reflex 6 x 6 b-objectif

930 F avec port 980 F

- Bagues permettant de monter le 42 à vis sur boîtiers :

(en conservant l'infini) MINOLTA - CANON - PENTAX -

CONTAX - YASHICA - MAMIYA - RICOH - KONICA -

FUJICA - MINOLTA AF pièce 185 F fco 190 F

- Pour NIKON - ROLLEI - PRAKTIKA -

CANON EOS pièce 220 F fco 250 F

- Bague pour obj. MINOLTA MD sur

MINOLTA AF 435 F fco 446 F

- Bague pour obj. CANON FD sur

CANON AF EOS 435 F fco 465 F

- Bague monture C pour objectif photo sur caméra

vidéo. Existe en Ø 42 vis PENTAX - NIKON - MINOLTA -

CANON - OLYMPUS - KONICA - CONTAX - YAS-

HICA - FUJICA pièce 290 F fco 320 F

Diapos 135-36 vues AGFACHROME CT 100

péremption 4,91

les 6 175 F les 24 580 F

les 12 290 F les 48 1 050 F

• LOT de 10 ORWO Noir Blanc

en NP 15 (25 ASA) - NP 22 (125 ASA) - NP 27 (400 ASA)

en 135/36 - le lot 180 F + port 35 F

en 120 - le lot 100 F + port 35 F

Ouvert du mardi au vendredi de 9 h 30 à 12 h 30

14 h 30 à 19 h 15 - Samedi de 9 h 30 à 13 h 00 - 14 h 30 à 19 h

Bus 28 - 96 - 62 - Métro : Alesia ou Perrety

H.P. 11/90

SELECTIONNEE PAR «PARIS PAS CHER 91»

Avec ces nouveaux bits, le correcteur élabore d'abord P_1 , P_2 et P_3 et ensuite, à l'aide du même procédé que celui de la figure 3, les bits de diagnostics S_A , S_B et S_C . On obtient dans ces conditions $S_A = S_B = S_C = 0$, c'est-à-dire l'absence de bits erronés.

La séquence suivante est celle de la figure 5 avec $D_1 = 1$, $D_2 = 1$, $D_3 = 0$ et $D_4 = 0$ erroné.

L'élaboration des bits diagnostics se traduit par $S_A = 1$, $S_B = 1$ et $S_C = 1$. L'apparition de ces trois 1 produit un signal de correction qui fait passer D_4 sur 1.

La table de correction de Hamming montre en figure 3 le bit erroné D_4 lorsque $S_A = S_B = S_C = 1$.

Pendant la séquence suivante, les bits de données sont $D_1 = 0$, $D_2 = 1$, $D_3 = 0$, $D_4 = 1$, $P_1 = 0$, $P_2 = 1$ et $P_3 = 0$.

Le correcteur élabore les bits $S_A = 0$, $S_B = 1$ et $S_C = 1$. Ces trois bits 0, 1, 1 produisent un signal de correction qui agit sur la case du bit D_1 dans la mémoire B de la figure 3, conformément à la table de correction qui indique D_1 comme erroné quand $S_A = 0$, $S_B = 1$ et $S_C = 1$.

REMARQUE CONCERNANT LES BITS DE PARITE

L'élaboration des bits diagnostics exige d'abord la création des bits de parité P_1 , P_2 et P_3 par addition OU-exclusif de D_1 , D_3 , D_4 pour P_1 ; D_1 , D_2 , D_4 pour P_2 , et D_2 , D_3 , D_4 pour P_3 .

Le bit diagnostic S_A est dû à l'addition OU-exclusif de D_2 , D_3 , D_4 et P_3 .

Le bit diagnostic S_B est l'addition OU-exclusif de D_1 , D_3 , D_4 et P_1 .

Le troisième bit diagnostic est encore une addition OU-exclusif mais de D_1 , D_2 , D_4 et P_2 . Ceci est montré en figures 3 et 4.

Pendant la lecture des bits de données et des bits de parité, on retient ces bits dans les mémoires afin de pouvoir pro-

céder aux additions par OU-exclusif qui créent les trois nouveaux bits qui sont désignés par S_A , S_B et S_C .

Dans la lecture montrée en figure 5, les additions par OU-exclusif donnent $S_A = 1$, $S_B = 1$ et $S_C = 1$. Ces trois 1 produisent, conformément au code de Hamming, une correction d'erreur destinée au bit de donnée D_4 .

Si les bits provenant de la lecture et inscrits dans les mémoires A, B, C sont ceux de la figure 6, leurs additions par OU-exclusif produisent $S_A = 0$, $S_B = 0$ et $S_C = 1$. La formation de ces trois bits 0, 0 et 1 se traduit par une impulsion qui rectifie P_2 et le porte à 1.

Les bits erronés que nous avons montrés dans les figures 5 et 6 proviennent des rayures du disque. Pendant la

fabrication du disque, des bits erronés se produisent également. Nous décrivons la correction d'erreurs de ces bits dans un autre article.

R. ASCHEN

BIBLIOGRAPHIE

Hamming, Richard W., Coding and Information Theory. Englewood Cliffs, N.J. : Prentice Hall, 1986.

BERNARD CORDE
DEPUIS 1965

8, Av. de la Porte BRANÇION
75015 PARIS - Tél. : 42.50.99.21
Sortie périphérique : Porte Brancion
Stationnement facile.
Métro Porte de Vanves.
Ouvert tous les jours de 9 H 30 à 12 H
14 H à 19 H (sauf dimanche et lundi matin)

ENCEINTES
PROFESSIONNELLES

AMPLI DE SONO

RETOUR DE SCENE
AMPLIFIEB. CORDE,
UN MADE IN FRANCE
APPRECIÉDocumentation
sur demandeTOUTE NOTRE
PRODUCTION
EST EN
DEMONSTRATION
PERMANENTE
DANS NOTRE
NOUVEAU
MAGASIN

LES FAMEUX MODULES AMPLI B. CORDE

Documentation sur demande



50 W eff. 8 Ω 190^F T.T.C. + 51 F exp.
Alimentation pour 2 modules
262^F T.T.C.
130 W eff. 8 Ω 395^F T.T.C. + 51 F exp.
Alimentation pour 2 modules
305^F T.T.C.

300 W eff. 8 Ω/480 W eff. W 4 Ω 1520^F T.T.C.
+ 51 F expédition - Alimentation pour 2 modules 860^F T.T.C.

500 W eff. 8 Ω/680 W eff. 4 Ω avec ventilateur
1900^F T.T.C. - 51 F expédition.
Alimentation pour 1 module 860^F T.T.C.

Convertisseur 12/24 V continu, 220 V alternatif

125 W - 12 VDC - 220 VAC 378 F TTC exp. + 59 F
125 W - 24 VDC - 220 VAC 469 F TTC exp. + 59 F
250 W - 12 VDC - 220 VAC 769 F TTC exp. Port : 71 F
250 W - 24 VDC - 220 VAC 881 F TTC exp. Port : 71 F
300 W - 24 VDC - 220 VAC 1531 F TTC exp. Port : 71 F
600 W - 24 VDC - 220 VAC 4500 F TTC exp. + Port dû

Convertisseur chargeur-Gruppe secours 300 W - 12 VDC - 220 VAC
2643 F TTC exp. Port dû

2 x 150 W
VENTILÉ

eff. 8 Ω

1980^F TTC

expédition : Port dû

300 W eff. 8 Ω. Technologie de pointe - 3200^F T.T.C.2 x 480 W eff. 4 Ω - 6200^F T.T.C.PRODUCTION
B. CORDEDocumentation
sur demande

« ONE BIT » :

Les procédés PLM de Sony et PEM de JVC

La description suivante concerne l'aspect technique du fonctionnement du nouveau convertisseur type CXD-2552 de Sony. Ce convertisseur est constitué d'un étage final PLM (Pulse Length Modulation), d'un « Extended Noise Shaper », ou conformateur de bruit amélioré, et d'une section de synchronisation interne. Ensuite, nous étudierons le procédé PEM de JVC. Révélé au début de 1990, le PEM (Pulse Edge Modulation) succède au Mash (chip MN 6471 de Matsushita) utilisé dans la génération des lecteurs CD de la marque en 1989. Le LSI de la génération 1990 est dû à JVC sous la référence JCE 4302. Il intègre un filtre numérique, un conformateur de bruit et un double convertisseur N/A à largeur d'impulsion, ce dernier élément justifiant l'appellation PEM, comme nous le verrons en détail.

LE PLM DE SONY

Il s'agit d'un générateur d'impulsions calibrées de très haute précision, car piloté par une horloge rapide (donc précise dans l'expression des sous-multiples de sa fréquence) à 50 MHz. Ce chiffre peut faire douter, car on sait qu'en technologie C.MOS on ne peut guère compter que sur quelque 30 MHz au grand maximum.

Le convertisseur PLM peut fonctionner selon deux modes : en mode simple ou en complémentaire, ce dernier utilisant deux sections identiques pour de meilleures performances.

Le mode simple

Comme cela apparaît en figure 1, le convertisseur PLM peut sortir sept formes différentes d'impulsions, chacune constituée de combinaisons séquentielles de « 1 » et de « 0 » logiques en fonction des données soumises à l'entrée. En d'autres mots, la longueur des « 1 » logiques est modu-

lée selon une loi dépendante des valeurs des données en entrée. La valeur élémentaire (la plus courte durée de « 1 ») est fixée par une horloge à 45 MHz environ, soit approximativement 1 024 fois la fréquence d'échantillonnage de 44,1 kHz.

Cependant, la modulation de largeur d'impulsion génère normalement de la distorsion harmonique, dont la principale composante est d'ordre second. Ce phénomène n'est pas dû à une limitation de performances des circuits C.MOS à haute vitesse. La cause en est l'asymétrie des structures modulées de « 1 » et de « 0 » lorsque la longueur de « 1 » est variable. Tandis que la longueur de « 1 » est modulée directement par les données issues de l'étage précédent, le conformateur de bruit, celle de « 0 » résulte quant à elle d'un calcul du complément de la valeur assignée aux « 1 » par rapport à la valeur de modulation maximale. Le complément est divisé également par deux et ajouté à chacun des deux blocs. Cependant, une asymétrie est causée par un effet d'ouverture (déjà ren-

contré sur les convertisseurs à échelle, au-dessus de 10 kHz). L'effet d'ouverture est d'autant plus apparent que le rapport entre la largeur d'impulsion et la période de ces impulsions est grand. Une telle distorsion crée des harmoniques pairs, sa valeur augmente avec la fréquence audio à reproduire ; elle tend à augmenter également si la fréquence des impulsions PLM diminue. Pour être précis, elle varie en raison du carré de la fréquence audio et de l'inverse du carré de la fréquence des impulsions PLM. Comme ce dernier paramètre évolue autour de 50 MHz, cette distorsion reste infime, soit, dans la pratique, 100 dB au-dessous d'un signal à 10 kHz 0 dB.

Le mode complémentaire

Ce mode vise, on s'en doute, à éliminer ce résidu de distorsion harmonique. On pressent l'utilisation d'une composition différentielle, connue pour ses vertus en la matière. Mais ce type de distorsion ne peut pas être annulé par cette méthode

(analogique), pas plus que celle de l'inversion des impulsions (numérique) couplée à la composition différentielle. Il est nécessaire d'agir en amont par croisement des complémentaires à la valeur maximale (en numérique) et en composant les résultats en différentiel.

Cette méthode utilise deux convertisseurs PLM (par canal). Comme le montre la figure 1, l'un des deux convertisseurs sort une forme d'onde normale (en A) et son complémentaire (en B). La complémentarité apparaît clairement dans le fait qu'un « 1 » large en A fait apparaître un « 1 » étroit en B. Zéro reste inchangé, en toute logique. Les formes A et B sont composées différemment dans le convertisseur, et si l'on veut figurer la chose, c'est la forme d'onde C qui correspond au résultat de cette opération. La figure 2 montre les analyses de spectre respectives des formes d'ondes A et C, démontrant, pour la seconde, la réduction de distorsion harmonique.

Ce mode « complémentaire » est actuellement utilisé dans les modèles Sony DAS-R1a et CDP-X77ES. Enfin, utilisé conjointement à la technique dite « Direct Digital Sync » (voir plus loin), le convertisseur PLM présente une distorsion très faible : 0,001 % (bruit compris) à 0 dB au maximum.

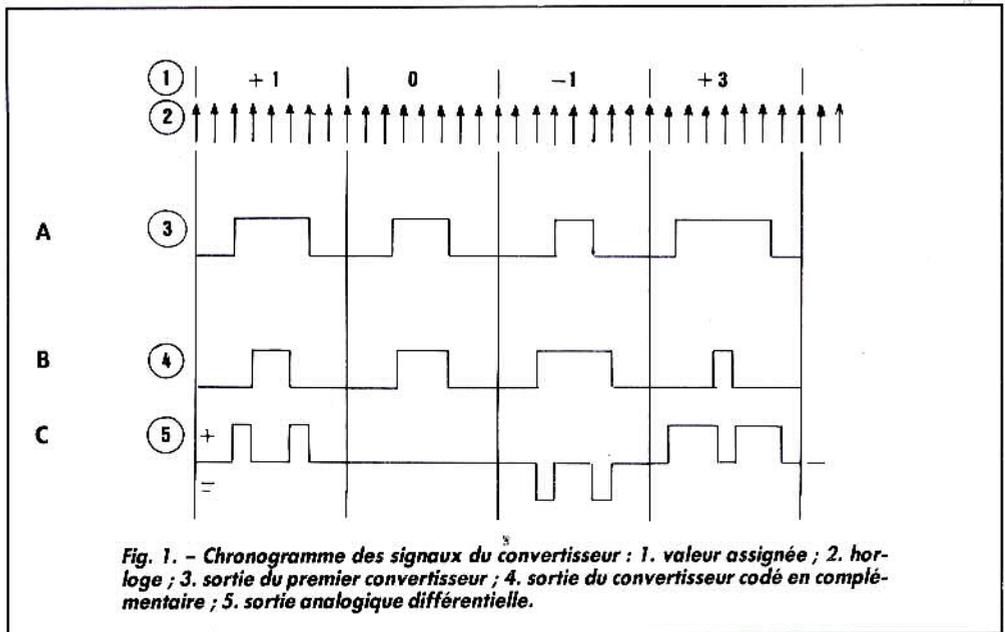


Fig. 1. - Chronogramme des signaux du convertisseur : 1. valeur assignée ; 2. horloge ; 3. sortie du premier convertisseur ; 4. sortie du convertisseur codé en complémentaire ; 5. sortie analogique différentielle.

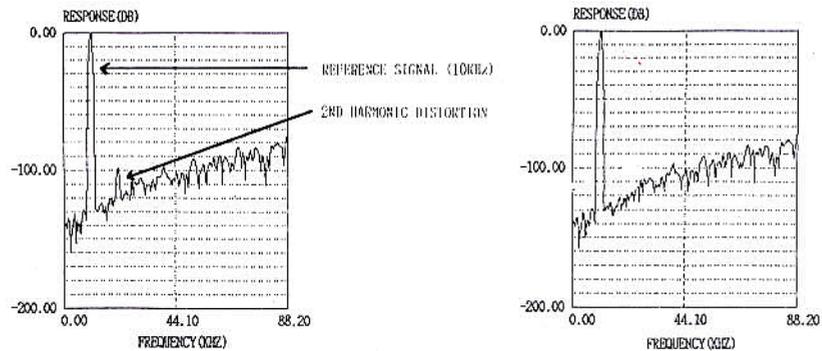


Fig. 2. - A gauche, spectre du signal analogique (10 kHz sinus) issu du convertisseur One Bit Pulse Sony, montrant un pic de distorsion par harmonique 2. A droite, le spectre du signal en mode complémentaire.

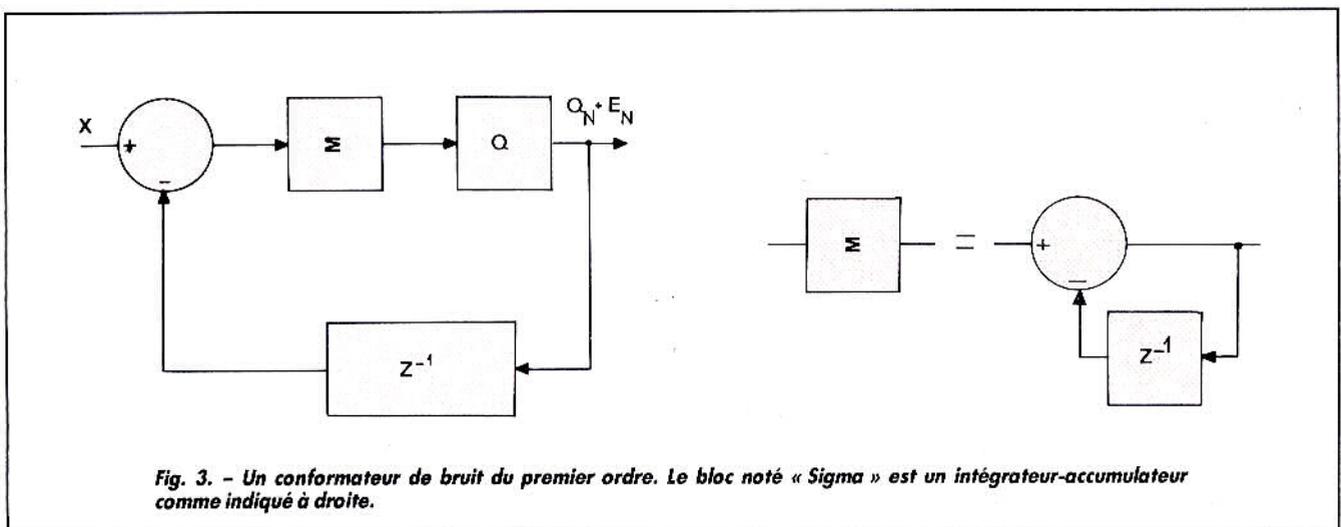


Fig. 3. - Un conformateur de bruit du premier ordre. Le bloc noté « Sigma » est un intégrateur-accumulateur comme indiqué à droite.

Le convertisseur de bruit

L'Extended Noise Shaper de Sony est une version à dynamique améliorée du conformateur de bruit du troisième ordre. Le qualificatif « Extended » fait allusion à la technique EFB (Extended Feed-Back). C'est ce circuit qui génère des données pour le convertisseur PLM.

La caractéristique de transfert sortie (Y)-entrée (X) du conformateur de base, d'ordre N, s'écrit (selon la notation en Z) :

$$Y = X + (1 - Z^{-1})^N \cdot Q$$

avec :

Y = valeur en sortie

X = valeur en entrée

Z^{-1} = opérateur de retard unitaire

N = ordre du conformateur

Q = valeur issue du quantificateur (signal d'erreur)

(voir fig. 2 pour le conformateur de bruit du premier ordre).

Cette caractéristique de transfert varie avec N, comme le montre la figure 3 : le bruit de requantification dans la bande audible décroît avec N croissant. Mais il croît beaucoup plus vite en dehors de cette bande, autour de la moitié de la fréquence d'horloge. On remarquera que le conformateur de bruit du quatrième ordre n'apporte que peu d'amélioration dans la bande audible par rapport à son homologue du troisième ordre, en revanche, le niveau de bruit généré hors bande est énorme et sa réjection par filtrage analogique, problématique. D'où la conclusion qu'il vaut mieux procéder avec un conformateur du troisième ordre, tout en augmentant la vitesse de traitement, ce qui repousse le spectre de bruit hors bande plus haut en fréquence. Sony a choisi cette solution, avec une vitesse d'opération située à 64 fois la fréquence d'échantillonnage. Par cet artifice, le bruit de re-conversion se situe au moins à 100 dB sous le signal, avec un simple filtre passe-bas analogique en sortie.

Si on procédait à la conformation de bruit telle qu'elle apparaît schématiquement en fi-

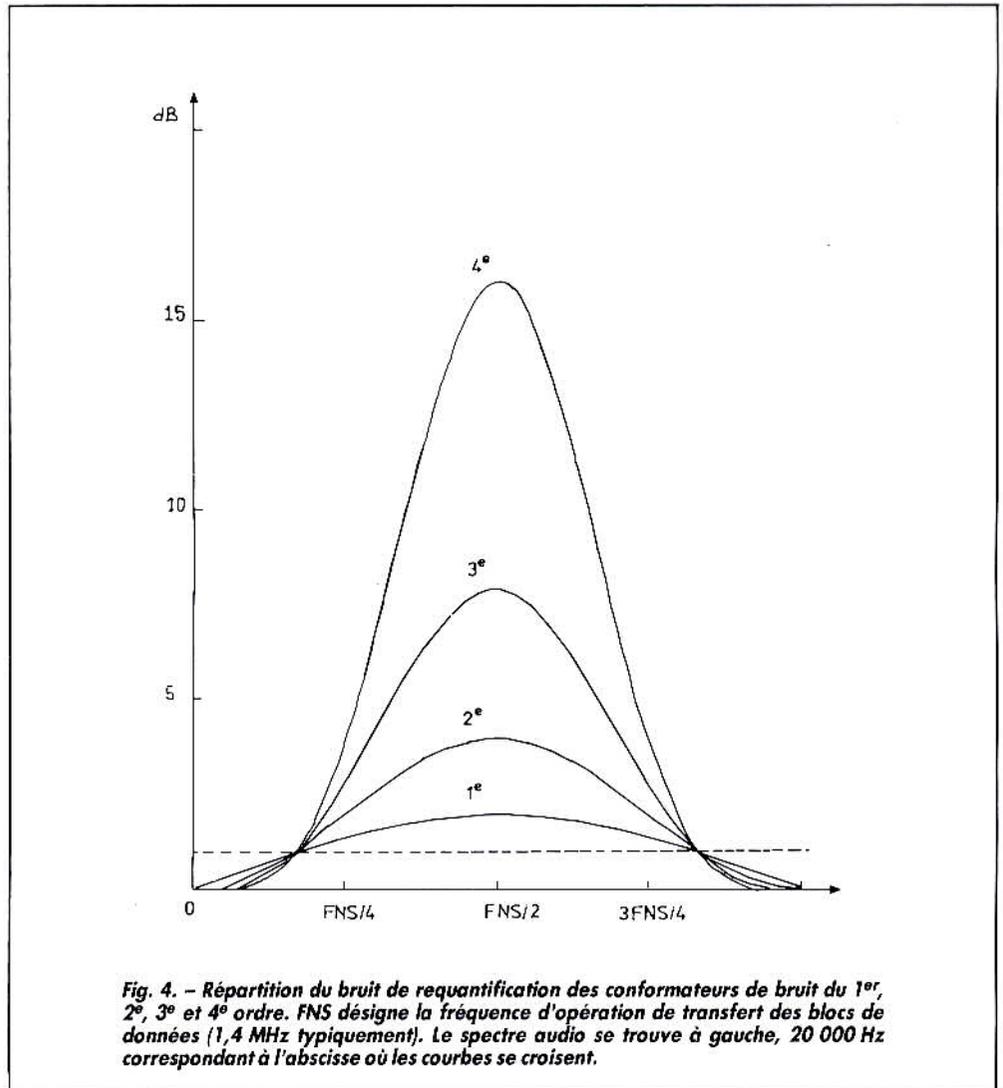


Fig. 4. - Répartition du bruit de requantification des conformateurs de bruit du 1^{er}, 2^e, 3^e et 4^e ordre. FNS désigne la fréquence d'opération de transfert des blocs de données (1,4 MHz typiquement). Le spectre audio se trouve à gauche, 20 000 Hz correspondant à l'abscisse où les courbes se croisent.

gure 3, la stabilité de l'opération pourrait souffrir de surcharges localisées dans l'intégrateur. Pour cette raison, on utilise un conformateur de bruit à étages multiples (Multi stage noise SHaping... qui peut s'abréger en M.A.S.H. !) pour maintenir la stabilité (fig. 5). Une conformation primaire s'effectue dans le premier étage, la composante de bruit étant alors sujette à une seconde conformation dans un second étage. Jusqu'à présent, pas de problème. Les techniciens avertis (ceux qui ont lu le H.P. n° 1769 d'octobre 1989 page 134) auront déjà reconnu le procédé MASH développé par Technics. Sony soulève toutefois un doute sur le procédé. Une simulation du fonctionnement montre, bien

que la sortie du second quantificateur puisse admettre trois valeurs ou plus, que le premier intégrateur du second étage (n'oubliez pas le guide !) peut être le sujet lui aussi à saturation. La solution à ce problème est donnée par un élément de circuiterie complémentaire, nommé pont EFB (Extended Feed-Back), comme il apparaît en figure 6.

Un flux de données passe du point A vers le point B. Comme le premier intégrateur du second étage reçoit des données en contre-réaction, ainsi que les données issues du quantificateur du premier étage, le pont EFB augmente la vitesse d'opération par transfert « prématuré » vers la sortie, via le quantificateur du premier étage. Avec pour conséquence une réduction de

format des données à la sortie du second quantificateur (deux valeurs au lieu de trois). Le résultat de cette opération apparaît dans une augmentation de dynamique admissible de 6 dB, tout en maintenant la stabilité globale du conformateur du troisième ordre.

Le spectre d'analyse de bruit démontre, dans la bande audio, une distribution de bruit croissante à 18 dB/octave, caractéristique du conformateur du troisième ordre.

La synchronisation interne directe

Le signal audio issu du convertisseur PLM résultant de la modulation de largeur d'impulsions, on conçoit que le

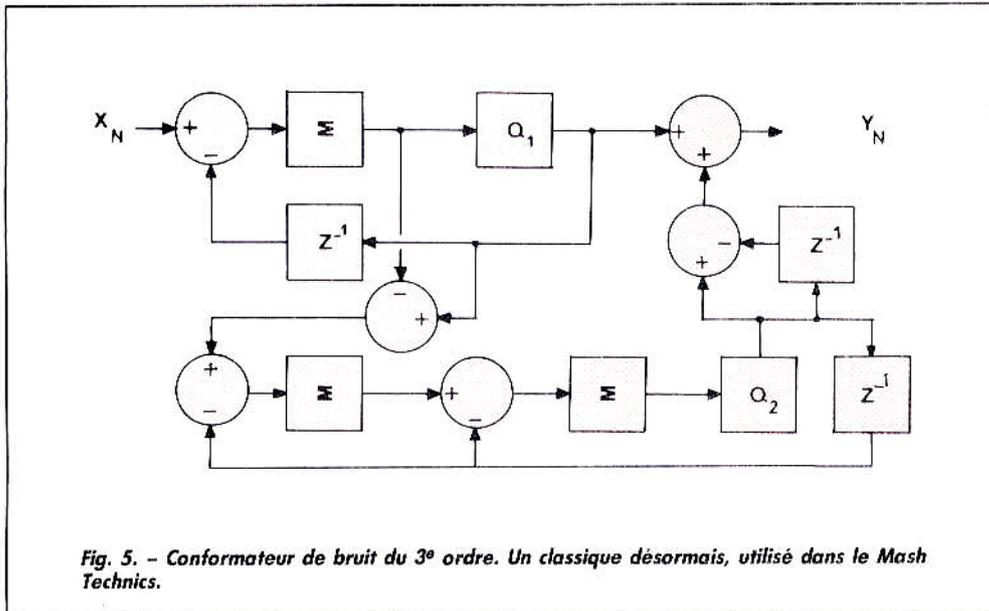


Fig. 5. - Conformateur de bruit du 3^e ordre. Un classique désormais, utilisé dans le Mash Technics.

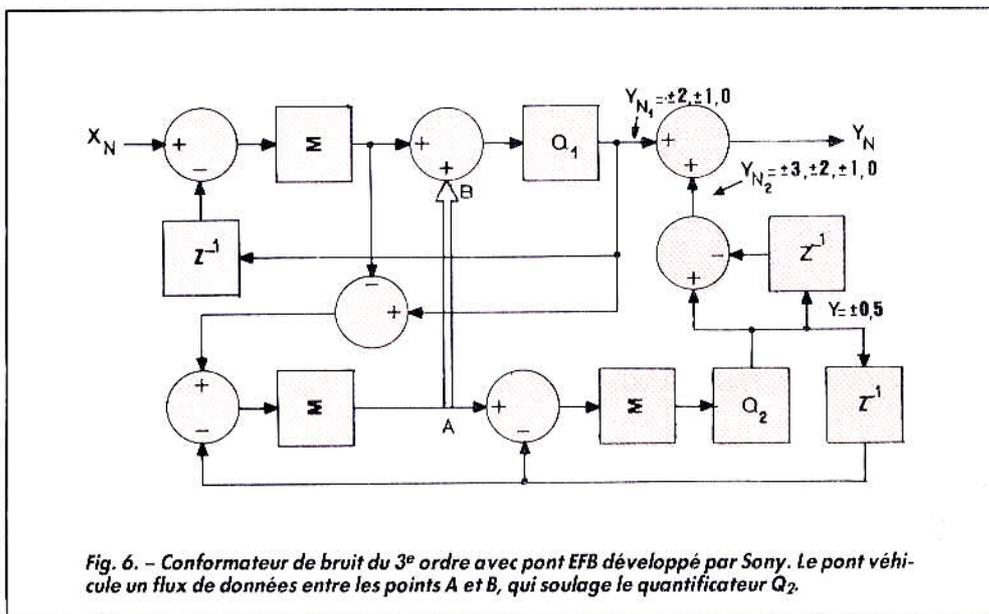


Fig. 6. - Conformateur de bruit du 3^e ordre avec pont EFB développé par Sony. Le pont véhicule un flux de données entre les points A et B, qui soulage le quantificateur Q_2 .

contrôle des valeurs temporelles joue un rôle prédominant dans la précision de la conversion. Déjà, les convertisseurs classiques étaient équipés de ce dispositif anticintillement (phénomène plus connu sous le nom de jitter). Dans le convertisseur PLM, cette fonction est intégrée dans le silicium de la puce. Un jeu de temporisateurs très précis pilote le PLM, le conformateur et on dispose de sorties de synchronisation pour un filtre numérique en amont (type CXD-1244 ou CXD-2551).

Le système complet

Le convertisseur PLM (CXD-2552), le filtre numérique, le filtre passe-bas analogique constituent l'ensemble de conversion nommé High Density Linear Converter. Bien que le convertisseur PLM montre une précision très élevée, les performances du système sont minimisées par celles du filtre numérique en amont. Pour cette raison, l'ensemble HDLC utilise un nouveau filtre numérique utilisant lui aussi la technique de la conformation de bruit (CXD-

1244) muni d'un accumulateur interne de 45 bits, nécessaire aux calculs pour le suréchantillonnage. 45 bits, cela ne constitue pas une performance en soi, au niveau d'un filtre numérique. Mais l'esprit du public étant sensibilisé à ce genre de chiffres (14, 16, 18, 20 bits avancés par la concurrence...) les gens de Sony (faut-il préciser qu'il s'agit d'habiles commerciaux) ont joué sur la confusion entre conversion et filtrage. D'où ce chiffre de 45 bits qui nous vaut un courrier et de nombreux appels téléphoniques.

LE PEM DE JVC

Il s'agit aussi d'un convertisseur à modulation de largeur d'impulsion, dont la sortie reproduit la différence vraie (et non pas complémentaire comme chez Sony) de deux trains d'impulsions calibrées en largeur. Chacun des deux signaux résulte d'une conversion PWM, opérée dans deux convertisseurs distincts, qui reçoivent le même message numérique issu du conformateur de bruit. La différence de fonctionnement des deux convertisseurs se situe dans le fait que l'un traduit la valeur consignée par un comptage dans le sens positif, tandis que l'autre active son compteur dans le sens du décomptage. Lorsque chacun a atteint la valeur consignée, il se remet à zéro. Un chronogramme simplifié de ce fonctionnement apparaît en figure 7.

Le conformateur de bruit

C'est un double « Noise Shaper » du second ordre qu'a retenu JVC pour ce circuit. La configuration directe du quatrième ordre souffrant de problème de stabilité, le recul du bruit de requantification dans la bande audio est supérieur à celui offert par un modèle du troisième ordre, mais de peu. En revanche, le bruit hors bande est élevé et n'est pas déporté aussi loin que chez Sony, par exemple, qui travaille à 64 fois la fréquence d'échantillonnage. JVC utilise ici une fréquence située à 32 fois F_e , soit l'équivalent de celle du MASH, avec une quantification primaire à 18 bits, comme ses concurrents.

Le filtre numérique d'entrée

À ce niveau, le suréchantillonnage est opéré à 8 fois la valeur de la fréquence normale. Le filtre consiste en un conformateur de bruit du premier ordre, dont les accumulateurs ont une capacité de 24 bits, la sortie s'effectuant sur 18 bits.

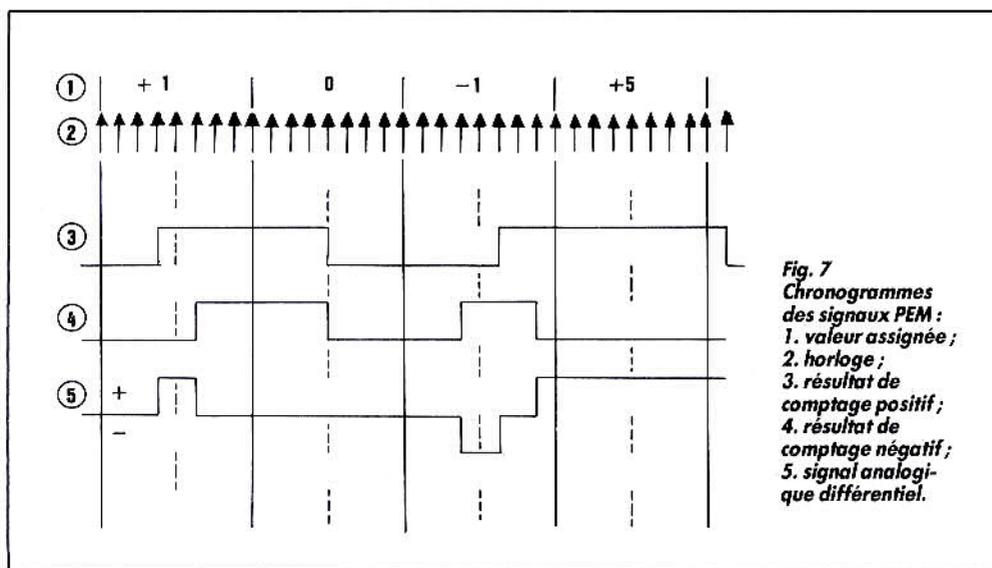


Fig. 7
Chronogrammes
des signaux PEM :
1. valeur assignée ;
2. horloge ;
3. résultat de
comptage positif ;
4. résultat de
comptage négatif ;
5. signal analogi-
que différentiel.

Démocratique

Ce chip équipe une grosse partie de la gamme des lecteurs CD de JVC, du bas au haut de la gamme. La technique du conformateur de bruit du quatrième ordre est la plus

récente de toutes. JVC l'utilise aussi pour la conversion analogique vers numérique dans sa dernière version de DAT domestique (sous forme de modulateur Delta/Sigma). D'autres firmes travaillent aussi sur le Noise Shaper du

quatrième ordre. C'est le cas de Motorola, pour des applications plus étendues (Télécoms vraisemblablement), et de Crystal Semiconductor, qui propose aussi ce genre de produit, mais destiné à l'audio. Il faut en effet rester

conscient du fait, qu'exception faite de Philips, ce genre de LSI n'a pu voir le jour que sous l'impulsion de grands laboratoires de recherche d'institutions appartenant au secteur public (cas de la NHK au Japon) ou privé (cas de NTT, dans le même pays, qui a largement contribué aux recherches de Technics avec le MASH, et de Sony avec le Pulse). ■

G.L.

Contributions

Y. Matsuya, K. Uchimura, A. Iwata, T. Kaneko : « A 17 bit Oversampling D-to-A Conversion Technology Using Multistage Noise Shaping ». IEEEJ, Solid State circuit, vol. 24, pages 969 à 975.

G. Le Doré : Convertisseur 1 bit : un peu de théorie et d'arithmétique. *Le Haut-Parleur*, n° 1769, octobre 1989, p. 136.

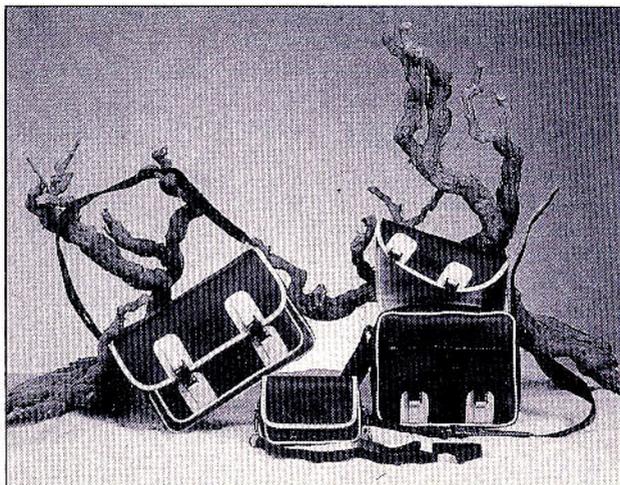
B L O C - N O T E S

LA VIDEO EN BANDOULIERE

Les fourre-tout Posso sont revêtus de caoutchouc pour une bonne protection du matériel. Noir et mat, ils sont ourlés d'un liseré beige, imperméables et indéchirables.

● Renò : mini sac pour appareil photo compact. Il se porte à l'épaule ou à la ceinture. Système de double fermeture par Velcro et glissière. Dimensions : 12 x 5 x 16 cm. Prix : 85 F.

● Palermo : sac photo avec trois compartiments adaptables par séparations mobiles, double fermeture par glissière et encliquetage. Sur le devant, deux poches pour effets personnels. Dimensions : 27 x 12 x 13 cm. Prix : 195 F.



● Acapulco : pour satisfaire à tous les besoins en photo et en vidéo, des séparations mobiles à Velcro permettent un aménagement personnalisé du compartiment principal. Une grande poche extérieure à fermeture Eclair offre l'espace supplémentaire, le tout recouvert d'un rabat avec fermeture à encliquetage sur le devant. Transport par courroie amovible. Dimensions : 32 x 20 x 19 cm. Prix : 290 F.

Distributeur : Posso, 121, avenue d'Italie, B.P. 304, 75624 Paris Cedex 13. Tél. : (1) 45.85.21.21.