

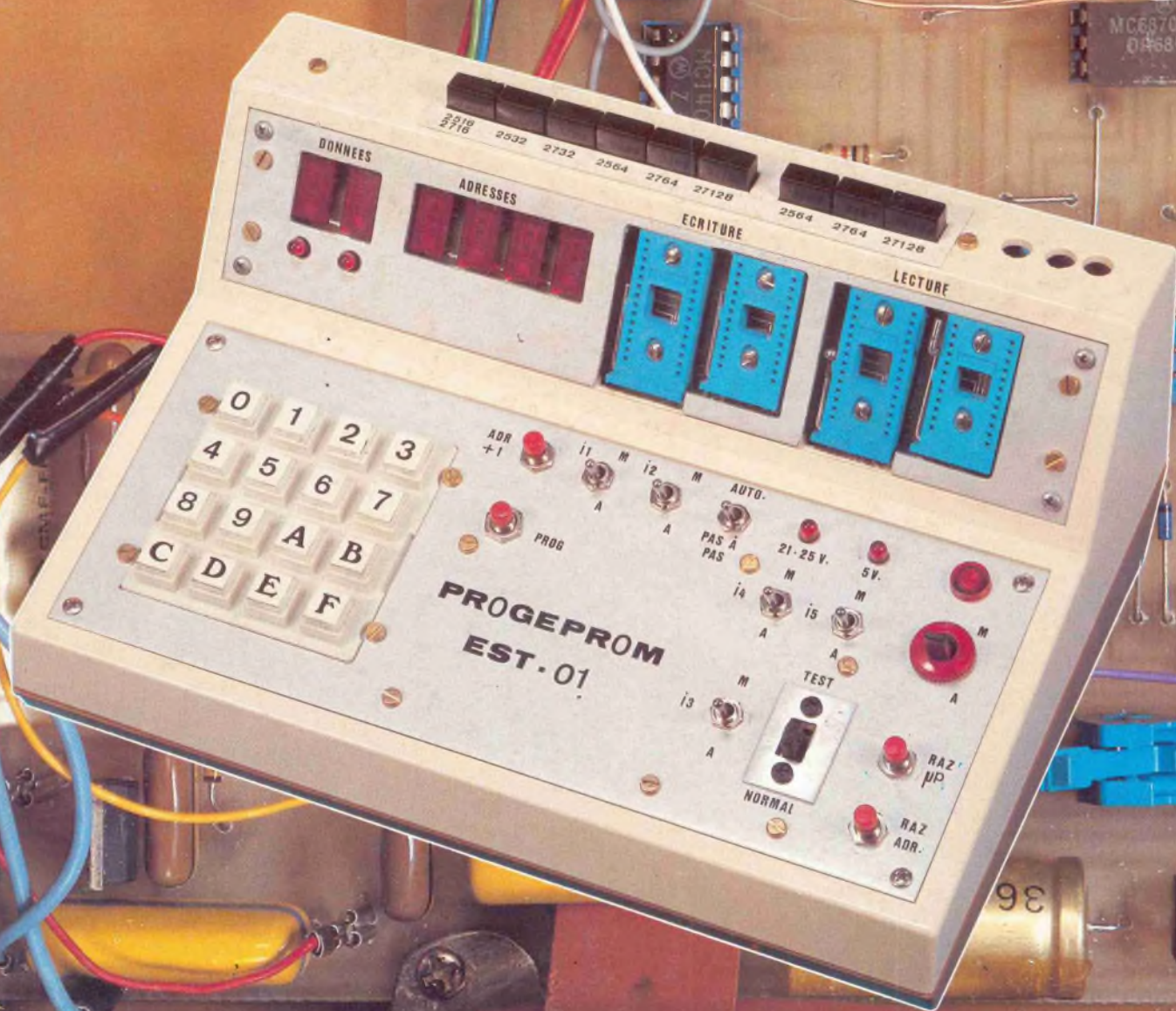
LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N°38

Lead

LE CONVERTISSEUR LM 331
CHASSE AUX INTERFERENCES
AMIGA: DEUX MICROS EN UN
PROGRAMMATEUR D'EPROMS
ALIMENTATION +5V ET +12V
INDICATEUR DE LUMINOSITE

ISSN 0753-7409



Led

Société éditrice :
Editions Fréquences
Siège social :
1, bd Ney, 75018 Paris
Tél. : (1) 46.07.01 97 +
SA au capital de 1 000 000 F
Président-Directeur Général :
Edouard Pastor

LED

Mensuel : 18 F
Commission paritaire : 64949
Directeur de la publication :
Edouard Pastor
Tous droits de reproduction réservés
textes et photos pour tous pays
LED est une marque déposée ISSN
0753-7409

Services **Rédaction-Publicité-
Abonnements** : (1) 46.07.01.97
Lignes groupées
1 bd Ney, 75018 Paris

Rédaction :
Directeur technique
et Rédacteur en chef :
Bernard Duval assisté de
Jean Hiraga
Secrétaire de rédaction :
Chantal Cauchois

Ont collaboré à ce numéro : Jean
Hiraga, A.R., Roger-Ch. Houzé,
P.F., A.C., Fernand Estèves, Oleg
Chenguelly, Guy Chorein, Thierry
Pasquier, Jean-Louis Fowler.

Publicité

Directeur de publicité :
Alain Boar
Secrétaire responsable :
Annie Perbal

Abonnements
10 numéros par an

France : 160 F
Etranger : 240 F

Petites annonces

Les petites annonces sont
publiées sous la responsabilité de
l'annonceur et ne peuvent se
référer qu'aux cas suivants :

- offres et demandes d'emplois
 - offres, demandes et échanges
de matériels uniquement
d'occasion
 - offres de service
- Tarif : 20 F TTC la ligne de 36
signes

**Réalisation-Composition-
Photogravure** Edi Systèmes
Impression
Berger-Levrault - Nancy

4

LED VOUS INFORME

L'actualité du monde de l'élec-
tronique, les produits nouveaux.

8

CONSEILS ET TOUR DE MAIN

Pas de bon ouvrier sans bons
outils et pas de bons outils sans
bon artisan.

14

EN SAVOIR PLUS SUR LE CONVERTISSEUR TENSION/FREQUENCE LM 331

Le LM 331 est un convertisseur
tension / fréquence (VFC) révers-
ible. Cela signifie qu'il a deux
modes de fonctionnement fonda-
mentaux : dans le premier, il réa-
lise la conversion d'une tension
d'entrée en fréquence, dans le
second il convertit la fréquence
d'entrée en tension.

20

EN SAVOIR PLUS SUR LA CHASSE AUX INTERFERENCES

Des exemples d'interférences on
en constate un peu partout en
France depuis l'apparition de la
«5» et de TV6. Elles sont heureu-
sement circonscrites à des
régions précises où des solu-
tions assez simples ont été pro-
posées.

29

RACONTE-MOI LA MICRO-INFORMATIQUE

Comment se connecter au ser-
vice Télétel : la télématique a fait
une entrée fracassante dans les
foyers français. Le minitel est
maintenant un objet de consom-

mation courante au même titre
qu'une chaîne hifi ou un micro-
ordinateur.

35

MAGAZINE : AMIGA, L'ALLIANCE DE L'INFORMATIQUE ET DE LA VIDEO

Tout à la fois le premier d'une
nouvelle génération d'appareils
et de conception révolutionnaire,
le micro-ordinateur Amiga de la
firme Commodore réalise un rêve
formulé depuis fort longtemps :
l'alliance de l'informatique et de
la vidéo.

40

KIT : PROGRAMMATEUR D'EPROMS AUTONOME (1^{re} PARTIE)

Plusieurs réalisations de pro-
grammateurs d'Eproms ont été
proposées dans diverses revues.
Cependant pour chacune d'elle il
fallait obligatoirement posséder
un micro-ordinateur compatible
avec la réalisation proposée.
Celui que nous vous proposons
de construire est entièrement
autonome et possède son propre
micro-ordinateur.

52

KIT : ALIMENTATION POUR MICRO-ORDINATEUR : +5 V ET ±12 V

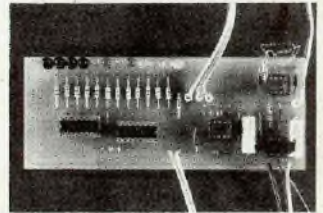
Les caractéristiques d'une ali-
mentation pour micro dépendent
des spécifications des circuits
logiques. Les spécifications de la
famille la plus «sensible», la TTL
en l'occurrence, servent de réfé-
rence.

Le montage proposé délivre trois
tensions régulées. Un ensemble
élaboré de protections maintient
cette tension dans une plage
normale d'utilisation.

60

KIT : INDICATEUR QUANTITATIF DE LUMINOSITE

Le montage proposé sert à
mesurer la dose de lumière reçue
durant une période donnée. En
ce sens, il s'agit d'un montage
susceptible d'avoir plusieurs
applications. A l'origine, ce mon-
tage a été développé dans le but
de connaître le rayonnement
solaire reçu par des plantes
d'appartement.



68

KIT : UN ENSEMBLE TRIPHONIQUE COMPACT

Le système décrit est de la plus
haute qualité. Le raccordement
acoustique des deux satellites et
du subwoofer s'effectue en fil-
trage passif. Le volume interne
du satellite est de 9 l et celui du
subwoofer de 44 l. La fréquence
de raccordement s'effectue à
70 Hz.

75

GRAVEZ-LES VOUS-MEME

Un procédé qui vous permettra
de réaliser vous-même, en très
peu de temps, nos circuits impr-
més.

79

MOTS CROISES

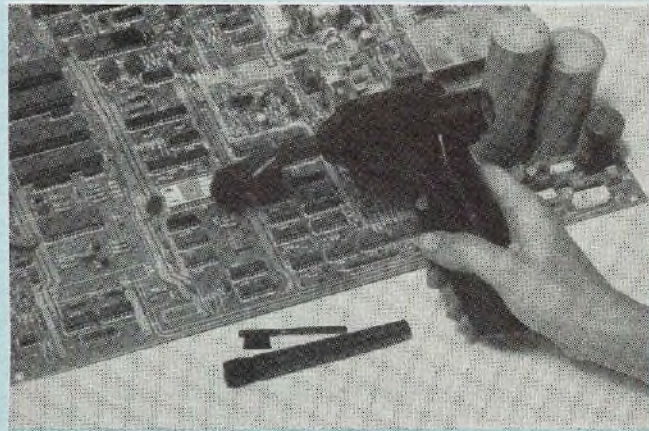
HBN ELECTRONIC

Spécialisé dans la fabrication et la distribution de matériels électroniques, HBN Electronic aura réussi en deux ans à se faire une place sur le marché de la micro-électronique. Plus de 500 modèles du micro-ordinateur semi-professionnel Guépard, développé à 30 % sur un prêt de l'ANVAR, ont été vendus pendant les neuf premiers mois de l'année 1985.

Avec un chiffre d'affaires de 2,5 millions de francs, HBN Electronic offre un service global en se chargeant de la fabrication, de la vente et de la prestation de services.

Visant tout particulièrement les marchés de l'administration et des chambres syndicales professionnelles, cette société a su faire évoluer son produit en commercialisant une carte logicielle totale avec l'IBM PC.

HBN Electronic, B.P. 2739 51060 Reims Cedex. Tél. 26.89.01.06.



ASPIR'JELT

Enfin un appareil léger, pratique pour nettoyer tous les matériels informatiques, Hifi, Vidéo, radio télévision, électronique, téléphonie, optique, bureautique...

Dans la plupart des cas de nettoyage de matériel électronique et informatique, les moyens conventionnels, chiffons, brosses, ne peuvent convenir, soit par manque d'accessibilité, soit par le danger de détérioration qu'implique leur utilisation.

ASPIR'JELT, grâce à ses différents modèles d'embouts-pinceaux, va chercher la poussière et les salissures partout où elles se trouvent, même dans les endroits difficiles d'accès :

- claviers, grilles de protection ou décoratives, entourages de cadrans, glissières, rainures, moulures décoratives, interstices, etc...

Les embouts agissent comme un pinceau et décollent les salissu-

res, le moteur les aspire immédiatement et les concentre sur un filtre.

ASPIR'JELT, est suffisamment puissant pour absorber la poussière, les cendres, les poudres de papier des guides d'imprimantes, et même récupérer des petites pièces : rondelles, clavettes, etc...

ASPIR'JELT reste cependant sans danger pour les circuits et les montages électroniques : de faible voltage (3 volts), il est complètement isolé par un boîtier entièrement en plastique isolant : aucune pièce métallique n'est jamais en contact avec les matériels à nettoyer.

Léger et peu encombrant, ASPIR'JELT trouve sa place dans chaque valise de dépannage, tiroir de secrétariat, atelier de maintenance et peut être utilisé partout puisque complètement autonome :

- pas de fil qui s'entortille et risque de se prendre dans les

CX 330

Cette calculatrice de 6,7 mm d'épaisseur est présentée en trois coloris laque, elle saura vous séduire. Sa minceur et son poids de 40 g vous permettront de toujours l'avoir sur vous.

Spécifications

Capacité : 8 chiffres

Décimalisation : flottante

Mémoire : 1 mémoire

Constant : 1

Coupe-circuit automatique en cas de non-utilisation.

Opérations : 4 opérations, calculs de pourcentage, extraction de racines carrées, témoin occupation de la mémoire.

Dimensions : 56 x 94 x 6,7 mm

Poids : 40 g.

Autonomie : 2 000 heures.



Sanyo 8, avenue Leon Harmel
92160 Antony. Tél. (1)
46.66.21.62.

MISTRAL

MICROMUST propose en exclusivité MISTRAL, interface télématique intelligente se connectant au Minitel.

Doté d'une architecture à base de micro-processeur, MISTRAL permet dans sa version de base la mémorisation d'une dizaine de pages-écran ou d'une cinquantaine dans une version «gonflée». La consultation et l'annulation sélectives des pages de la mémoire ainsi que leur intégration dans un journal cyclique paramétrable, sont rendues possibles aussi bien sous serveur qu'en mode local (hors connexion).

Grâce à ses deux sorties Parallèle (Centronics) et Série (de 300 à 9 600 bauds programmables), MISTRAL permet la copie totale des pages serveurs ou des pages mémorisées en mode texte, en mode graphique (positif/négatif) et en mode transparent (édition directe sur 80 colonnes) sur toutes les imprimantes courantes du marché ainsi que leur sauvegarde sur micro-ordinateur.

Un mini-traitement de textes local donnera toute sa puissance au MISTRAL, en mode répondeur télématique permettant à son utilisateur de mémoriser lui-même un certain nombre de pages qui défileront sur l'écran d'un Minitel distant, l'appelant pendant son absence.

Proposé au prix de 1 430 HT., dans sa version de base, MICROMUST offre la puissance de MISTRAL à tous les utilisateurs du Minitel.



MICROMUST 5, allée des Normandes, 78112 Fourqueux. Tél. : 30.61.27.72.

MAS MULTIPYRO

Manumasure commercialise le Mas Multipyro. C'est un indicateur numérique de température encastrable, 2 000 points, format 48 x 96

Le Mas Multipyro peut être configuré directement sur l'installation, par un jeu de minicommutateurs, pour entrées sur couples type J, K, E, S ou B. L'actionnement des minicommutateurs est une manipulation extrêmement simple, aucune autres opération, étalonnage ou pré-réglage, n'est requis. Cette souplesse d'emploi est due à la mise en œuvre d'une technologie à base de microprocesseur.

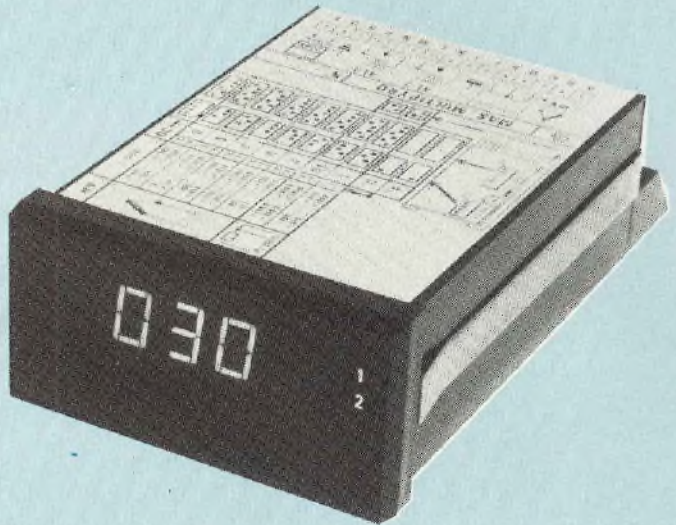
L'adjonction d'une carte enfichable permet en outre de raccorder le Mas Multipyro à une résistance thermométrique Pt 100 Ω (avec 2 échelles sélectionnables par mini-commutateurs).

Toutes les échelles de mesure, en degré Celsius, peuvent être affichées en degré Fahrenheit (action sur un minicommutateur). Deux sorties sur relais à contacts inverseurs, correspondant à deux seuils d'alarme, ajustables sur la totalité de l'échelle (en face avant). Ils permettent d'assurer une réelle fonction de surveillance (préalarme et alarme). Un témoin lumineux est affecté à chaque seuil.

Le raccordement s'effectue, au choix, par connecteurs débrochables à vis ou à souder.

Le dépassement des limites du calibre est indiqué par l'affichage « H.L. » clignotant. D'autre part, la rupture de capteur est signalée par l'indication « INT » ainsi que par la manœuvre d'un relais d'alarme.

Chauvin-Arnoix 190, rue Championnet, 75890 Paris Cedex 18.
Tél (1) 42.52.82.55.



L'AUTOROUTE PASSE PAR VOTRE MINITEL

Autoroutes Informations est un nouveau service accessible par Minitel depuis le 6 février 1986.

Pour accéder à cette banque de données, gérée par l'Association des Sociétés Françaises d'Autoroutes, il suffit de composer le numéro habituel d'accès à Télétel 2 : 36.14.91.66, puis de taper le nom abrégé : ASFA (en 4 lettres).

Tout parcours autoroutier entre deux grandes métropoles régionales est signalé par clignotement sur une carte de France. Il est suivi d'une explication écrite, analysée, décomposée. La banque de données propose les itinéraires entre 28 villes françaises et fournit tout information, entre autres sur les péages à régler ainsi qu'une estimation du temps de parcours sur autoroute.

Tout ce programme Minitel a été conçu par l'A.S.F.A. pour répondre aux attentes des usagers de l'autoroute.

La consultation d'Autoroutes Informations est gratuite, la taxe PTT Minitel restant due, c'est-à-dire environ 2 francs toutes les 5 minutes.

Le Centre de Renseignements des Autoroutes permet ainsi aux automobilistes minitelistes et cela dans toute la France de préparer leur voyage dans les meilleures conditions.

Les services offerts par Autoroutes-Informations :

Liaisons autoroutières : itinéraires, péages, services. Que faire en cas de panne ? Magazine de l'autoroute : les jours à circulation difficile, les nouvelles autoroutes, les grands travaux sur autoroutes. Adresses utiles. Musées, expositions, détente. Le jeu de la Sécurité Autoroute. Testez votre alcoolémie.

Association des Sociétés françaises d'Autoroutes 3, rue Edmond-Valentin 75007 Paris - Tél. (1) 45.50.34.87 - Telex 203585. Télécopie (1) 45.55.84.88.

LA 3^e GENERATION DES COMPATIBLES

Grâce à sa totale compatibilité, cet ordinateur a accès à la bibliothèque de logiciels la plus étendue

Son horloge à 8MHz lui permet de se positionner parmi les plus rapides du marché. Son clavier azerty accentué possède des voyants lumineux pour les touches à effet de verrouillage.

Les succès remportés par la gamme SANYO tant en Europe qu'aux Etats-Unis, ont permis un abaissement des coûts de production par de grandes cadences

de fabrication.

Le résultat c'est la qualité de la fabrication japonaise à un prix très attractif.

ORDINATEUR ENTIEREMENT COMPATIBLE, ULTRA RAPIDE

La compatibilité donne accès à tous les logiciels et progiciels intégrés du marché.

Elle s'étend également aux options matérielles (hard) actuellement disponibles ou prévisibles dans un proche avenir.

Le Sanyo 885 représente ainsi un excellent investissement dont vous pourrez jouir longtemps.

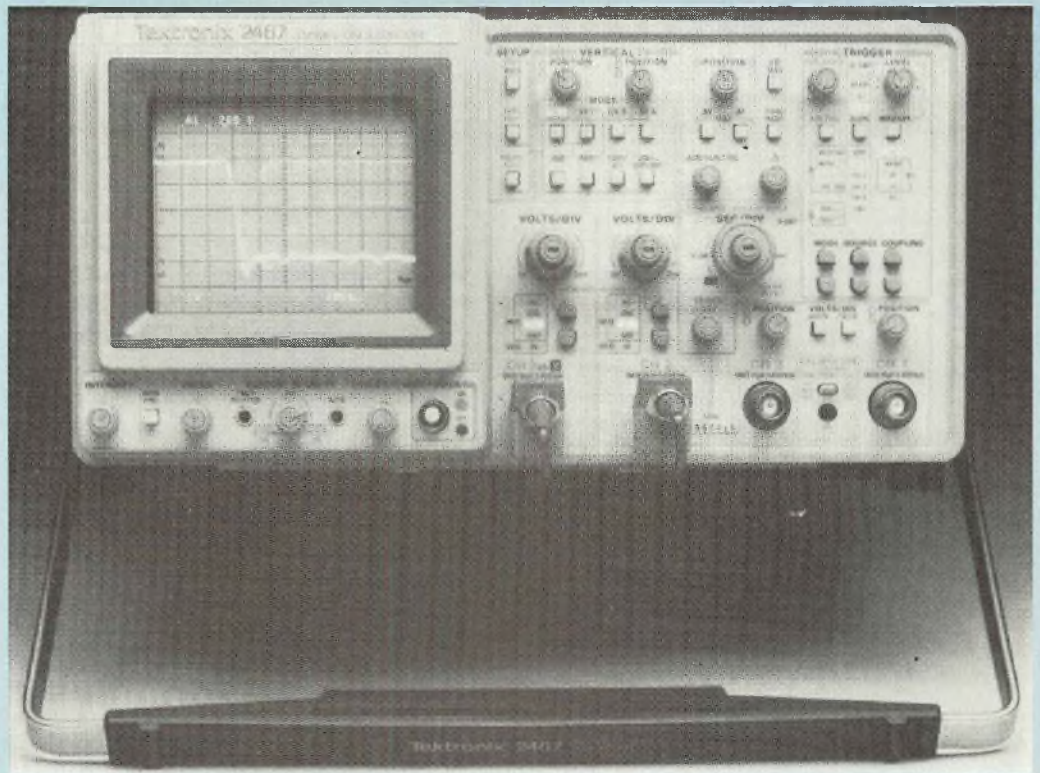
L'assurance d'une grande fiabilité et la pérennité apportée par SANYO représentent des atouts supplémentaires qui vous conforteront dans votre choix.



UNE NOUVELLE REFERENCE EN VITESSE D'ECRITURE VISUELLE

Dernier-né de la famille des oscilloscopes portables TEK 2000, le 2467 offre une vitesse d'écriture visuelle inégalée de 4 div/ns. Cet oscilloscope amplifie le contraste entre les événements transitoires et les événements répétitifs. Cette fonction essentielle est assurée par un tube à microcanaux. Les variations occasionnelles affectant les signaux répétitifs rapides sont la cause des incidents les plus difficiles à résoudre en matière d'applications et de conception de systèmes numériques. Jusqu'au 2467 les outils disponibles n'étaient pas adaptés à une détection rapide de ces problèmes. Maintenant, le 2467 visualise rapidement et facilement de telles variations avec la simplicité d'emploi d'un oscilloscope traditionnel.

Doté de ce tube à microcanaux intensificateurs de transitoires, le 2467 affiche sans difficulté les événements uniques superposés à des signaux répétitifs. La visualisation de ces transitoires, même masqués par un grand nombre d'événements normaux, crée



toute la différence dans de nombreux cas de détection de pannes. Les défauts du système provoqués par des états métastables occasionnels, des bruits

asynchrones, des phénomènes de diaphonie ou de changements d'état intempestifs sont facilement détectés par la surbrillance des transitoires. Même les

défauts ne survenant qu'une fois tous les millions d'opérations sont clairement visibles. Tektronic Z.I. de Courtabœuf, BP 13, 91941 Les Ulis Cedex.

COMMENT DONNER DU PUNCH A SON PC

Tandon, premier fabricant mondial de mémoires à disques pour micro-ordinateurs et désormais constructeur de micro-ordinateurs, présente une carte destinée aux ordinateurs IBM PC et compatibles : la BusinessCard 20.

Cette extension mémoire, grâce à sa capacité de 21,3 Moctets formatés, apporte à tous les PC à court de souffle une dimension supplémentaire.

Présentée sous la forme d'un disque rigide s'installant en un clin d'œil, sans aucune manipulation compliquée, cette carte de choc présente, de plus, l'avantage d'utiliser un seul connecteur d'extension (deux sur certains ordinateurs).



Enfin, totalement compatible avec les systèmes d'exploitation PC DOS et MS DOS, elle ne nécessite aucune modification de logiciel.

Dernier élément important : la BusinessCard a été commercia-

sée à l'issue du SICOB, par le réseau de revendeurs Tandon, au prix de 7 995 F (prix public hors taxes conseillé).

La BusinessCard de Tandon : la solution pour donner, à moindre coût, à votre PC une deuxième jeunesse !

Tandon Computer SA 91, rue du Fg St-Honoré 75008 Paris. Tel. 42.66.90.75.

MULTIMETRE ISKRA DM 5000



26 calibres. Impédance 10 M Ω .
20 A.

Robuste : boîtier antichocs en ABS.

Grande simplicité d'emploi : 1 seul rotacteur.

Caractéristiques

Affichage : 3 1/2 digits à cristaux liquides de 13 mm, zéro automatique, polarité automatique, indication de dépassement.

Température de fonctionnement 0° C à 50° C.

Température de stockage sans batterie - 15° C à 65° C.

Tension max. en mode commun 500 V Cont. ou RMS.

Humidité relative à 0-90 % de 0° à 35° C sauf sur les calibres 2 M Ω et 20 M Ω 0-80 % de 0° C à 35° C.

Coefficient de température : $\times 0,1$ sur la précision spécifiée de 18° C à 50° C.

Alimentation pile ou accus 9 V type 6CF22. Autonomie 2 000 h avec pile Alcaline.

Indicateur de fin de batterie : LOBAT s'affiche quand la pile est usée à 80 %.

Dimensions : 180 x 36 x 37 mm.

Poids : 320 g.

Calibration : précisions garanties sur un an pour une utilisation entre 18° C et 28° C.

Nombre de mesures par seconde : ≈ 3 .

précision : exprimée en \pm % de la lecture + nombre de digits.

Iskra France 354, rue Lecourbe 75015 Paris.

ISKRA SERIE LC

Les coffrets de la série LC sont fabriqués en tôle d'acier de 10/10° d'épaisseur.

Les dessus et dessous sont recouverts d'une peinture vernie cuite au four à 180° C de couleur blanc ivoire. Les ouïes d'aération assurent la ventilation par convection naturelle des composants.

Les faces avant et arrière sont réalisées en aluminium d'épaisseur 10/10°. Celles-ci sont protégées par une pellicule de PVC qui les protège des rayures et des taches lors des usinages.

Les flancs latéraux sont réalisés en tôle d'acier cadmié de 10/10° et pourvus de deux supports destinés à la fixation des circuits imprimés. Ce support en tôle est percé de nombreux trous qui facilitent la fixation du circuit.

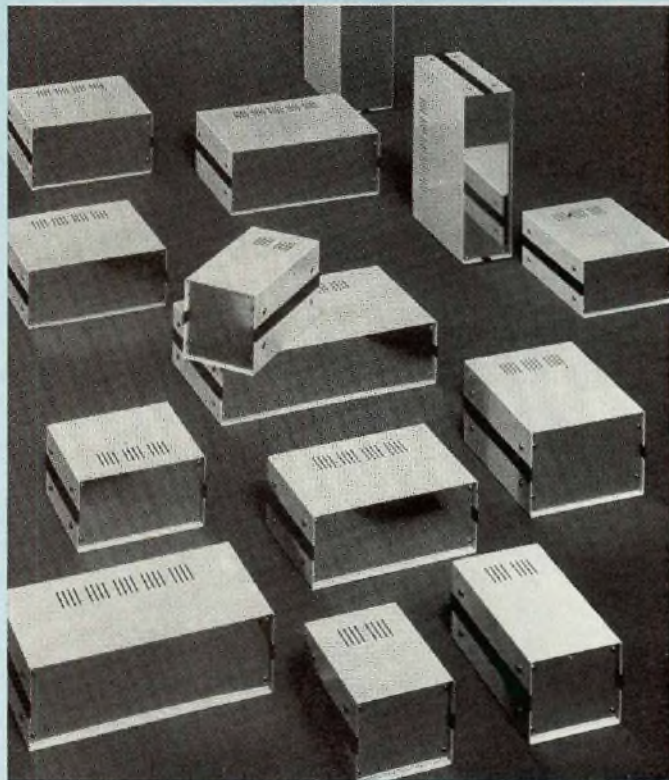
Ces flasques sont habillés d'une bande de tôle peinte en noir qui améliore l'esthétique des côtés.

Série LC 7

Art.	a	b	c
LC730	80	100	132 mm
LC740	80	150	132 mm
LC750	80	200	132 mm
LC760	80	250	132 mm

Série LC 8

Art.	a	b	c
LC830	80	100	180 mm
LC840	80	150	180 mm



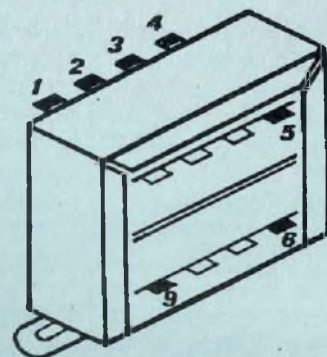
LC850	80	200	180 mm	LC940	100	150	180 mm
LC860	80	250	180 mm	LC950	100	200	180 mm
LC870	80	300	180 mm	LC960	100	250	180 mm
				LC970	100	300	180 mm

Série LC 9

Art.	a	b	c
LC930	100	100	180 mm

Iskra France 354, rue Lecourbe 75015 Paris.

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION UNIVERSELS



Tensions d'alimentation disponibles entre les différentes cosses à souder :

- Tension primaire 220 V - cosses 6 et 9.

- Tensions secondaires :

Cosses	Tensions
3-4	6 V
1-2	9 V
1-3	12 V
2-5	15 V
1-4	18 V
1-5	24 V
3-4-5	6-0-6 V
1-2-4	9-0-9 V
1-3-5	12-0-12 V

- Courants disponibles :

300 mA, 500 mA, 1 A et 2 A.

Ces transformateurs sont distribués par les Ets Mabel 35-37, rue d'Alsace 75010 Paris. Tél. 46.07.88.25.

Les proportions du local d'écoute

En haute-fidélité, le perfectionnement de la chaîne s'étend non seulement de la table de lecture jusqu'à l'amplificateur de puissance, mais aussi jusqu'au local d'écoute. Beaucoup trop souvent, le local d'écoute, dernier maillon de la chaîne hi-fi est négligé. Un traitement acoustique est onéreux et un locataire ne peut pas toujours s'engager dans des frais trop importants. Aux fréquences graves, les proportions de la pièce sont d'une importance capitale vis-à-vis des modes de résonances au-dessous du seuil de 250 Hz.

Chacun d'entre nous a pu se rendre compte de l'importance du local d'écoute dans le résultat qualitatif et subjectif de l'ensemble de la chaîne. Dans un cas, un hasard heureux dû à des rapports des dimensions favorables de la pièce, à des conditions acoustiques plutôt bonnes, contribuent à rendre l'écoute équilibrée, sans gros problèmes de résonances ou d'ondes stationnaires dans la bande audio utile. Aux fréquences graves, on se rapproche ainsi d'assez près des résultats obtenus en chambre sourde. La théorie voudrait que l'écoute optimale se situe en milieu totalement absorbant, ceci de façon à ne pas ajouter un deuxième effet de réverbération à celui qui fait partie de l'enregistrement d'origine. C'est effectivement ce que l'on obtient lors d'une écoute au casque. Mais l'utilisateur a besoin de retrouver dans le cadre du principe stéréophonique une écoute proche de la réalité, celle qui devrait lui donner l'impression d'être placé devant l'orchestre, d'être plongé dans une ambiance acoustique conforme à celle de chaque enregistrement. En pratique, la première réverbération contenue dans l'enregistrement s'ajoute aux effets acoustiques du local. A la faible proportion de sons directs, ceux émis par les haut-parleurs et reçus directement par les oreilles sans réflexions sur les parois viennent s'ajouter une proportion non négligeable de sons indirects. En prenant le cas d'enceintes courantes écoutées à 3 mètres de distance, on peut estimer que l'auditeur percevra en moyenne 70 % de sons indirects et seulement 30 % de sons directs. Ceci montre l'importance des caractéristi-

ques du local d'écoute vis-à-vis du résultat qualitatif global.

Prenons en exemple une pièce de 50 m², que l'on peut considérer comme raisonnablement grande, dans laquelle est placée une paire d'enceintes de dimensions moyennes et dont la fréquence de coupure se situe vers 70 Hz, à 10 dB près. Ceci peut paraître un peu « court » dans le grave, mais c'est ce qui correspond à ce que les mesures en chambre sourde permettent de déterminer sur une enceinte d'une trentaine de litres équipée d'un haut-parleur grave de diamètre 25 cm. La figure 1 montre, en pointillés la réponse en chambre sourde sur laquelle on remarque une atténuation assez régulière de la réponse au-dessous de 100 Hz. En trait plein, figure la réponse mesurée de la position de l'auditeur, soit à 3,50 m des enceintes, ceci dans un salon d'écoute ne présentant rien de particulier : fenêtres derrière les enceintes, 2 portes, bibliothèque, murs tapissés de tissu, mais sans molleton, parquet avec petit tapis au centre, fauteuils, enceintes posées sur des pieds réhaussant celles-ci à hauteur d'oreilles pour un auditeur en position assise. Autant dire que, malgré un résultat global valable, la mesure en milieu semi-réverbérant dévoile de nombreux modes de résonances, ceci principalement entre 60 et 250 Hz. Ainsi, les variations de niveau entre une résonance (bosse) et une anti-résonance peuvent atteindre 40 dB. Un local semi-réverbérant de forme parallélépipédique se comporte comme un résonateur et se trouve en conséquence affecté de résonances multiples. Des calculs peuvent être effectués soit à partir du « nombre d'or » appliqué à

l'acoustique, soit à partir de la loi de Rayleigh. Dans les deux cas, les calculs ne sont valables que si les parois sont toutes vraiment parallèles, sans décrochement, ni colonne ou angle comportant un décrochement et surtout si les parois sont infiniment rigides. Sur ce dernier point, il est impossible de considérer les parois comme infiniment rigides, ce qui peut fausser considérablement les calculs. Dans certaines habitations, il peut arriver que les quatre parois soient des murs dits «porteurs», dont l'épaisseur est importante de même que la rigidité. Le plus souvent on a affaire à une pièce comportant un ou deux murs porteurs, les autres parois étant des cloisons plus ou moins fines dont la rigidité est parfois très discutable. Dans les constructions récentes les cloisons sont le plus souvent réalisées en matériaux légers tels que la «placoplâtre», ou la brique creuse, l'épaisseur ne dépassant pas 8 à 10 cm dans la plupart des cas. Aux fréquences graves, on ne peut donc plus considérer ces parois comme des «murs», déterminant donc par le calcul des modes de résonances donnés. Selon les fréquences et la pression acoustique dans la pièce, ces parois vont se comporter comme de véritables «radiateurs passifs» entrant en vibration à certaines fréquences et faussant donc les calculs. Autant dire qu'une paroi de 15 m² vibrant sous une amplitude de quelques microns produit dans la pièce un niveau acoustique non négligeable dont il faut tenir compte, en particulier, lorsque la vibration de cette paroi crée une résonance dont l'amplitude atteint 30 ou même 40 dB (ce qui n'est pas rare) et dont la fréquence, de 90 Hz par exemple aura un effet de masque sur les fréquences plus basses, ce qui rendra impossible la perception des sons de fréquence 40, 50 ou 70 Hz, ceci même si ces signaux sont correctement émis par les enceintes. Aux fréquences basses et très basses, on peut considérer que la pièce d'écoute prend les dimensions d'un plus grand local formé par les murs porteurs, les

cloisons se transformant en véritables membranes, entrant en résonance à certaines fréquences.

Au-dessous d'environ 200 Hz, il faut considérer comme pratiquement inefficaces les traitements acoustiques de faible épaisseur, soit 1 à 5 mm : laine de verre, laine de roche, molleton etc. Le meilleur exemple pourrait être celui de la chambre sourde de petites dimensions dans laquelle, malgré des parois recouvertes de plus d'un mètre d'épaisseur de laine de verre, les mesures effectuées au-dessous de 100 Hz dévoilent une efficacité d'absorption des ondes acoustiques de moins en moins bonnes. Il en est de même pour les enceintes acoustiques dans lesquelles le traitement absorbant placé sur les parois internes n'est réellement efficace qu'au-dessus de 150 à 200 Hz.

En ce qui concerne les cloisons fines et susceptibles d'entrer en résonance à certaines fréquences, un moyen simple de vérification consiste soit à

écouter, soit à mesurer le niveau acoustique dans la pièce voisine, de l'autre côté de chaque cloison. On s'apercevra alors, en utilisant un générateur B.F., qu'à certaines fréquences, la puissance sonore est pratiquement aussi élevée dans la pièce principale que dans la pièce voisine.

Ce qui confirme ce qui était indiqué ci-dessus, c'est-à-dire la «transparence sonore» des cloisons fines à basse fréquence. Il peut de toute évidence en résulter une interaction d'une pièce sur l'autre, modifiant totalement les caractéristiques de la pièce d'écoute, ce par rapport à des résultats déterminés par le calcul dans lequel on considère les parois comme infiniment rigides. Il est d'autre part certain qu'un calcul sérieux, tenant compte de tous ces paramètres serait extrêmement complexe, sinon impossible.

Dans un local semi-réverbérant de petites dimensions, des résonances se produisent lorsque la demi-longueur d'onde du signal acoustique généré dans la pièce est sensiblement égale à la plus petite dimension de ce local. Si cette plus petite dimension est la hauteur, soit 2,50 m en moyenne, ces résonances prendront principalement naissance pour des fréquences inférieures à 250 Hz environ. Ces résonances ou anti-résonances ne prennent pas naissance à des points précis dans la pièce d'écoute. Ces points varient en fait avec la fréquence. Un test simple consiste à utiliser un générateur B.F. comme source de modulation, de choisir une fréquence fixe et de se promener dans la pièce pour constater des résonances en certains endroits, parfois très précis et des anti-résonances en d'autres points de la pièce. En changeant de fréquence, on pourra constater un déplacement ou une modification du nombre de ces points où se trouvent ces résonances et anti-résonances. Les sonomètres permettent d'établir les valeurs exactes en décibels des résonances et des anti-résonances. D'autres méthodes de mesure utilisent soit du bruit (bruit blanc, bruit rose,

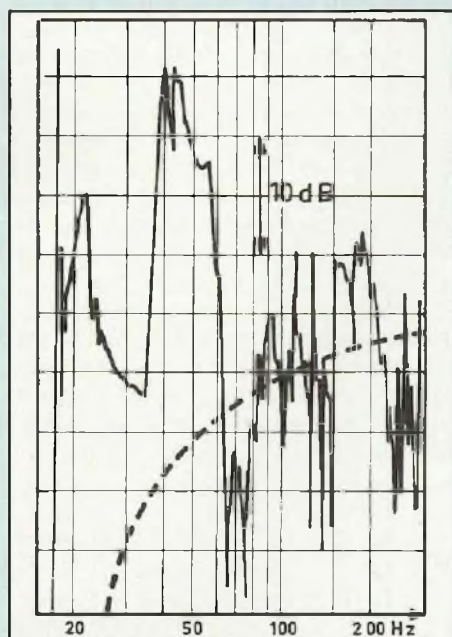


Fig. 1 : Réponse acoustique dans un local de 60 m³. Bien qu'il s'agisse d'une pièce de bonnes proportions, on remarque les importants accidents de la réponse, ceux-ci dépassant 40 dB par endroits. En pointillés, réponse en chambre sourde de la même enceinte.

Les proportions du local d'écoute

bruit rose filtré par octave ou par tiers d'octave) soit des sons wobblés (ou hubulés), ces derniers évitant les phénomènes d'ondes stationnaires. De même, les sonomètres plus sophistiqués et étalonnés avec précision sont équipés de filtres en bandes étroites, ne mesurant ainsi la pression sonore que sur une plage étroite de fréquences. Disons d'emblée que pour les fréquences basses les proportions de la pièce déterminent les modes de résonances. Un locataire ne pourra donc modifier les dimensions de celles-ci «en déplaçant les murs» ou même en renforçant une cloison pour la rendre plus inerte. Le propriétaire aussi puriste soit-il, se trouve dans le même cas, en raison des travaux trop importants relatifs à ces modifications, un vrai et bon auditorium devant être calculé et étudié avant et non après la construction. Pour consoler les lecteurs, disons cependant que certaines acoustiques, pourtant très imparfaites sur le plan de la distribution des résonances procurent parfois d'excellents résultats d'écoute, la personnalité sonore de la pièce pouvant même être assimilée à une «neutralité» qu'il faudra considérer malgré tout comme relative. Quant à la loi de Rayleigh, particulièrement intéressante, car déterminant avec précision les fréquences auxquelles se produisent les résonances, celle-ci n'est valable que pour des conditions précises de parois rigides dans une pièce de forme vraiment parallélépipédique.

Selon cette loi de Rayleigh on a :

$$f = \frac{c}{2} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{l} \right)^2 + \left(\frac{p}{H} \right)^2 \right]^{1/2}$$

- avec f en Hertz
- c en m/s (vitesse du son dans l'air)
- l, L et H étant la largeur, la longueur et la hauteur du local en mètres.
- m, n et p étant des entiers entre 0 et l'infini.

On peut encore utiliser une formule approchée donnant le nombre de résonances dans une bande de fréquences donnée. Soit :

$$N = \left[\frac{4\pi f^2 V}{c^3} + \left(\frac{\pi f S}{2c^2} + \frac{L}{2c} \right) \right] \cdot \Delta F$$

avec N = nombre de résonances
 V = volume du local en m³
 L = demi-périmètre + hauteur :
 (L+l)/2 + h, en mètres
 S = surface totale des parois :
 2(l×L + L×H + l×H), en m².
 ΔF = largeur de bande en Hz

On peut encore adopter une formule simplifiée, comme suit :

$$N = [4\pi f^2 V / c^3] \cdot \Delta F$$

Dans ce cas, le rapport N/ΔF représente le nombre moyen de résonances par Hertz, l'inverse, soit ΔF/N donnant l'intervalle entre les résonances successives. Dans une pièce d'écoute bien calculée, les résonances sont régulièrement espacées, la densité des résonances N/ΔF tendant à croître rapidement avec la fréquence. Dès que l'on dépasse 200 à 250 Hz les petits défauts peuvent être traités par le moyen de corrections acoustiques connues. Dans les cas défavorables, ceux où les rapports de dimensions de la pièce sont mauvais, plusieurs résonances vont se produire à des fréquences proches ou très proches les unes des autres. Il en sera de même pour les anti-résonances, l'ensemble formant une courbe de pression acoustique variant dans de fortes proportions par rapport à la fréquence.

En ce qui concerne la «fréquence limite», celle en deçà de quoi des résonances gênantes vont apparaître, on peut appliquer une formule simplifiée, dérivée de la loi de Sabine et qui s'écrit :

$$V = [555 / F_{lim}]^2$$

Le graphique de la figure 2 permettra de connaître, hormis les questions de rapport optimal des dimensions de la pièce d'écoute, la valeur de «fréquence limite», en fonction du volume de cette pièce.

Contrairement à ce que l'on pourrait supposer, les calculs montrent que cette «fréquence limite» est relative-

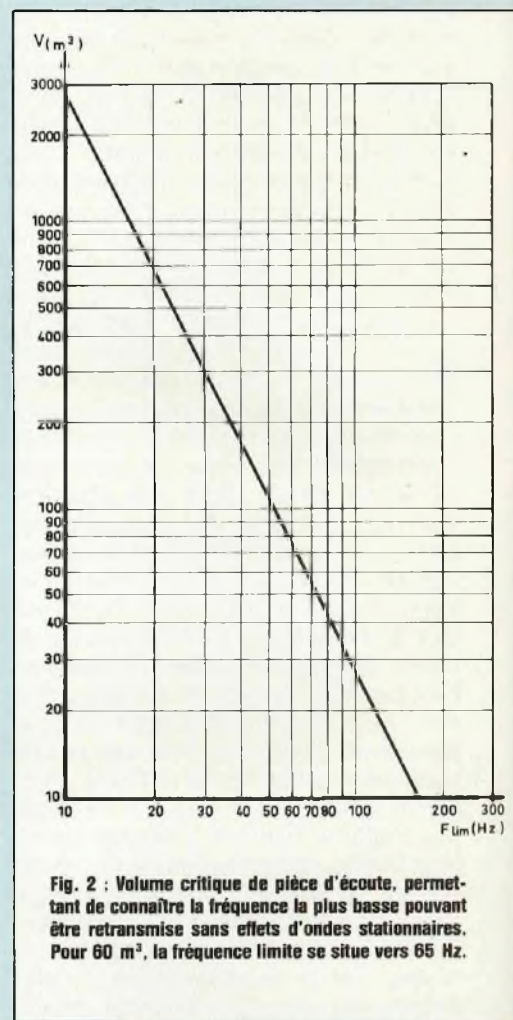
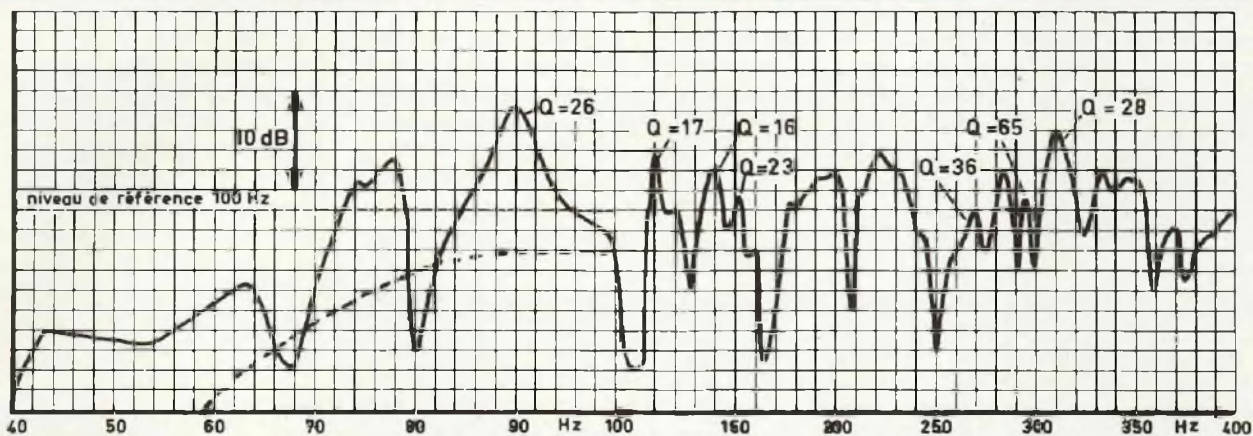


Fig. 2 : Volume critique de pièce d'écoute, permettant de connaître la fréquence la plus basse pouvant être retransmise sans effets d'ondes stationnaires. Pour 60 m³, la fréquence limite se situe vers 65 Hz.

ment haute par rapport aux dimensions de la pièce. Si l'on prend pour exemple une pièce dont les proportions sont particulièrement bonnes, soit 7,25 m pour la longueur, 4 m pour la largeur et 2,50 m pour la hauteur, soit 72,5 m³, on s'aperçoit que la valeur de la fréquence limite n'est que de 65 Hz environ, le calcul selon la loi de Sabine donnant une fréquence limite de 96 Hz. Pour une petite pièce d'environ 36 m³, la fréquence limite se situe aux alentours de 90 Hz. Dans ces conditions, il est donc inutile, voire même déconseillé d'utiliser des enceintes dont la réponse en fréquence est «trop» linéaire au-dessous de 100 Hz.



Réponse acoustique dans un local de 60 m³. En pointillés, réponse en chambre sourde. On remarque les nombreux accidents dus aux ondes stationnaires aux résonances et anti-résonances.

Il faudra au contraire se contenter d'une petite enceinte ne descendant pas trop bas en fréquence, l'absence d'extrême grave contribuant dans ce cas à ne pas trop détériorer la qualité des fréquences supérieures. Quant au volume qui serait théoriquement nécessaire pour pouvoir reproduire correctement la fréquence de 40 Hz, on s'aperçoit que l'on a besoin de près de 200 m³, ce qui est beaucoup, ce qui est bien peu par rapport aux 1000 m³ nécessaires si l'on souhaitait reproduire la fréquence basse à la limite de l'audibilité, soit 16 Hz.

Mais nos lecteurs seraient certainement intéressés de connaître les proportions les plus favorables d'une petite pièce d'écoute.

Si l'on prend le nombre d'or, soit 1.618, ce qui donne la proportion 1 - 1,6 - 2,6 les mesures montrent que pour les petites salles, d'autres proportions sont nettement plus favorables. Le cas le plus mauvais étant le cube (proportion 1 - 1 - 1) suivi de la forme carrée (proportion 1 - 1 - 2).

Pour les rapports les plus favorables, ceux-ci sont discutables et sujets à des compromis selon que l'on se base sur différentes théories de volume critique, d'écart type entre les résonances ou de fréquence grave limite.

Ceci n'empêche pas de retrouver malgré tout, d'après diverses études

d'acousticiens des proportions idéales relativement proches. Les rapports 1 - 1,6 - 2,9 et 1 - 1,6 - 2,8 semblent les plus favorables. Si l'on ajoute le paramètre de fréquence critique et de volume critique appliqué à une reproduction de haute fidélité, on s'aperçoit que le plafond doit atteindre une hauteur anormalement élevée et que la pièce devient relativement grande, puisque l'on atteint les proportions de 3,60 m (hauteur plafond) × 5,76 m (largeur) × 10,44 (longueur), la fréquence limite étant de 35 Hz environ. Pour les pièces de plus petites dimensions, le problème est celui de la hauteur de plafond, puisque pour 2,50 m (une valeur moyenne), on obtient une surface de base de 4 × 7,25 m. Si l'on prend toutefois deux autres proportions considérées comme bonnes (selon l'acousticien Louden), soit 1 - 1,4 - 1,9 et 1 - 1,3 - 1,9, on obtient, toujours pour une hauteur de 2,50 m, soit 3,50 m × 4,75 m ou bien 3,25 m × 4,75 m.

On ne doit toutefois pas oublier, hormis la grande importance qu'il faudra attribuer à la rigidité des parois que les résultats peuvent se trouver faussés par une paroi non parallèle ou comportant un ou plusieurs décrochements. La pièce peut encore avoir une configuration en L. Pour ces cas plus complexes, seule la mesure peut apporter

quelques renseignements. Insistons, là aussi, sur le fait qu'en pratique les deux enceintes émettent des sons en même temps, ce à deux endroits dans la pièce, la zone d'écoute étant assez restreinte. De ce fait, la mesure à l'aide d'un seul microphone et d'une seule enceinte n'apporte pas obligatoirement des résultats valables. Toutes ces considérations nous font comprendre que la pièce d'écoute est le dernier et le moins performant des maillons constituant la chaîne hi-fi. Dans le cas où deux ou trois résonances graves s'avèrent très gênantes (car produisant un effet de masque sur les fréquences inférieures), on peut avoir recours à des résonateurs de type Helmholtz dont on accorde la fréquence et la surtension aux endroits où se produisent les résonances. Notons que les quatre coins de la pièce sont les endroits où se produisent le plus d'irrégularités et des matériaux absorbants placés à ces endroits peuvent améliorer les résultats. Aux fréquences médium et aigues, se posent les problèmes d'ondes stationnaires, effet acoustique de deux miroirs placés face à face. Ces échos parasites sont extrêmement gênants, en particulier lorsque les parois sont fines, peu rigides et lisses. Les traitements acoustiques d'assez faible épaisseur, simples ou composites

Les proportions du local d'écoute

sont, sur ce point, efficaces et le choix ne manque pas parmi les différents fournisseurs : laine de verre, laine de roche recouverte de tissu, absorbant recouvert de plaques perforées, composites comportant des parties réfléchissantes de formes variées et d'autres zones absorbantes, matériaux composites à base de fibres, de liège, de mousse synthétique, etc. Ajoutons ensuite qu'un faux plafond incliné semi-absorbant et produisant un effet polarisant (transmission dans le sens enceintes-auditeur, meilleure que dans le sens contraire), grâce à son profil, peut améliorer sensiblement le résultat qualitatif d'écoute. On utilise parfois les cartons à œufs collés sur des plaques (bois, polystyrène expansé), ce qui permet le collage et le montage au sol avant la pose (facile en raison du faible poids et des points

de fixation peu nombreux). Le mobilier peut également jouer un rôle avantageux dans la « cassure » des résonances parasites en raison des effets de diffraction. Dans l'ensemble, l'arrière de la pièce doit être le plus absorbant possible, de même que les angles arrières. La zone située derrière les enceintes doit être assez réfléchissante. Les murs latéraux situés de part et d'autre des enceintes, à la hauteur et devant celles-ci doivent être de préférence absorbants, le reste devant être semi-absorbant et un profil cassé est conseillé. Ainsi, les petites zones (1 à 2 m²) absorbantes évitent les réflexions primaires, sur le plan latéral, des enceintes sur les murs. Dans le plan vertical, une des deux parois, sol ou plafond, doit être de préférence absorbante. Ces précautions évitent les effets d'interférences qui

dégradent l'effet stéréophonique. Pour terminer, n'oublions pas les vibrations parasites du sol, les planchers manquent parfois sérieusement de rigidité. Là aussi, il est souvent impossible d'avoir recours à des travaux d'amélioration, un tapis ou une moquette épaisse étant le seul secours possible.

Le problème de l'acoustique des petites pièces est que chaque cas est toujours un cas particulier et qu'il n'existe pas de solution universelle.

Jean Hiraga

Bibliographie : Revue du Son, n°s 244-245, août-septembre 1973.

KN ELECTRONIC

remise aux professionnels

Composants japonais

AN		1392	46 F	51516	42 F	7225	55 F
214	27 F	1397	66 F	51517	44 F	7227	45 F
7145	45 F	1398	56 F	MB		7229	59 F
7155	49 F	1406	8 F	3712	31 F	UPC	
7160	61 F	11211	45 F	3730	48 F	1001	35 F
BA		13001	80 F	3731	52 F	1032	19 F
301	20 F	LA		STK		1181	25 F
311	20 F	4100	19 F	439	140 F	1182	22 F
313	20 F	4126	52 F	441	160 F	1185	46 F
532	29 F	4440	46 F	443	170 F	1212	19 F
536	59 F	4460	45 F	461	165 F	1213	21 F
HA		4461	45 F	463	185 F	1230	48 F
1151	28 F	4520	32 F	465	220 F	1225	38 F
1156	24 F	7800	38 F	TA		1263	42 F
1306	36 F	4445	39 F	7205	24 F	1277	45 F
1342	41 F	M		7208	30 F	1350	32 F
1366	35 F	51513	29 F	7215	45 F	2002	22 F
1377	45 F	51515	45 F	7222	26 F	4558	27 F

Très nombreuses autres références : nous consulter. Maintenus en stock

AVU 20

Antenne intérieure électronique à double amplification
Gain réglable UHF 0-34 dB
VHF 20 dB

Spécial 5^e chaîne
et 6^e chaîne 365 F

AVG 607

Amplificateur vidéo
Pour tous systèmes NTSC PAL SECAM
Alimentation : 9 V c.c. (pile ou ext.)
Permet d'enregistrer vers 1 ou 2 magnétoscopes à partir d'un magnétoscope en améliorant la qualité de l'enregistrement et en corrigeant les fautes 549 F

Vente par correspondance

Minimum d'expéditions : 30 F
Frais de port + emballage 1 kg : 25 F - 2 kg et plus : 33 F - au-dessus, tarif SNCF
235 F Paiement soit R + 22,50 F avec 20 d'acompte soit : paiement à la commande par chèque ou mandat.

Métro Porte de Vanves - Bus PC et 48

100 bd Lefebvre. 75015 Paris - 48 28 06 81

Ouvert du mardi au samedi de 9 h 30 à 13 h et de 14 h à 19 h 30

PIECES DETACHEES TOUTES GRANDES MARQUES

PIECES SPECIFIQUES SUR COMMANDE

PIECES DETACHEES VIDEO-TV-HIFI. COMPOSANTS

le MAXI des MINI-CONTROLEURS

Le MINI-MULTI TESTER



Caractéristiques :

10 000 ohms/V Cont.
4 000 ohms/V Alt.
Précision :
3 % en V et A Cont.
4 % en V Alt. et Résist.
Dimension :
105 x 52 x 31 mm
15 CALIBRES
V Cont. de 250 mV à 1 000 V
V Alt. de 10 V à 1 000 V
A Cont. de 0,1 mA à 500 mA
Ohmmètre de 30 ohms à 10 M ohms
+ 2 calibres en dB

INKRA

Le convertisseur tension / fréquence

Nous avons déjà exposé les nombreuses applications des convertisseurs tension-fréquence. Parmi les circuits intégrés du commerce, le LM 331 offre, pour un faible coût, une très grande souplesse d'emploi. Autre avantage non négligeable : ce circuit spécialisé est néanmoins courant et facilement disponible. Cf. : réalisation d'un générateur BF (Led nos 10 et 11).

Le LM 331 est un convertisseur tension-fréquence (VFC) réversible. Cela signifie qu'il a deux modes de fonctionnement fondamentaux : dans le premier, il réalise la conversion d'une tension d'entrée en fréquence, dans le second, il convertit la fréquence d'entrée en tension. Cette possibilité de fonctionnement réversible est bien utile dans certaines applications.

Le LM 331 est présenté en deux versions et deux boîtiers. La version LM 331A présente des améliorations en ce qui concerne la tension de décalage et le courant consommé. Cependant, la version de base LM331 suffit pour les besoins normaux.

Les deux boîtiers proposés sont à 8 broches. Le LM 331H est un boîtier rond métallique, et le LM 331N un boîtier DIL plastique. Le LM 331N étant le plus économique, c'est ce modèle que nous utiliserons. On peut noter cependant que les deux boîtiers ont des brochages compatibles comme le montre la figure 1, et que l'on peut donc toujours monter un LM 331H dans un support DIL.

SCHEMA FONCTIONNEL

Le bloc diagramme interne du LM 331 est montré à la figure 2. On peut y distinguer trois amplificateurs opérationnels :

- A1 qui est utilisé comme comparateur d'entrée.
 - A2 qui est le comparateur du monostable.
 - A3 qui pilote la source de courant.
- Parmi les autres circuits on a :
- B1 qui est une bascule R-S classique.
 - Un circuit miroir de courant B2, qui par principe délivre sur sa sortie le

même courant que celui qu'on lui soustrait à l'entrée.

- Une source de tension de référence B3.

- Un commutateur analogique B4 qui est fermé sur la broche 1 tant que la bascule B1 est haute.

Et enfin trois transistors, Q1 étant l'interface de sortie en montage VFC, Q2 servant à la remise à zéro du monostable, et Q3 définissant le courant d'entrée de B2.

CONFIGURATION

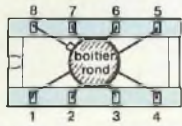
CONVERTISSEUR

TENSION-FREQUENCE

Le LM 331 peut être utilisé seul, dans une configuration simplifiée, définie par le constructeur N.S. Néanmoins on obtient de meilleurs résultats dans un montage complet. C'est donc le fonctionnement de ce dernier cas que nous allons décrire.

En configuration VFC, il est nécessaire d'ajouter un amplificateur opérationnel extérieur au LM 331. Ce fait qui pourrait paraître un inconvénient confère en fait une grande flexibilité, car on peut obtenir de hautes performances en associant un ampli op de haut de gamme ou avoir un montage économique avec un 741 standard. De plus, nous verrons plus loin que cet ampli op est inutile en convertisseur fréquence-tension (FVC). Le LM 331 réalise donc une optimisation du matériel.

Le schéma classique d'un VFC est montré à la figure 3. Un LM 331 en configuration VFC évoluée est montré à la figure 4. On constate la similitude des deux schémas, malgré des différences apparentes. Par exemple dans la figure 4, la source de courant est formée de B2, A3, B3, Q3 et R_s. De



LM 331.
Montage d'un boîtier rond dans un support de boîtier DIL.

Fig. 1

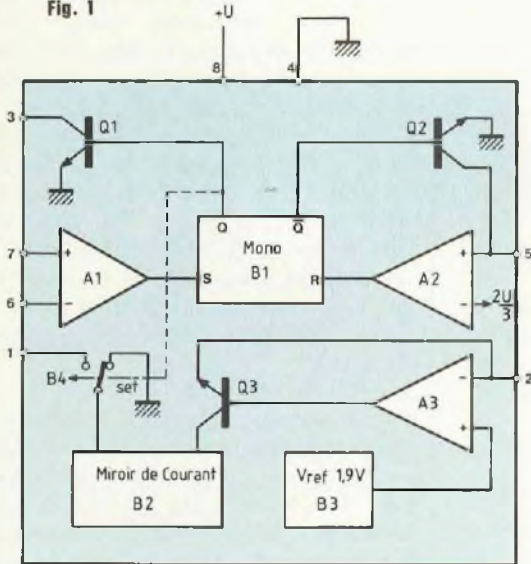


Fig. 2 : Bloc diagramme interne du LM 331.

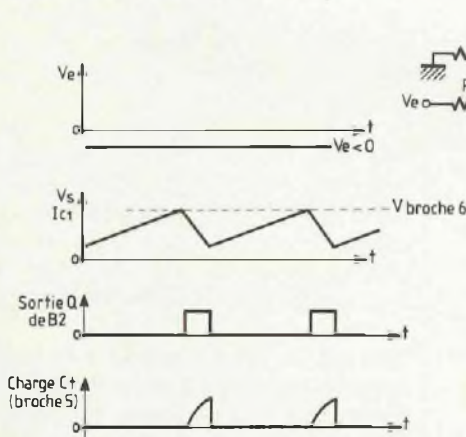


Fig. 5 : Diagramme de fonctionnement.

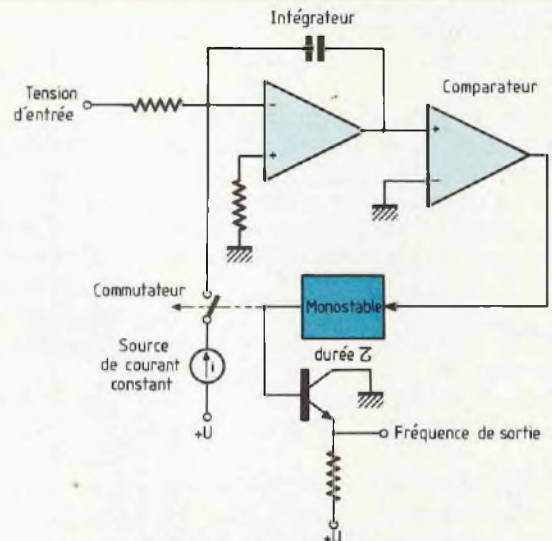


Fig. 3 : Schéma classique d'un VFC.

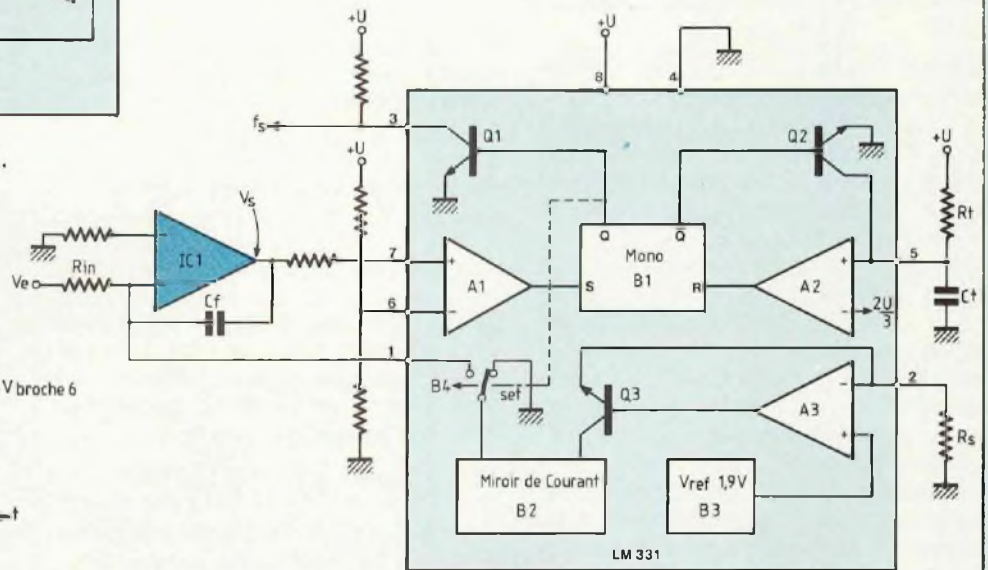


Fig. 4 : Montage en configuration évoluée d'un LM 331.

même le circuit monostable est formé de B1, A2, Q2, R_t et C_t .

Fonctionnement en VFC

L'ampli IC1 monté en intégrateur va intégrer V_e avec la constante de temps $R_{in}-C_f$. Le LM 331 étant alimenté uniquement en positif, de +5 V à +40 V, toutes les tensions présen-

tes sur ses broches devront être positives. IC1 étant monté en inverseur, cela implique de travailler avec des tensions V_e négatives.

La sortie de IC1 sera donc une tension positive croissante, comme le montre le diagramme de la figure 5. Lorsque cette tension appliquée sur la broche

7 égalera la tension du seuil de la broche 6, la sortie du comparateur A1 basculera positive, déclenchant ainsi la bascule R-S B1.

Le fonctionnement du circuit va alors changer. En effet, lors du basculement, Q de B1 à l'état haut commutera B4 sur la broche 1. Le circuit B2 se

Le convertisseur tension / fréquence LM

comportera alors comme une source de courant I, et déchargera le condensateur CF.

De même, la sortie \bar{Q} de B1 passera à l'état bas lors du basculement. Le transistor Q2 sera alors bloqué, ce qui permettra de charger le condensateur Ct sous la tension U à travers Rt. Lorsque Ct se sera chargé à la valeur $\frac{2U}{3}$, tension de référence appliquée à l'entrée (-) du comparateur A2, la sortie de A2 deviendra positive. L'entrée R de B1 étant mise à 1, la bascule B1 reprendra l'état Q = 0 et $\bar{Q} = 1$.

Si on appelle τ le temps pendant lequel B1 reste basculée, on voit qu'il ne dépend que de la valeur de Rt et Ct, comme le montre la figure 6. La valeur de τ est égale à :

$$1,1 \cdot R_t \cdot C_t$$

En fait, l'ensemble Q2, A2, Rt, Ct réalise un circuit monostable.

A chaque fois que B1 basculera à Q = 1, le transistor Q1 deviendra conducteur. C'est lui qui fournira le signal en sortie en appliquant le potentiel de la masse sur la broche 3.

Une fois le temps τ écoulé, lorsque la bascule B1 a repris l'état Q = 0 et $\bar{Q} = 1$, la source de courant I est déconnectée de la broche 1 et le transistor Q2 est conducteur. La tension d'entrée V_e peut alors recharger de nouveau le condensateur CF de l'intégrateur. En ce qui concerne l'ensemble monostable, la conduction de Q2 va permettre de court-circuiter le condensateur Ct. Ainsi ce dernier restera déchargé jusqu'au prochain basculement de B1.

De même, pendant ce temps, le transistor Q1 étant bloqué, un potentiel positif sera présent sur la broche 3.

La tension de sortie de l'intégrateur IC1 croissant de nouveau, lorsqu'elle atteindra la tension de référence de la broche 6, un autre cycle semblable au premier reprendra.

Calcul de la fréquence de sortie

Le calcul de la fréquence de sortie, en

fonction des constantes du montage et de la tension d'entrée, va nous permettre de mieux maîtriser le fonctionnement du circuit.

Considérons déjà la charge du condensateur CF. Celle-ci a lieu en permanence à partir de la tension V_e à travers la résistance Rin. Si nous considérons qu'en régime établi un cycle de fonctionnement a une durée T (voir figure 5), alors durant le temps T le condensateur CF acquiert la charge :

$$Q_1 = i \cdot T = \frac{V_e}{R_{in}} \cdot T$$

Nous avons vu d'autre part que, à chaque cycle de fonctionnement, donc à chaque période T, on prélevait un courant I durant le temps τ au condensateur CF, soit la charge :

$$Q_2 = I \cdot \tau$$

Comme nous nous sommes placés en régime établi, c'est-à-dire lorsque la tension d'entrée V_e est constante, on peut dire que en moyenne le condensateur CF est autant chargé que déchargé sur une période T. D'où l'on tire que :

$$Q_1 = Q_2 \text{ et } T = \frac{R_{in} I \tau}{V_e}$$

La période T est celle du signal présent en sortie sur la broche 3 du LM 331. Or, on sait que la période d'un signal est l'inverse de sa fréquence. D'où la fréquence de sortie :

$$F_s = \frac{1}{T} = \frac{V_e}{R_{in} I \tau}$$

Nous pouvons connaître les valeurs de V_e et Rin et nous avons vu que :

$$\tau = 1,1 \cdot R_t \cdot C_t$$

Il reste donc à déterminer la valeur du courant I. Nous verrons dans le paragraphe suivant que :

$$I = \frac{1,9}{R_s}$$

Nous obtenons alors la fréquence de sortie :

$$F_s = \frac{V_e R_s}{R_{in} \cdot C_t \cdot R_t \cdot 1,9 \cdot 1,1}$$

On voit que sa valeur dépend bien linéairement de la tension d'entrée V_e , comme il se doit pour un circuit VFC. On remarque d'autre part que les composants Rin, Rs, Rt et Ct doivent avoir une bonne précision, étant donné qu'ils agissent directement sur le facteur d'échelle du montage. Par contre la valeur de CF ne joue absolument pas sur la fréquence de sortie, et il n'est pas nécessaire de choisir un composant de précision. Par contre, les courants de fuite de CF vont parasiter le fonctionnement et affecter la valeur de la fréquence de sortie. Ainsi, faut-il choisir un condensateur CF à faible fuite, par exemple à isolant polyester.

Source de courant

Il nous reste à expliquer le fonctionnement de la source de courant I. Nous avons au départ une source de tension de référence B3 qui fournit 1,9 V en sortie, et ceci indépendamment de la température atteinte par le LM 331. Cette tension de 1,9 V est appliquée sur l'entrée (+) du comparateur A3. La sortie de A3 étant rebouclée par Q3 sur l'entrée (-), le montage fonctionne en contre-réaction et se stabilisera lorsque les tensions sur les entrées (+) et (-) de A3 seront égales. Donc une tension de 1,9 V sera présente sur la broche 2 du LM 331. On notera que cette tension, indépendante de la température, pourra servir de référence précise pour d'autres circuits, par exemple un convertisseur analogique-numérique.

Le courant dans l'entrée (-) de A3 ainsi que le courant base de Q3 étant négligeables, le courant collecteur de Q3 sera égal à :

$$I = \frac{1,9 \text{ V}}{R_s}$$

car ce courant circulant dans la résistance Rs doit y provoquer une chute de tension de 1,9 V.

Ce courant I sera recopié par le miroir de courant B2. Expliquons brièvement le principe d'un circuit miroir de courant, tel que le montre la figure 7.

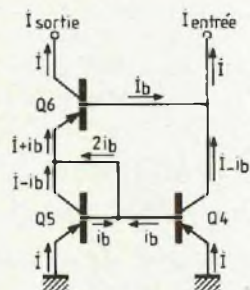
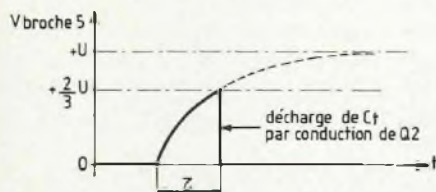


Fig. 7 : Miroir de courant.

Fig. 6 : La charge de C_f sous $+U$ à travers R_t détermine le temps τ .

Supposons que les gains des transistors Q4, Q5 et Q6 soient quasiment égaux, ce qui est parfaitement réalisable avec la technologie des circuits intégrés. Comme nous le verrons, tous les courants collecteurs sont à peu près de même grandeur, et donc tous les courants bases sont égaux. Nous les noterons i_b .

Soit I le courant d'entrée. Le courant collecteur du transistor Q4 vaut

$$I_{c4} = I - i_b.$$

et le courant émetteur $I_{e4} = I$. Le transistor Q5 ayant la même polarisation que Q4, on aura de même

$$I_{c5} = I - i_b \text{ et } I_{e5} = I.$$

Le transistor Q6 devant alimenter deux bases, on aura :

$$I_{e6} = I_{c5} + 2i_b$$

soit

$$I_{e6} = I + i_b$$

et donc

$$I_{c6} = I_{e6} - i_b = I.$$

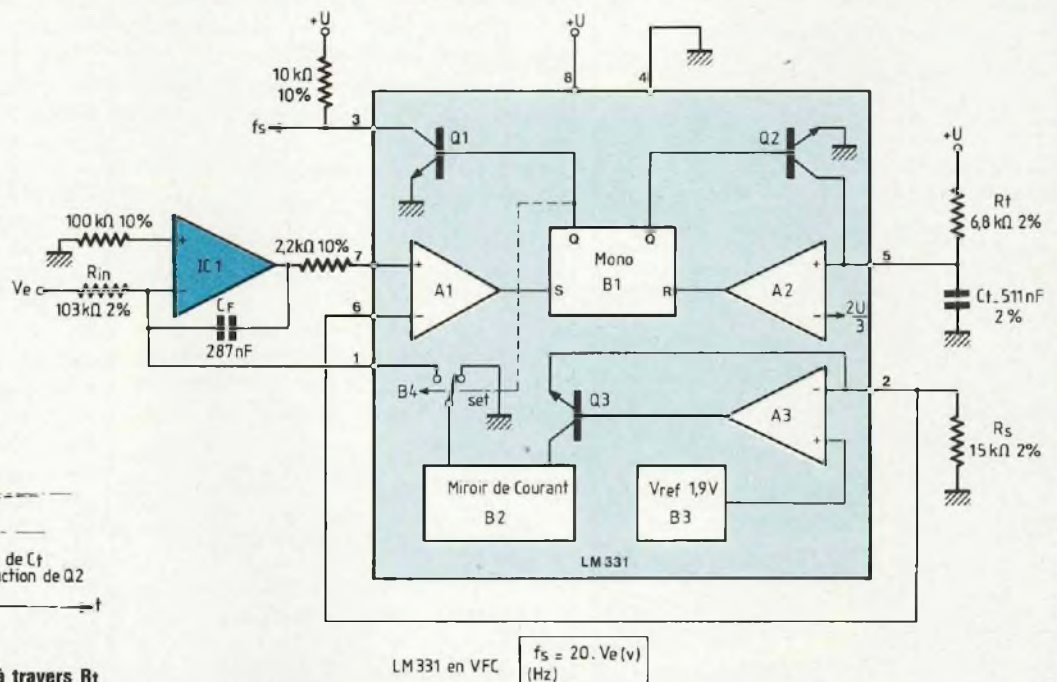


Fig. 8 : Schéma type d'un convertisseur tension / fréquence 20 Hz/volt.

On voit donc que le courant de sortie a la même valeur I que le courant d'entrée.

L'avantage d'un montage à miroir pour réaliser une source de courant constant est que l'ajustage de la valeur de I se fait simplement en jouant sur la valeur d'une résistance, R_s dans la figure 4.

Réglage du LM 331 en VFC

Maintenant que le fonctionnement interne du LM 331 a été explicité, nous allons pouvoir aborder le processus de réglage en convertisseur tension-fréquence.

Une première remarque concerne la tension de référence de la broche 6. Sa valeur ne demande pas à être précise, mais par contre elle doit rester très stable. Or, nous avons vu que nous disposons sur la broche 2 du LM 331 d'une tension de 1,9 V régulée en température. Une bonne solution consiste à l'utiliser comme référence de la broche 6. Donc, dans le schéma de la figure 8 montrant un LM 331 réglé,

nous relierons les broches 2 et 6.

Pour réaliser le réglage, il faut se fixer un facteur d'échelle entre la tension d'entrée et la fréquence de sortie. Nous choisirons dans notre exemple 20 Hz par volt.

Nous avons vu que la fréquence dépend de la tension de par la formule :

$$f_s = \frac{V_e \cdot R_s}{R_{in} \cdot 1,9 \cdot 1,1 \cdot R_t \cdot C_f}$$

Cependant les valeurs de R_t et R_s sont définies par le constructeur pour avoir un fonctionnement optimisé. On a :

$$R_s = 15 \text{ k}\Omega \text{ et } R_t = 6,8 \text{ k}\Omega.$$

Comme le LM 331 n'est alimenté qu'en positif, la première précaution à prendre est de vérifier que la tension de sortie d'IC1 ne peut pas devenir négative, sinon une erreur serait introduite du fait du court-circuit du signal par la diode de protection D1.

Pour éviter cette erreur, il faut que le condensateur C_f ne soit pas déchargé de plus de 1,9 V.

Le convertisseur tension / fréquence

On a :

$$Q = I \cdot \tau = CF \cdot \Delta V \text{ avec } \Delta V \leq 1,9 \text{ V}$$

$$\text{d'où } CF \geq \frac{I \tau}{1,9} \text{ avec } I = \frac{1,9}{R_s}$$

et $\tau = 1,1 \cdot R_t \cdot C_t$.

R_s et R_t étant définies, on détermine le rapport entre CF et C_t :

$$CF \geq \frac{1,1 \cdot R_t \cdot C_t}{R_s} \text{ soit } CF \geq 0,498 C_t$$

La valeur de CF ne jouant pas dans le facteur d'échelle sera donc calculée en dernier pour être supérieure à la valeur minimum de $0,498 C_t$.

D'autre part, pour que la décharge de l'intégrateur par la source de courant I soit possible, il faut que I soit supérieure au maximum du courant de charge que l'on peut atteindre. Soit :

$$I > \frac{V_e \max}{R_{in}}$$

Ce qui donne, en travaillant à $V_e \max = 10 \text{ V}$:

$$R_{in} > \frac{10 \cdot R_s}{1,9} = 79 \text{ k}\Omega$$

Pour avoir une marge de sécurité, nous prendrons R_{in} aux alentours de $100 \text{ k}\Omega$. On voit donc que finalement le seul composant restant pour régler le facteur d'échelle est le condensateur C_t .

On a :

$$C_t = \frac{V_e}{f_s} \cdot \frac{R_s}{1,9 \cdot 1,1 \cdot R_t \cdot R_{in}} =$$

$$\frac{1}{20} \cdot \frac{15 \cdot 10^3}{1,9 \cdot 1,1 \cdot 1,6 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 10^5} = 5,2 \cdot 10^{-7}$$

Nous choisirons pour C_t la valeur normalisée de 511 nF . La précision sur la

valeur devra être bonne, par exemple 2% . D'autre part, la variation de C_t avec la température devra rester faible. Un condensateur à film plastique (polystyrène, téflon) est donc recommandé.

D'autre part, nous prendrons :

$$CF = 287 \text{ nF} > 0,498 \cdot 511 \text{ nF}$$

car on a intérêt à avoir une valeur proche du minimum pour minimiser l'erreur.

Les valeurs normalisées des condensateurs étant espacées, nous finirons le réglage du facteur d'échelle en jouant sur la valeur de R_{in} .

$$R_{in} = \frac{V_e}{f_s} \cdot \frac{R_s}{1,9 \cdot 1,1 \cdot R_t \cdot C_t}$$

$$= \frac{1}{20} \cdot \frac{15 \cdot 10^3}{1,9 \cdot 1,1 \cdot 1,6 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 511 \cdot 10^{-9}}$$

$R_{in} = 103 \text{ k}\Omega$, une résistance à 1 ou 2% à film métallique étant recommandée.

La détermination de la valeur des autres résistances n'est pas critique. La résistance de pied sur la broche (+) de IC1 sera proche de R_{in} , soit $100 \text{ k}\Omega$ à 10% . La résistance d'entrée sur la broche 7 du LM 331 est simplement une protection : $2,2 \text{ k}\Omega$ ou une valeur aux alentours donne satisfaction. Enfin la résistance de sortie sur la broche 3 du LM 331 dépend du circuit suivant qui recevra le signal f_s . Une valeur de $10 \text{ k}\Omega$ est le plus souvent suffisante.

Sur la figure 8, le montage VFC est représenté avec les composants calculés. Nous pensons que le détail des calculs qui a été rapporté en profon-

deur permet de réaliser aisément d'autres montages, avec par exemple des facteurs d'échelle différents.

En conclusion, nous allons donner quelques renseignements techniques sur le LM 331.

LM 331, CARACTERISTIQUES TECHNIQUES PRINCIPALES

La tension maximale, d'alimentation, est de $+40 \text{ V}$. On rappelle qu'aucun signal négatif ne doit être appliqué au circuit. Une protection efficace peut être obtenue si V_e s'inverse de signe en branchant une diode, anode à la masse et cathode en sortie de IC1.

La plage de température d'utilisation est de 0°C à $+70^\circ\text{C}$. Si des températures plus extrêmes sont atteintes, prendre une autre version (LM 131 ou LM 231).

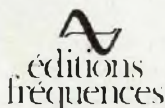
La fréquence de sortie peut atteindre 100 kHz . Au-delà la précision et la linéarité du circuit ne sont plus garanties.

Enfin la consommation de courant est en moyenne de 4 mA , et de 8 mA au maximum. Le boîtier Dual In Line pouvant dissiper $0,5 \text{ W}$, on dispose d'une grande marge de sécurité thermique.

D'autre part, il faut noter que le LM 331 est un convertisseur réversible, c'est-à-dire qu'il peut aussi être employé pour réaliser la conversion d'une fréquence en tension. De nouveaux problèmes se posent alors, qui seront abordés ultérieurement en vue d'une autre application.

A.R.

EDITIONS FREQUENCES
1, Bd Ney 75018 PARIS
Tél. (16-1) 46.07.01.97



Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue, n'hésitez pas à nous joindre soit par téléphone, soit par courrier afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à Led.

Contre les nuisances TV: la chasse aux i

La libéralisation des ondes en matière de télévision constitue un indéniable progrès qui se situe autant dans le domaine de la convivialité que dans celui de l'information. Bien des arguments peuvent être avancés mais ce n'est pas le rôle du technicien que de juger un phénomène de société. Le seul point de vue qu'il peut développer s'adresse à l'aspect technique et à ses conséquences. Or, c'est précisément là qu'il y a matière à gloser ; les conséquences peuvent être désastreuses si l'on pratique en télévision ce qui s'est passé dans la région parisienne, avec la modulation de fréquence : l'attribution un peu hâtive d'un canal à une station TV peut être une source d'interférences rédhibitoires...

Des exemples d'interférences, on en constate un peu partout en France depuis l'apparition de la «5» et de TV6. Elles sont heureusement circonscrites à des régions précises où des solutions assez simples ont été proposées (1). L'accroissement de puissance de ces stations résoudra d'ailleurs complètement les problèmes de jeunesse... Mais nous craignons bien d'autres sources de «moirage» quand tous les canaux disponibles seront attribués et si, justement les puissances d'émission dépassent celles permises officiellement. On ne connaît pas très bien la propagation des ondes en VHF et en UHF : elles portent souvent bien au-delà de ce qu'on suppose. C'est là que des interférences apparaissent et il faut les combattre si l'on veut regarder en toute sérénité les émissions de son choix et satisfaire l'utilisateur qui se plaint à juste titre des brouillages.

RECHERCHE DE L'INTERFERENCE

Pour se faire, le technicien a à sa disposition l'analyseur de spectre, appareil qui donne sur un écran toutes les composantes de fréquence existant dans une bande délimitée. Si, dans cette bande, il existe des fréquences dont la différence donne une composante FI comprise entre 20 et 45 MHz il y a de grandes «chances» pour que des moirages se produisent.

En fait, l'usage d'un analyseur de spectre est délicat et son acquisition demande des crédits importants que le simple dépanneur ne peut engager. Il vaut mieux se renseigner sur les émet-

teurs régionaux et mêmes périphériques pour dégager les combinaisons de fréquences correspondant aux produits de modulation $f_1 \pm f_2$ et à leurs harmoniques.

Exemple : Imaginons deux stations fonctionnant sur les canaux 32 et 34 ; ces canaux pourront être attribués respectivement à Marseille et à Montpellier pour des stations privées. Or, nous rappelons que la propagation sur mer est bien meilleure que sur terre. Si les puissances d'émission sont confortables, à mi-chemin entre les deux villes, le moirage suivant est à craindre :

$$(FI)_{\text{Parasite}} = N_H (f_{V1} - f_{V2}) \\ = 2 (575,25 - 559,25) = 32 \text{ MHz}$$

Le coefficient $N_H = 2$ signifie que l'on retient l'harmonique 2, ce qui est tout à fait plausible car les tuners UHF des téléviseurs ont un comportement non linéaire du second degré. La FI à 32 MHz peut battre avec la porteuse vision FI de 32,7 MHz pour donner un moirage à 700 kHz : figure 1.

GENES DUES AUX FREQUENCES «IMAGES»

Le produit de modulation (ou battement) correspondant à un multiple entier de $f_1 \pm f_2$, f_1 et f_2 étant des fréquences quelconques, n'est pas la seule source d'interférences que le canal FI met en évidence si le résultat

(1) Voir Led n° 37. Article sur la «5» du même auteur.

Interférences

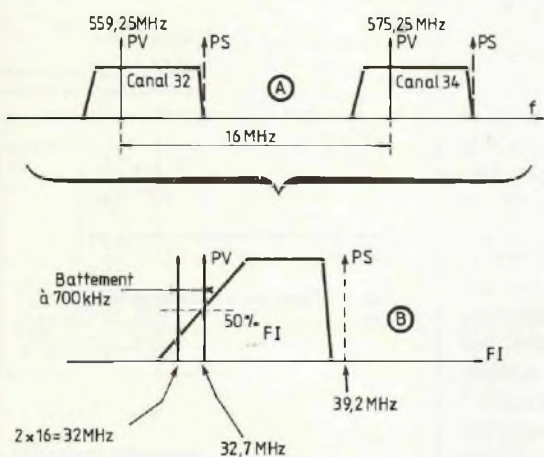


Fig. 1 : Exemple d'interférence entre deux stations voisines.

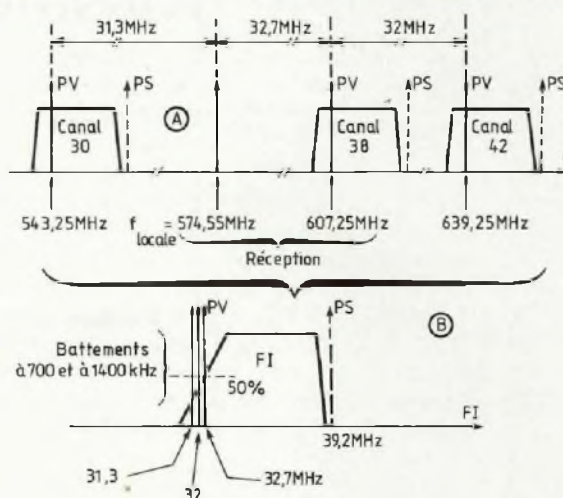


Fig. 2 : Interférences dues aux fréquences multiples.



Fig. 3 : Mesureur de champ Unaohm.

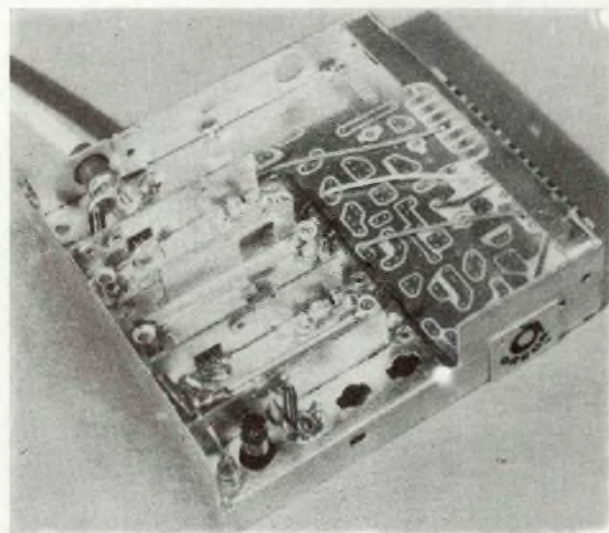


Fig. 4 : Sélecteur UHF ouvert montrant près du câble d'antenne une place disponible dans le caisson d'entrée pour l'implantation d'un rejeteur à ligne $\lambda/4$ (Orega).

tombe dans la bande transmise. Il existe des combinaisons tout aussi gênantes liées aux écarts de fréquence entre le canal à recevoir, sa fréquence locale située à -32.7 MHz de la porteuse vision et les canaux qui les encadrent à même distance : voir figure 2. Dans cet exemple, nous voulons recevoir le canal 38 ; la fréquence locale du changeur de fréquence du tuner UHF est située à $574,55$ MHz (A),

laquelle est à $+31,3$ MHz de la porteuse vision du canal 30. Si celui-ci émet en force, un mélange s'opère malgré la sélectivité naturelle des circuits d'entrée et l'écart de $31,3$ MHz devient une composante FI qui va battre avec la porteuse normale de $32,7$ MHz. L'interférence a lieu à :

$$32,7 - 31,3 = 1,4 \text{ MHz}$$

Un raisonnement analogue peut être

pratiqué avec le canal 42 qui est à $+32$ MHz du canal 38. Là, le battement est à 700 kHz.

D'autres combinaisons peuvent s'imaginer tout au long des bandes IV et V UHF et le rôle du technicien est donc de diagnostiquer localement la source des interférences. Il sera beaucoup aidé en cela par un mesureur de champ, appareil très commun chez les dépanneurs et les poseurs d'antennes

Contre les nuisances TV: la chasse aux interfé

et qui permet, par un accord précis et étalonné en fréquence, la détermination aisée de toutes les porteuses reçues en un point donné (figure 3).

LE REJECTEUR D'ANTENNE

Nous avons vu dans ces colonnes (2) que l'on pouvait réduire les moirages en intercalant un filtre rejecteur à ligne $\lambda/4$ ouverte et accordée. La technique « amateur » consiste à découper un tronçon de câble d'une longueur légèrement inférieure à $\lambda_c/4$, λ_c étant la longueur d'onde dans le câble. Comme le diélectrique est connu (par exemple du polythène), la longueur d'onde est fournie par la relation :

$$\lambda_c = \frac{3.10^8}{f_p \sqrt{\epsilon_r}}$$

f_p est la fréquence parasite à supprimer et ϵ_r , la permittivité du diélectrique (environ 2,275 à 600 MHz).

Avec un condensateur ajustable de 0,5 à 5 pF placé en bout de câble et après avoir rogné patiemment le câble, pour tenir compte de la prise coaxiale qui permet le branchement sur un Té de raccordement, on arrive ainsi à supprimer le moirage sur le téléviseur de l'utilisateur.

L'aspect « bricolage » n'échappera à personne !... Aussi, nous allons proposer une technique plus industrielle pouvant s'adapter plus facilement à un boîtier et, même, trouver un emplacement près du câble d'arrivée d'antenne dans le « caisson » d'entrée des sélecteurs UHF/VHF : voir figure 4.

Un fil tendu à une hauteur h constante dans le compartiment blindé, fil qui fait, dans l'air, $\frac{\lambda}{4}$ de long (rigoureusement

$\frac{\lambda}{4}$ si $C_{aj} = 0$ mais environ 0,8 à 0,9 fois

cette longueur si $0,5 < C_{aj} < 10$ pF) pourra très bien convenir à cette besogne : figure 5.

(2) Voir précédent numéro de Led.

LA MICROLIGNE IMPRIMÉE

Pour imaginer un boîtier amovible il faut une technique qui cadre avec le conditionnement donc utiliser un circuit imprimé. La microligne ou microstrip convient, dans le domaine des fréquences élevées notamment ($f > 600$ MHz).

La ligne se présente sous la forme d'un ruban de largeur (b) déposé sur un substrat en verre époxy d'épaisseur (h). L'autre face du substrat est métallisée (cuiivée et même parfois dorée !) et l'entourage du ruban également : voir figure 6, les dimensions de la plaquette. La longueur (L) du ruban dépend évidemment de la fréquence à rejeter, ce ruban peut être assez long dans les fréquences inférieures de la bande IV :

Exemple : avec $f = 470$ MHz, $\epsilon_{\text{reff}} \# 4$ et $C = 300.000$ km/s, nous aurons :

$$L \text{ (mm)} \leq \frac{C \text{ (km/s)}}{4 \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \cdot f \text{ (MHz)}}$$

Soit

$$L \leq \frac{300\,000}{8 \cdot 470} \# 80 \text{ mm}$$

Mais nous aurons $L < 4$ cm pour $f = 940$ MHz.

La technique de réalisation pourrait être celle de la plus grande longueur, avec rupture de ruban pour un ajustement de l'accord et disposition latérale du condensateur ajustable, entre l'extrémité et les blindages (figure 7).

PROCESSUS D'ACCORD DE LA MICROLIGNE

L'impédance d'entrée d'une ligne terminée sur une impédance quelconque Z_t est une formule en tangente hyperbolique car, à ces fréquences là, les lignes ont des pertes. Si nous remplaçons Z_t par une réactance de capacité, nous obtenons pour une longueur proche de $\lambda/4$, cas où $\text{th} \gamma d$ est très grand devant $j Z_c C \omega$:

$$Z_e = Z_c (\coth \gamma d - j Z_c C \omega)$$

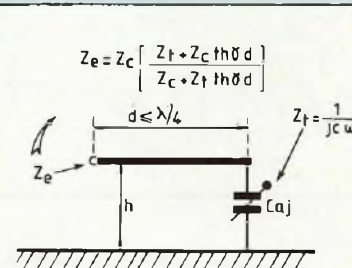


Fig. 5 : Réjecteur à ligne ouverte accordée.

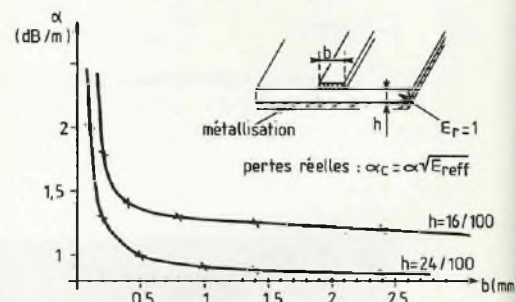


Fig. 8 : Pertes en ligne d'un micro-ruban doré déposé sur un matériau de permittivité unitaire. Les pertes totales dépendent de la permittivité efficace ϵ_{reff} (voir figure 9).

Nous obtenons une différence qui nous définit l'accord où Z_e tend vers zéro.

Donc, il vient :

$$C = \frac{1}{j Z_c \coth \gamma d}$$

La lettre « j » signifie qu'il ne faut conserver que la partie imaginaire de $\coth \gamma d$ et qu'il restera de ce fait une partie réelle qui constituera la valeur minimale de l'impédance Z_e .

Il faut rappeler que : $\gamma = \alpha + j \beta$ et que

$$\coth \gamma d = \frac{e^{\gamma d} + e^{-\gamma d}}{e^{\gamma d} - e^{-\gamma d}}$$

MINIMISATION DES PERTES

Toutes les grandeurs sont variables

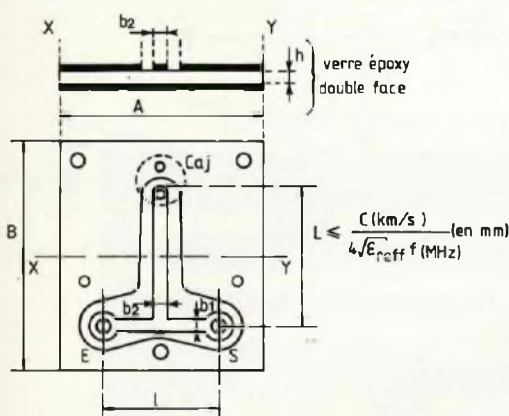


Fig. 6 : Réjecteur à microligné imprimée.

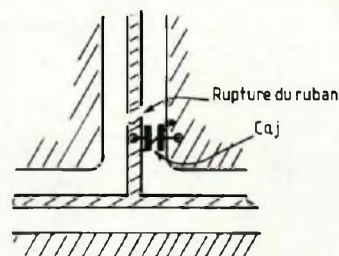


Fig. 7 : Ajustement de longueur du ruban central.

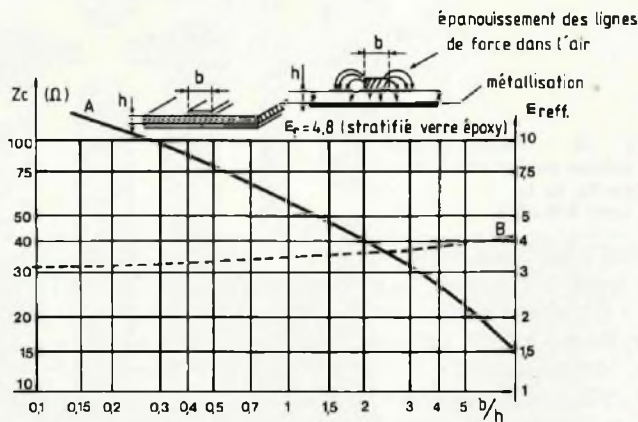


Fig. 9 : Courbe de l'impédance caractéristique et de la permittivité efficace d'un micro-ruban déposé sur du verre époxy.

avec les dimensions de la microligne. Actuellement, les plaques de verre époxy dont on dispose font 1,6 ou 2,4 mm d'épaisseur et les rubans ont une épaisseur de 35 ou 70/1000^{ème}. Des essais, pratiqués sur des rubans de cuivre doré, donnent les affaiblissements linéiques de la figure 8. Il faut, en fait, tenir compte de la nature du diélectrique qui a été compté pour unitaire dans les courbes ci-dessus. On a donc :

$$\alpha_C = \alpha \sqrt{\epsilon_{reff}}$$

et, en Neper, unité qui est utilisée dans l'expression $\gamma = \alpha + j\beta$, il vient :

$$(\alpha_C)_{dB} \# 8,7 (\alpha_C)_{dB/m}$$

Tout se calcule mais il faut bien admettre que l'application de ces formules ne servent pas à grand chose puisque la technologie impose sa résistance minimale équivalente et qu'on n'y peut rien si ce n'est que de

minimiser les pertes en donnant une largeur (b) aussi grande que possible ($b > 1,5mm$ convient). L'épaisseur (h) du diélectrique doit être élevée aussi, ce qui nous conduit à choisir le plus fort substrat standard, c'est-à-dire ($h = 24/100^e$).

VALEUR DE LA CAPACITE D'ACCORD

Si nous nous contentons, alors de dire que les pertes α restent négligeables, nous pourrions proposer la formule plus accessible suivante :

$$C \# \frac{1}{Z_c \omega} \cotg \frac{2\pi L}{\lambda_{eff}}$$

avec :

- 1) Z_c qui tient compte des dimensions de la microligne (voir figure 9A).
- 2) $\omega = 2\pi f_p$ et f_p est la fréquence à supprimer.
- 3) L qui est la longueur réelle du ruban.
- 4) λ_{eff} qui découle de la relation :

$$\lambda_{eff} = \frac{C}{f_p \sqrt{\epsilon_{reff}}}$$

et qui fait appel encore à la permittivité efficace du matériau ; compte-tenu de l'épanouissement des lignes de force dans l'air, ce phénomène de dispersion réduit quelque peu ϵ_r , comme le préconise la courbe B de la figure 9.

EXEMPLE DE DIMENSIONS DES RUBANS

La réalisation des microlignes doit tenir compte de deux impératifs :

- la rejection doit être sélective ;
- l'adaptation entrée/sortie doit être réalisée.

Considérons le cas d'une plaque de verre époxy de 24/10^e de hauteur (h). Ce choix est conditionné surtout afin de permettre au ruban b, de posséder une impédance caractéristique voisine de 75 Ω (normes TV).

La figure 9 nous donne pour cela :

$$\frac{b_1}{h} \# 0,6 \text{ donc :}$$

$$b_1 = 0,6 h = 1,44 \text{ mm.}$$

Chaque bout de ligne b_1 , est usiné pour recevoir soit des tronçons de câble, soit des connecteurs mâle-femelle (figure 6). La longueur «l» séparant les bornes E/S est en principe, quelconque mais il paraît judicieux de faire $l \geq 10b_2$, l'expérience justifiant ce compromis. La largeur b_2 de la ligne centrale sera assez large de telle sorte que la résistance superficielle (effet de «peau») soit assez faible ; $b_2 > 1$ mm convient (voir figure 8) et nous choisirons $b_2 = h = 2,4$ mm. Dans ce cas $Z_c = 60 \Omega$ ce qui s'avère encore assez élevé et $\epsilon_{reff} = 3,5$ (voir figure 9). Il faut ici ajouter un commentaire : l'impédance caractéristique Z_c n'a aucune importance si ce n'est d'obtenir la valeur la plus forte possible afin de rendre inopérante l'action de la ligne en dehors de la réjection. Il n'est toutefois pas possible de faire mieux avec cette technologie :

Calcul de L et de C : Soit $f_p = 628$ MHz. Avec $\epsilon_{reff} = 3,5$ nous aurons

Contre les nuisances TV: la chasse aux interférences

la longueur d'onde « efficace » suivante :

$$\lambda_{\text{eff}} = \frac{3\,000\,000}{628 \cdot \sqrt{3,5}} = 255,3 \text{ mm}$$

La longueur du ruban b_2 sera donc inférieure à

$$L \leq \frac{255,3}{4} = 63,8 \text{ mm}$$

Si nous appliquons maintenant la relation :

$$C \# \frac{1}{Z_C \omega} \cdot \cotg \frac{2\pi L}{\lambda_{\text{eff}}}$$

... il faut se donner L ou C.

Soit $L = 50 \text{ mm}$, il vient alors :

$$C = \frac{1}{60,2\pi \cdot 628 \cdot 10^6} \cdot \cotg \frac{2\pi \cdot 50}{255,3}$$

ou : $C \# 2,1 \text{ pF}$.

Un condensateur ajustable de 0,5 à 5 pF conviendra parfaitement. On le choisira circulaire avec sorties latérales à écartement standard pour circuit imprimé.

PREAMPLIFICATEUR D'ANTENNE FILTRANT

Les émetteurs de TV privés n'ont pas forcément la même couverture de champ que les chaînes publiques ; un préamplificateur d'antenne peut être souhaitable à condition d'éliminer les stations plus puissantes placées trop près en fréquence et dans la même direction géographique. Pour ce faire, nous avons ressorti un préamplificateur proposé il y a quelques années par SGS-ATES et dont le mérite était de présenter un assez faible taux d'intermodulation pour un niveau de sortie assez confortable. De plus, avec la notice technique, était proposée une épure de circuit imprimé « double face » que nous avons modifiée afin d'inclure des filtres réjecteurs « haut » et « bas » de gamme.

La figure 10 nous montre que l'étage d'entrée utilise un circuit intégré SH221 SGS-ATES extra-plat dont les

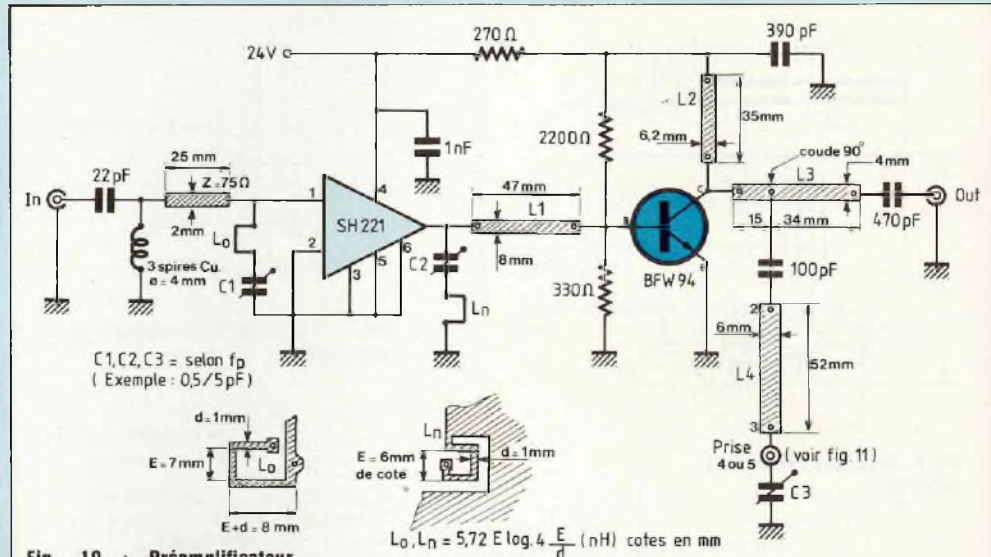


Fig. 10 : Préamplificateur d'antenne muni de filtres réjecteurs (L_0, L_n, L_4). D'après SGS-ATES.

cosses de sortie sont latérales. Il vient se loger sur la tranche dans les orifices qui apparaissent entre les spires de Bryan L_0 et L_n , dans le circuit imprimé de la figure 11.

Le SH221 est précédé sur son entrée 1 par un tronçon de ligne $Z = 75 \Omega$ et par un filtre passe-haut composé de la capacité de 22 pF (céramique-perle) et de la bobine de 3 spires sur $8 = 4 \text{ mm}$. Entre les cosses 1 et 2 du SH221, on place un premier réjecteur série $L_0 - C_1$ qui fonctionne dans le bas de gamme UHF (460 à 560 MHz). La spire de Bryan n'est pas entièrement bouclée et termine sur un ajustable de 0 à 3 pF (voir formule : figure 10). L'accord est assez flou donc la réjection trop faible ; on complète cette insuffisance par une deuxième spire de Bryan placée entre l'ajustable C_2 lui-même soudé sur le tout début de la ligne L_1 et la métallisation extérieure (masse générale). La ligne L_1 aboutit sur la base (B) d'un BFW94 dont l'émetteur et le blindage sont soudés directement à la masse. Le collecteur (C) est chargé par la ligne L_2 qui reçoit aussi en bout l'alimentation en 24 V du transistor ($270 \Omega / 390 \text{ pF}$).

La ligne L_3 sépare le collecteur du condensateur de sortie (470 pF). En chemin, on trouve une ligne $\lambda/4$ réjectrice. L_4 s'accorde avec C_3 sur les fréquences moyennes et élevées de la bande UHF. Entre la dérivation 1 et l'entrée 2 de la ligne, on place une liaison capacitive de 100 pF. La qualité de ce condensateur aux UHF s'avère primordiale ; il ne doit pas être selfique ni trop long en dimensions. C_3 se placera soit entre les orifices 3 et 4 soit entre les trous 3 et 5 ; cette dernière solution favorise l'accord de la réjection vers des fréquences plus élevées ; On trouvera sur la figure 10, la formule de l'inductance de la spire de Bryan ; c'est une relation approchée qui ira si l'on évite au-dessous la métallisation ; si l'on omet ce grattage, il faut réduire encore l'accord de C_1 et de C_3 (à essayer...). Autre précaution : on évitera également la couche inférieure autour des connexions des soudures. On pourra souder les masses des deux côtés mais en évitant de faire des boucles avec les lames de masse supérieures. En fait, on ne conseille les traversées à la masse qu'au voisinage des connecteurs d'entrée et de sortie et peut-être ? au niveau des

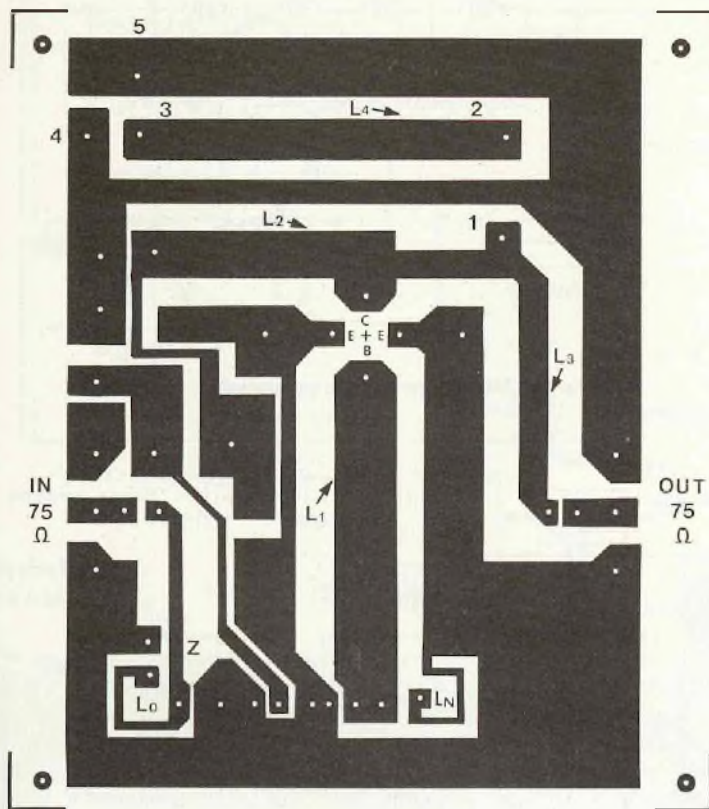
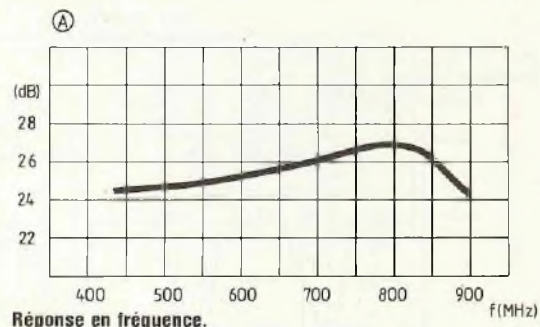
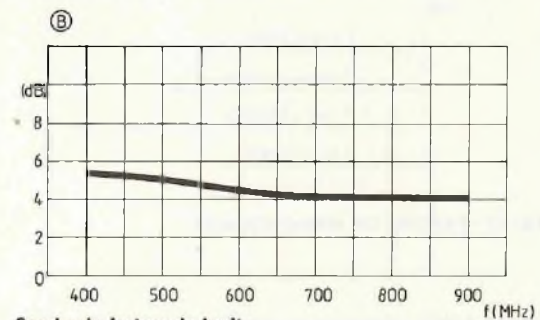


Fig. 11 : Circuit imprimé double face du préamplificateur d'antenne. D'après SGS-ATES.

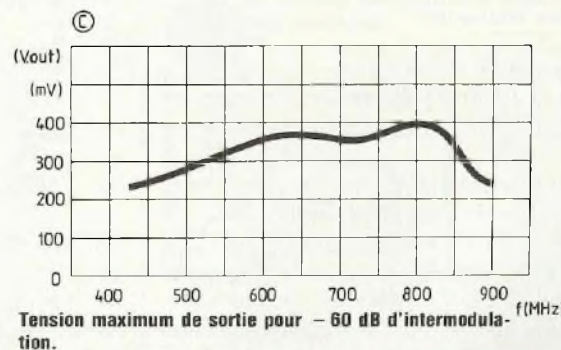
Fig. 12 : Caractéristiques principales du préamplificateur SGS-ATES modifié mais considéré sans réjecteur.



Réponse en fréquence.



Courbe du facteur de bruit.



Tension maximum de sortie pour -60 dB d'intermodulation.

émetteurs du transistor. Qu'on ne s'y trompe pas : ce n'est pas facile de faire marcher une telle maquette, si l'on n'a pas le doigté et le flair qui sied naturellement aux techniciens en UHF. Nous donnons figure 12, ce que propose SGS-ATES comme caractéristiques pour son préamplificateur d'antenne, considéré sans les réjecteurs, lesquels, par principe peuvent se caler à chaque bout de bande.

REJECTION DES CANAUX ADJACENTS

Parmi les cas de brouillage particuliè-

rement pénibles, citons ceux apportés par les stations calées en fréquence dans les canaux adjacents à celui à capter (voir figure 13). Les fréquences les plus gênantes sont les plus proches :

- la porteuse «son» f_s inférieure ;
- la porteuse «vision» f_v supérieure.

Si le téléviseur prévoit ces réjections c'est parfait, mais rien n'est moins sûr...

Par ailleurs, il n'y a pas que le standard TV de normes L : les pays frontaliers peuvent avoir des canaux légèrement décalés et alors, des réjections sup-

plémentaires doivent s'imaginer. Enfin, des combinaisons de fréquence peuvent entraîner des battements qui entourent le canal transposé, dans le domaine FI, dans les bandes adjacentes.

DESCRIPTION DU SCHEMA

Il faut donc ajouter dans ce domaine un amplificateur de gain assez moyen, mais comportant des réjecteurs souples en ce qui concerne le réglage et pouvant s'étaler assez loin de chaque côté du canal FI : voir figure 14.

Nous n'avons pas recherché ici, l'origi-

Contre les nuisances TV: la chasse aux interférences

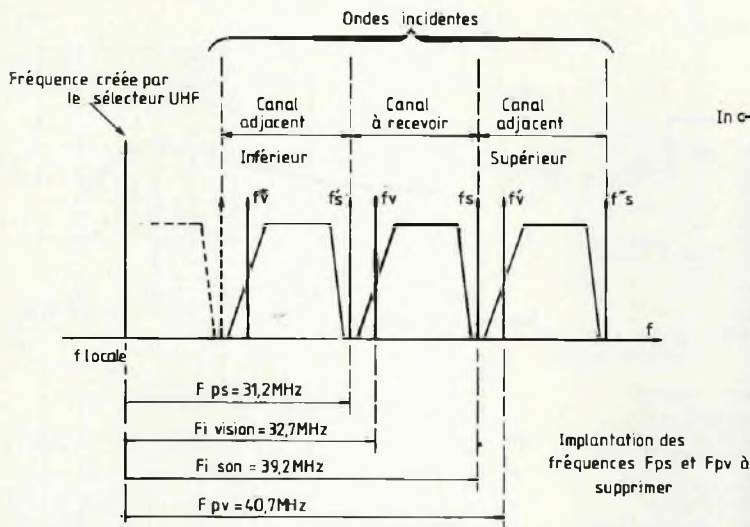


Fig. 13 : Réjection des canaux adjacents.

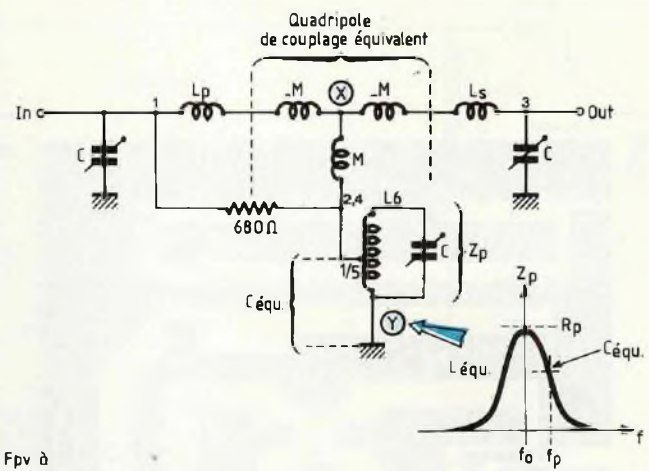


Fig. 15 : Schéma équivalent au transformateur surcouplé.

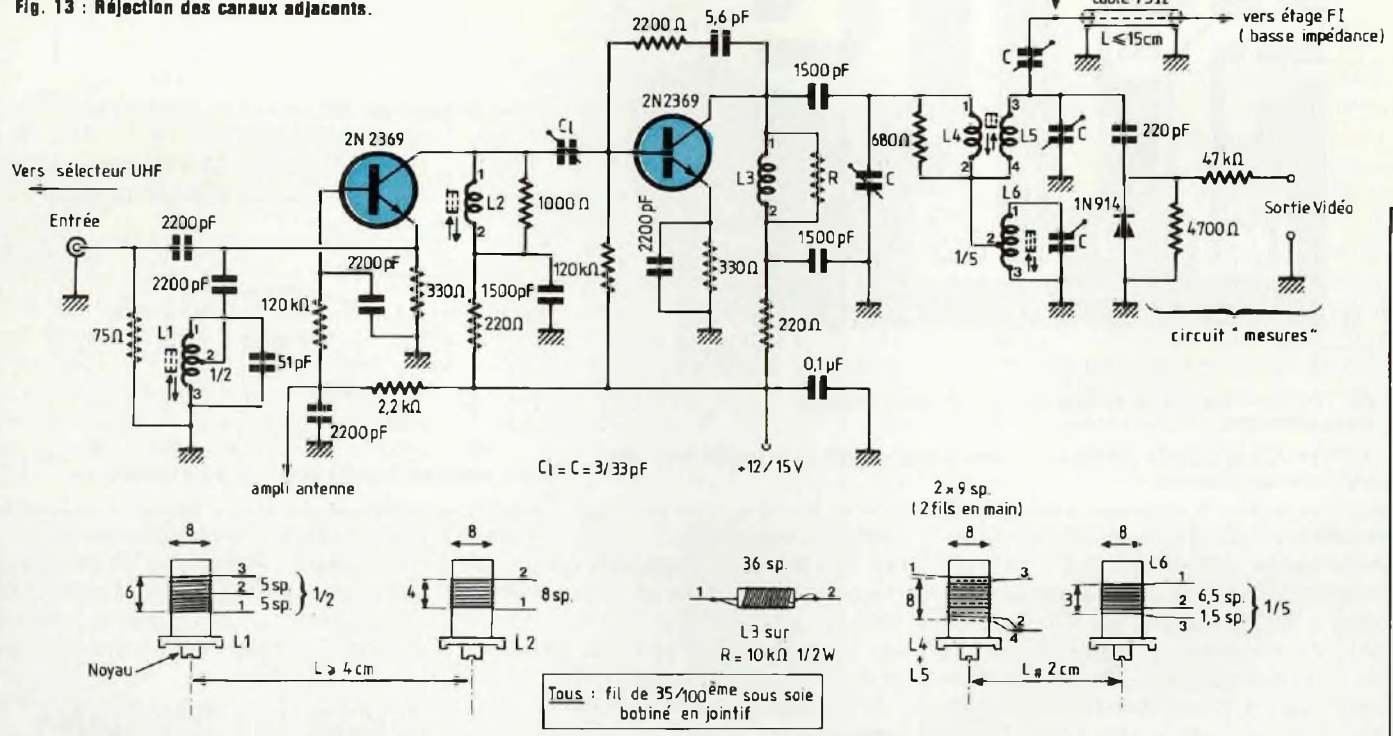


Fig. 14 : Amplificateur FI à deux réjecteurs de fréquences adjacentes.

nalité ; mais plutôt l'utilisation des fonds de tiroirs et du matériel que tout dépanneur possède en réserve. Le mode de réalisation des bobines a été développé avec suffisamment de

détails pour que leur fabrication s'opère sans problème. Toutes les selfs sont bobinées en spires jointives avec du fil de cuivre sous soie de 35 ou 40/100^e. L4 et L5 sont bobinées

deux fils «en main». L3 est une self de correction vidéo ; mais on peut la réaliser à la main, en bobinant 36 spires sur une résistance de 10 kΩ 1/2 W ; le nid d'abeille est conseillé.

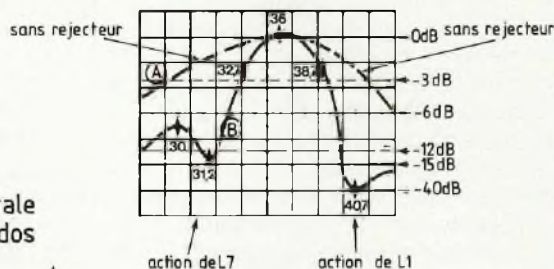
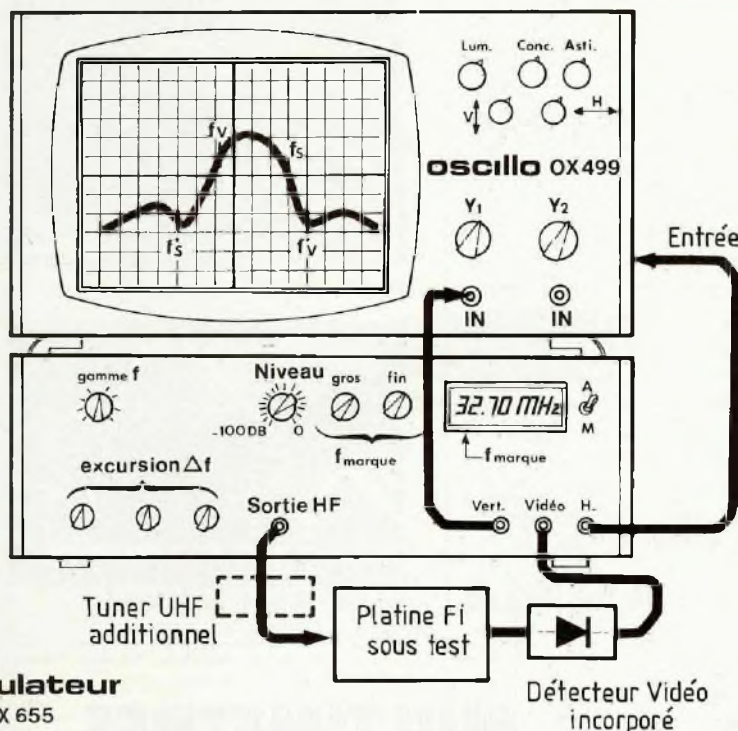


Fig. 17 : Réponse du filtre proposé.

Fig. 16 : Banc d'essais utilisant un wobulateur WX655 Unaohm (distribué par Metrix) et un traceur bicourbe OX 499 Metrix. Les marques de fréquences sont obtenues successivement grâce au générateur interne à affichage numérique.

Cet amplificateur vient s'intercaler entre le tuner VHF/UHF et la platine FI proprement dite. L'entrée est adaptée à 75 Ω, mais débouche sur l'émetteur d'un transistor 2N2369. Le circuit sélectif L1 est donc assez amorti et couvre la bande FI. Toutefois placé dans l'émetteur, il se comporte vis-à-vis du collecteur comme un «absorbeur» ; cela s'explique par l'effet de contre-réaction d'émetteur, lequel est maximal à l'accord. Le collecteur supporte un circuit simple, L2, shunté par 1 000 Ω mais accordé par l'ajustable de liaison C1. Ce réglage a pour autre fonction de rendre la bande conforme à la norme reçue ; en effet, il fonctionne en cellule de liaison «passe-haut» avec la faible impédance d'entrée de l'étage. Cette faible impédance d'entrée est due à la résistance d'entrée de la base mais, aussi, due au circuit d'unilatéralisation de 2 200 pF/5,6 pF qui empêche l'étage d'osciller. Le circuit réjecteur par excellence est l'ensemble L4-L5-L6.

L4 et L5 sont surcouplés grâce à la façon de bobiner «2 fils en main» ; il n'y a pas deux bosses dans la courbe de réponse car le transformateur est très amorti, au primaire, par 680 Ω ; les capacités C centrent l'accord sur 36 MHz et la bande couverte s'étend sur plus de 12 MHz. La réjection de fréquence s'opère par l'accord de l'inductance mutuelle M avec la capacité équivalente au circuit accordé L6-C (Z_p), ramenée sur la prise 1/5 : voir figure 15.

$$\text{Pour } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{MC_{\text{éq}}}}$$

la dérivation XY se réduit à la résistance offerte par le cinquième de la bobine L6. C'est donc l'équivalent d'un court-circuit à la fréquence considérée f₀. Grâce au noyau de L6 et à la capacité de 3 à 33 pF qui l'accorde, la réjection peut couvrir toute la bande FI.

Après le secondaire L5, un condensateur ajustable prélève la tension FI et la conduit au moyen d'un câble vers la platine FI normale.

Une détection parallèle assure la sortie vidéo pour permettre la mise au point au wobuloscope.

Mise au point : Elle va s'effectuer en deux étapes, séparées par l'insertion du tuner VHF/UHF, au moyen du banc d'essais de la figure 16. Cet équipement proposé par Métrix permet d'avoir la courbe de réponse repérée en fréquence par l'affichage numérique du générateur marqueur incorporé. Dans un premier temps on procède à l'accord de L2, de L4 et de L5 en décalant fortement les réjecteurs de chaque côté de la bande FI ; la liaison C1 est tournée au maximum.

La courbe de l'accord global est centrée sur 36 MHz (figure 17 A).

Si nous choisissons les réjections recensées figure 13, L1 sera accordée sur 40,7 MHz (f vision du canal supérieur). En combinant l'action

TV: la chasse aux interférences

sélective de L2 et la réjection de L1, on arrive à une réjection assez élevée. La réjection de L6 passe du côté des fréquences inférieures pour creuser la courbe à 31,2 MHz (f son du canal adjacent inférieur).

Ci est enfin ajustée pour que la porteuse 'FI vision à 32,7 MHz et la fréquence supérieure située à +6 MHz se retrouvent bien sur les flancs de la courbe au-dessus du niveau -3 dB (voir figure 17, la courbe B). Le gain global est d'environ 24 dB à 36 MHz.

ASSOCIATION AVEC LE SELECTEUR UHF

On intercale maintenant un sélecteur UHF entre le vobulateur et la platine de réjection. Dans ce cas, l'accord du circuit FI du tuner précédent conjugue sa réponse avec celle de la platine.

En utilisant un vobulateur WX601B

Métrix, qui peut se marquer tous les 1 MHz, on remarque, figure 18, que les vobulogrammes FI (A) et global (B) ont des allures voisines avec toutefois, pour le mode global (B) une bande tout à fait conforme aux normes L. En effet, la porteuse vision du canal UHF se place bien sur un flanc de Nyquist à pente douce. Dans cette réponse, les tops les plus forts sont écartés de 10 MHz ; il y a donc bien un peu moins de 10 MHz entre les réjections qui, dans le domaine UHF, sont ici situées sur des fréquences quelconques, l'accord UHF étant lui-même quelconque. On recueille une bande vidéo de 5 MHz, ce qui peut encore convenir pour la télévision «couleur» aux normes du SECAM mais cela convient parfaitement à celles du PAL ou pour la TV noir et blanc.

Roger Ch. HOUZE

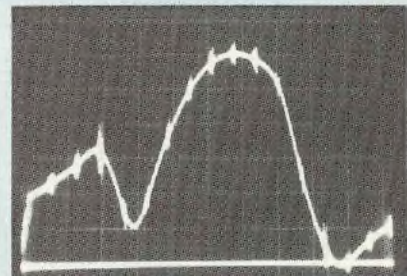


Fig. 18A : Courbe FI.

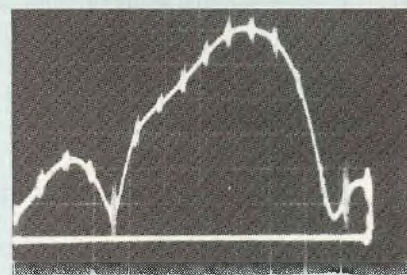


Fig. 18B : Courbe FI + sélecteur UHF.



75018 PARIS
62, rue Leibnitz
(1) 46.27.28.84

44000 NANTES
3, rue Daubenton
40.73.13.22

CONVERTISSEURS STATIQUES

220 alternatifs à partir de batteries, pour faire fonctionner les petits appareils ménagers : radio, chaîne hi-fi, magnétophone, télé portable noir et blanc, et couleur.

CV 101 - 120 W - 12 V C.C./220 V C.A. 302 F

CV 201 - 250 W - 12 V C.C./220 V C.A. 616 F

TRANSFOS D'ALIMENTATION

Impregnation classe B. 600 modèles de 2 à 1000 VA.

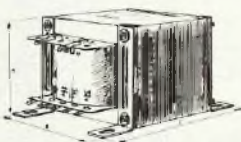
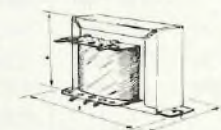
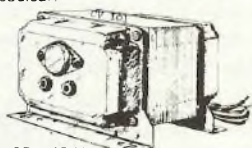
Tension primaire : 220 V à partir de 100 VA, 220-240 V.

Tensions secondaires :

- une tension : 6 ou 9 ou 12 - 15 - 18 - 20 - 24 - 28 - 30 - 35 - 45 V.

- deux tensions : 2 x 6 ou 2 x 9 - 12 - 15 - 18 - 20 - 24 - 28 - 30 - 35 - 45 V

Présentation : étrier ou équerre



Puissance	PRIX		
	une tension	deux tensions	trois tensions
5 VA	42,60	46,50	51,10
8 VA	46,60	50,50	55,20
12 VA	54,35	58,10	64,30
20 VA	66,60	70,50	77,75
40 VA	105,35	110,00	120,85
150 VA	179,70	189,05	216,90

TARIF complet sur demande

AUTO-TRANSFO REVERSIBLE 110/220 V MONOPHASE

60 VA	79,20 F	500 VA	168,20 F
150 VA	98,90 F	750 VA	227,50 F
250 VA	123,70 F	1000 VA	247,00 F
350 VA	148,40 F	1500 VA	415,40 F

TRANSFOS DE LIGNE

Pour installations Sono, Hi-Fi... réversibles enroulements séparés bobinages sandwich 100 V / 4-8-16 ohms

10 watts	95,00 F	120 watts	285,00 F
25 watts	136,00 F	250 watts	656,00 F
50 watts	198,00 F	autres modèles sur demande	

CONDITIONS DE VENTE

Envoi minimum : 50,00 F + port.
Cheque à la commande

MULTIMETRES NUMERIQUES



DM 105

Le Multimètre le plus compact de la gamme
0,5% de précision
en Vcc
Grande simplicité d'emploi
Fonction Vcc, Vca, Icc, R

451 F TTC

Je désire recevoir une documentation, contre 4 F en timbres



Digimer 30

2000 pts de Mesure
Précision 0,5% ± 1 Digit.
Affichage par LCD
Polarité et Zéro Automatiques
200 mV à 1000 V =
200 mV à 650 V =
200 µA à 2A = et ∞
200 Ω à 20 MΩ
Alim. Bat. 9 V ref
6 BF 22

Accessoires :
Shunts 10 A et 30 A
Pincés
Ampèremétriques
Sacoche de transport

845 F TTC



ISKRA 6010

2000 pts de Mesure
Précision 0,5% ± 1 Digit.
Affichage par LCD
Polarité et Zéro Automatiques
Indicateur d'usure de batterie
200 mV à 1000 V =
200 mV à 750 V =
200 µA à 10 A = et ∞
200 Ω à 20 MΩ
Alim. Bat. 9 V ve F
6BF 22

Accessoires
Sacoche de transport

706 F TTC

ISKRA France

Nom

Adresse :

Code postal :

364 RUE LECOUBE 75015

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

Le vidéotexte fait partie d'un vaste plan élaboré par les PTT et destiné à fournir à un utilisateur un service de communications permettant de transmettre des pages de caractères ou de symboles graphiques sur un écran de visualisation. En France, il existe deux types de vidéotextes Antiope et Télétel (figure 1).

Antiope est un service exploité par TDF qui utilise les réseaux de télévision pour transmettre, en surimpression des images de programmes, des textes et des schémas codés sous forme numérique. Antiope est donc un système de transmission simple, où l'information est unidirectionnelle. Les applications d'Antiope sont nombreuses : économique, marché du travail, météorologique et sont aussi bien professionnelles que familiales.

Au contraire de Antiope, Télétel est un système de vidéotexte interactif qui permet à un utilisateur de dialoguer avec des banques de données. L'accès aux informations peut être effectué soit par l'intermédiaire du réseau téléphonique commuté, soit par l'intermédiaire de Transpac. Le minitel est le terminal qui permet aux abonnés d'accéder aux services Télétel. Un minitel est constitué d'un écran de visualisation équipé d'un clavier alphanumérique. Il est couplé au téléphone par l'intermédiaire d'un modem. A l'autre extrémité de la chaîne se trouve le centre serveur qui contient toutes les informations. A la base de ce centre serveur se trouve généralement un micro ou un mini-ordinateur qui traite toutes les demandes des abonnés. Le nombre d'accès simultanés sur un serveur et le temps de réponse à une requête est fonction de la puissance de l'ordinateur retenu.

MINITEL :

TERMINAL OU

MICRO-ORDINATEUR

Par rapport à un terminal classique, un

La télématique a fait une entrée fracassante dans les foyers français. Le minitel est maintenant un objet de consommation courante au même titre qu'une chaîne Hifi... ou un micro-ordinateur. Pourtant, les services rendus par un minitel sont encore limités. Cette limitation est principalement due à l'aspect «passif» du minitel qui possède les fonctions d'un terminal et non d'un micro-ordinateur. Il était tentant alors de remplacer le minitel par un micro-ordinateur, encore faut-il réaliser un modem adapté aux normes télétel : c'est le thème de notre rubrique d'aujourd'hui. Mais avant de rentrer dans le «hard», rappelons quelques définitions sur le vidéotexte.

micro-ordinateur possède de nombreuses fonctions.

Du fait de sa mémoire interne et externe (floppy, disques durs, cassettes), il peut stocker des informations et les restituer à tout instant. Grâce à son intelligence ces mêmes informations peuvent être traitées et analysées par le microprocesseur cœur de tout micro-ordinateur. Enfin, un micro-ordinateur peut être associé à de nombreux périphériques (imprimante, mémoire de masse...) bien utiles lorsqu'on manipule des données. Deux exemples permettent de mesurer le gain apporté par un micro-ordinateur par rapport à un minitel :

Chaque serveur minitel possède un

code d'accès plus ou moins barbare qui doit être reconstitué sur le clavier par l'utilisateur qui désire établir une connexion. Outre l'aspect lenteur, cette manipulation nécessite un annuaire téléphonique où doivent être stockées tous les codes. Avec un micro-ordinateur rien de tel ; le répertoire téléphonique peut être mémorisé sur disque et l'utilisateur n'a plus qu'à choisir son serveur. Le code est restitué automatiquement par le micro-ordinateur et la connexion est établie sans aucune autre intervention «humaine».

Autre besoin pour l'industriel ou le commerçant, la réalisation d'un mailing à destination d'une catégorie de personnes bien définie. Toute cette opération peut être effectuée par le micro-ordinateur. Les seules informations qui doivent être données au micro-ordinateur sont les critères permettant de sélectionner la catégorie de personnes destinataires du mailing et le lieu où elles résident. Le micro-ordinateur se chargera alors de consulter l'annuaire téléphonique accessible par Télétel et de la réalisation des étiquettes où est écrite l'adresse des correspondants.

Outre une plus grande facilité d'emploi, l'utilisation d'un micro-ordinateur à la place d'un minitel permet des économies substantielles. En effet, les données sont traitées localement et le temps de connexion facturé à l'utilisateur se limite à l'intervalle de temps pendant lequel les informations sont transférées.

MODEM V23

Pour véhiculer ses informations la norme Télétel utilise le réseau téléphonique. Un modem doit donc être intercalé entre la sortie série du micro-ordinateur et la ligne téléphonique. Le rôle de ce modem (cf. Périphériques Technologies et interfaces aux Editions Fréquences) est d'adapter les signaux numériques issus du micro-ordinateur avec les caractéristiques

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

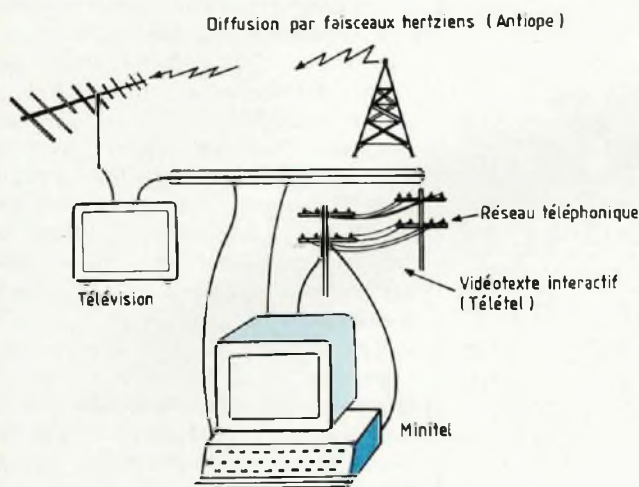


Fig. 1 : Moyens de communication vidéotexte.

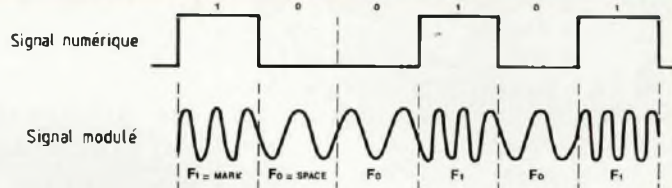


Fig. 2 : Modulation FSK.

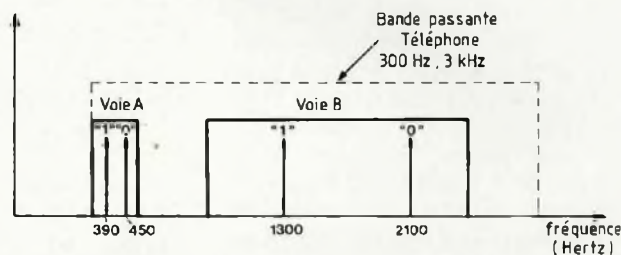


Fig. 3 : Standard V-23. Plan de fréquence. Voie A : liaison Minitel-centre serveur 75 bauds. Voie B : liaison centre serveur-Minitel 1 200 bauds.

techniques des lignes téléphoniques. Un modem est donc un simple codeur-décodeur (ou Modulateur-démodulateur) qui assure la conversion numérique/analogique et réciproquement des signaux numériques délivrés par l'interface série du micro-ordinateur. Les modems basse vitesse utilisés avec la norme Télétel emploient comme codage le F.S.K. (Fréquence Shift Keying) qui transpose les deux éléments binaires «1» et «0» en deux fréquences ou tonalités f_0 et f_1 différentes (figure 2). L'envoi d'une séquence d'informations sur la ligne téléphonique se fait donc en envoyant alternativement les deux fréquences f_0 et f_1 . Outre, l'utilisation d'un signal analogique, une ligne téléphonique impose des contraintes techniques. En particulier la bande passante du téléphone est comprise entre [300 Hz et 3 kHz] ce qui limite le choix des fréquences f_0 et f_1 à cette bande. Enfin, une liaison par Modem doit pouvoir être bidirectionnelle et ce sans conflit. Les canaux «montant» et «descendant» doivent donc être associés à deux couples de fréquences (f_0 , f_1)

différents.

Dans le cas de la norme Télétel (norme V.23) les voies «montante» (Minitel \rightarrow serveur) et «descendante» (Serveur \rightarrow Minitel) sont effectuées à deux débits différents. La voie montante génère un signal à 75 bauds alors que la voie retour s'effectue à une plus grande vitesse de 1200 bauds.

La figure 3 présente le plan en fréquence retenu par le standard V 23. Les deux couples (f_0 , f_1) sont respectivement de (390, 450 Hz) et de (1300, 2100 Hz). On peut remarquer que les contraintes énumérées précédemment (bande passante, aucun conflit entre émission et réception) sont respectées.

EXEMPLE DE REALISATION : LE CIRCUIT 7510 DE THOMSON

Thomson fut un des premiers à développer des circuits intégrés Modem adaptés aux normes V 23 de Télétel. Le circuit EFB 7510 utilise des techniques très pointues comme les filtres à capacités commutées et un synthé-

seur de fréquence (modulateur).

En réception, il peut fonctionner à 1200 bauds et en émission à 75 bauds, par contre l'inverse est impossible. Cette limitation implique que le circuit EFB 7510 ne peut pas être utilisé comme modem d'un centre serveur. Des circuits complémentaires (EFB 7512 et EFB 7513) sont annoncés par Thomson pour compenser cette lacune. Attention donc, les schémas qui vont être présentés ne sont utilisables que pour une transformation d'un micro-ordinateur en minitel.

La figure 4 présente le brochage du EFB 7510 ainsi que la signification des principaux signaux. On peut remarquer que ce circuit nécessite une double alimentation ± 5 Volts et un quartz oscillant à 3.579 MHz. La mise en œuvre du EFB 7510 nécessite quelques composants extérieurs (figure 6). Au niveau interface avec la ligne téléphonique, on peut remarquer la présence d'un duplexeur et d'un transformateur.

Le rôle du transformateur (fig.7) est d'isoler l'abonné avec le réseau téléphonique. Cette isolation permet en

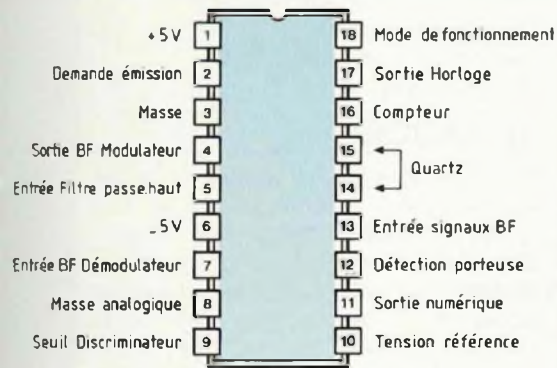


Fig. 4 : EFB 7510. Différents signaux.

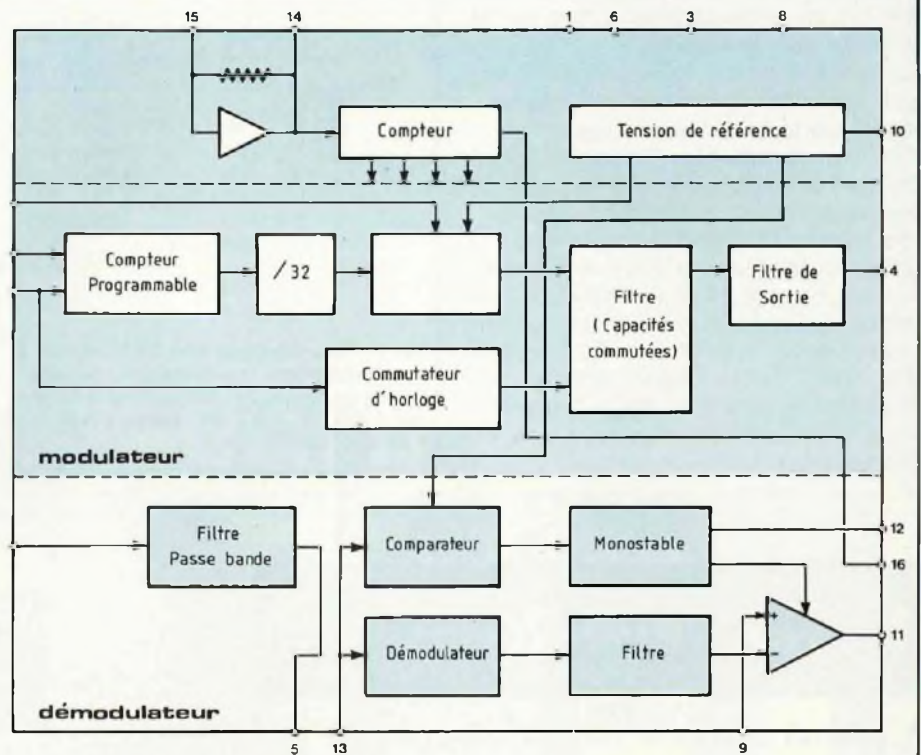


Fig. 5 : Synthèse du circuit EFB 7510. Circuit Modem EFCIS.

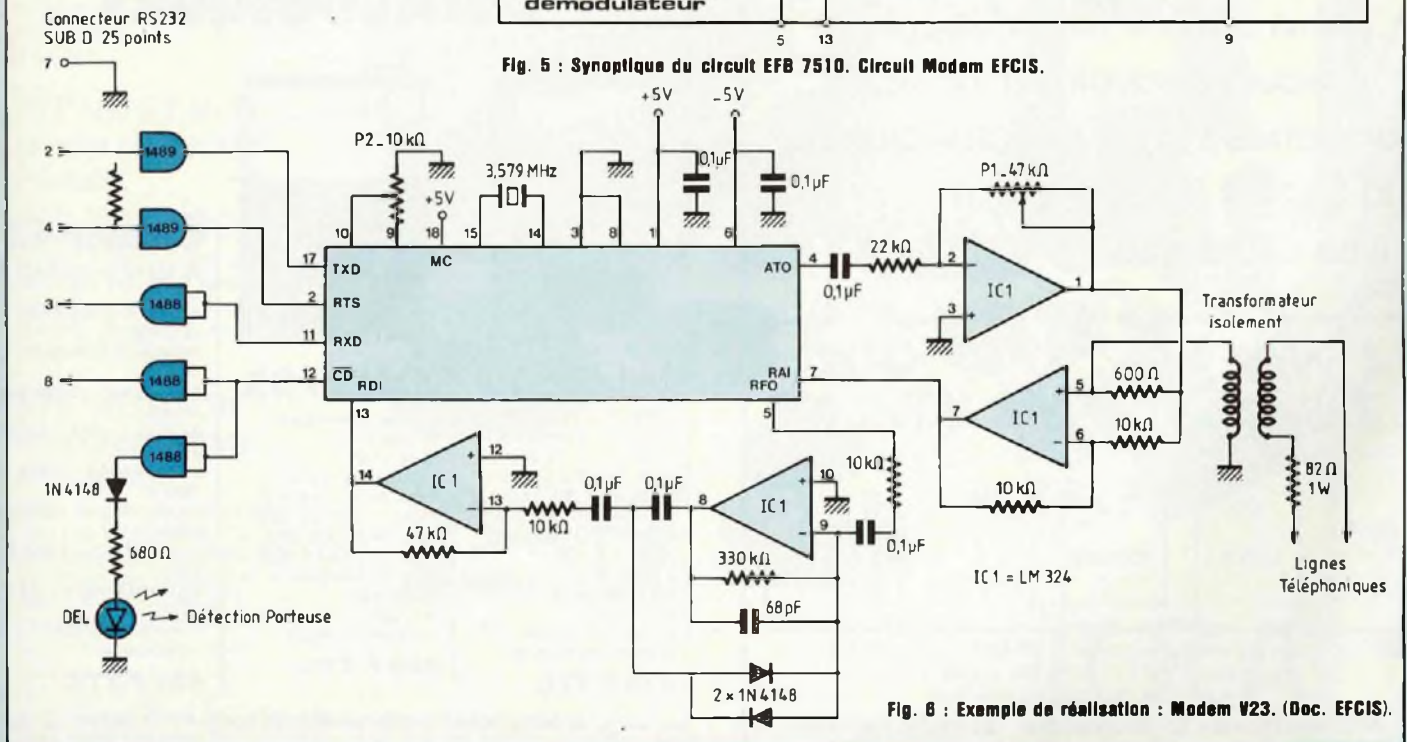


Fig. 8 : Exemple de réalisation : Modem V23. (Doc. EFCIS).

raconte-moi...

LA MICRO-INFORMATIQUE

particulier d'éviter sur le terminal toutes les surtensions provoquées par le secteur ou... la foudre.

La fonction du duplexeur est de dissocier les canaux «montant» et «descendant» sur la ligne téléphonique.

Un filtre passe-haut limiteur (IC1C et IC1D) doit être inséré dans la partie de modulation.

Au niveau de l'interface série avec le micro-ordinateur on retrouve les classiques circuits 1488 et 1489 qui permettent d'adapter les sorties numériques de ce modem avec le standard RS 232 C (LED Mars 1986).

Dans notre exemple, seuls 5 signaux (sur 25 !) sont effectivement pris en compte :

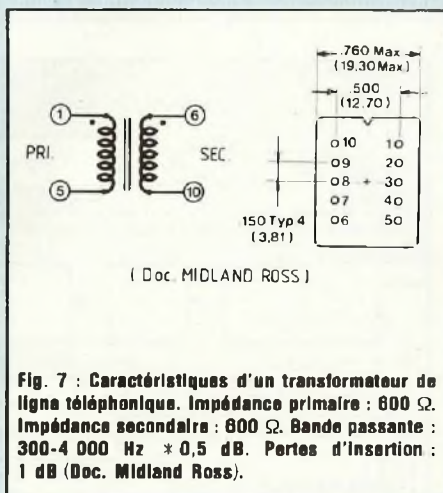


Fig. 7 : Caractéristiques d'un transformateur de ligne téléphonique. Impédance primaire : 800 Ω . Impédance secondaire : 800 Ω . Bande passante : 300-4 000 Hz * 0,5 dB. Pertes d'insertion : 1 dB (Doc. Midland Ross).

Emission données TXD (2)
Réception données RXD (3)
Demande émission RTS (4)
Détection porteuse CD (8)
Masse signal GND (7)

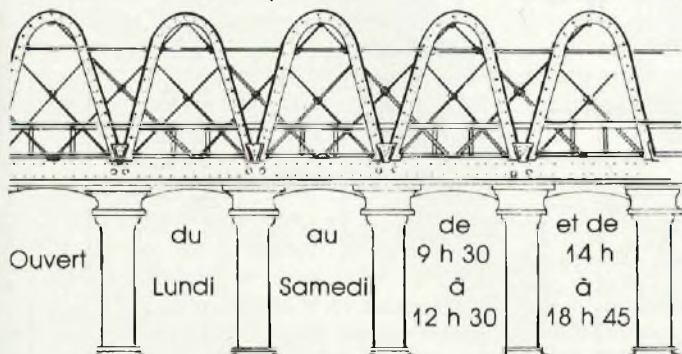
LE LOGICIEL

Une fois le matériel réalisé, le travail logiciel peut débuter. Dans le cas d'une transformation d'un micro-ordinateur en minitel, ce logiciel porte le nom d'émulateur. En fait ce logiciel consiste à simuler sur le micro-ordinateur toutes les touches «fonction» du Minitel, envoi, suite connexion, annulation...

P.F.

Sté. Nouvelle Radio Prim

Vous êtes sur la Bonne Voie,
pour en savoir davantage,
demandez donc le catalogue de
la Sté Nlle Radio Prim,
il ne coûte que 25 Frs...



Bon de commande à retourner à Sté Nlle Radio Prim 5, rue de l'Aqueduc, 75010 Paris - Tél. (1) 46.07.05 15.
Métro Gare du Nord/Gare de l'Est.

B.P.

Je désire recevoir votre catalogue : **25 F** (port compris).
Ci-joint chèque bancaire chèque postal .

Nom Prénom
Adresse
Code postal

MULTIMETRES ANALOGIQUES



Unimer 33

20000 Ω /V continu
4000 Ω /V alternatif
9 Cal = 0,1 V à 2000 V
5 Cal = 2,5 V à 1000 V
6 Cal = 50 μ A à 5 A
5 Cal = 250 μ A à 2,5 A
5 Cal Ω 1 Ω à 50 M Ω
2 Cal μ F 100 pF à 50 μ F
A Cal dB — 10 à + 22 dB
Protection fusible et semi-conducteur

378 F TTC



Unimer 35

Spécial Electricien
2200 Ω /V. 30 A cont. et alt.
5 Cal = 3 V à 600 V
4 Cal = 30 V à 600 V
5 Cal = 0,06 A à 30 A
4 Cal = 0,3 A à 30 A
3 Cal Ω 0 Ω à 1 M Ω
Sens de rotation des phases
Protection: fusible et semi-conducteurs

486 F TTC

Unimer 42

50 K Ω /V en CC 5 K Ω /V en CA
2 Bornes d'entrée de sécurité
Précision 2,5 % en CC et en CA
31 calibres + 6 calibres en dB
9 Cal en U Cont. : 100 m A à 1000 V
6 Cal en U Alt. : 3 V à 1000 V
6 Cal en I Cont. : 20 m μ A à 3 A
5 Cal en I Alt. : 1 m A à 3 A
5 Cal en Ω mètre : 1 Ω à 50 M
Protection par semi-conducteurs

437 F TTC

H

Je désire recevoir une documentation, contre 4 F en timbres

ISKRA France

Nom
Adresse
Code postal

354 RUE LECOURBE 75015

AMIGA

L'ALLIANCE DE L'INFORMATIQUE

Tout à la fois
le premier d'une
nouvelle géné-

ET DE LA VIDEO

liance de l'infor-
matique et de la
vidéo avec, pour

ration d'appareils et de conception révolutionnaire,
le micro-ordinateur Amiga, de la firme Commodore,
réalise un rêve formulé depuis fort longtemps : l'al-

conséquence, la possibilité d'aborder des domai-
nes jusque là réservés à des ordinateurs spécia-
lisés, notamment la création graphique sophistiquée.

Compte tenu de sa conception, l'Amiga deux ordinateurs en un, le premier étant chargé de mener à bien les tâches habituelles d'un micro-ordinateur classique (traitement de données, de textes, de graphiques...), le second étant spécialisé dans le traitement des signaux vidéo et audio (incrustation des images, numérisation de celles-ci, génération de signaux sonores, synthèse vocale...).

Une bivalence sur laquelle nous allons revenir plus en détail, due au fait que le microprocesseur central utilisé par l'Amiga (il s'agit d'un Motorola 68000) fonctionne non pas de façon séquentielle – comme cela est de règle en micro-informatique – mais travaille en multi-tâches, ce qui lui confère des possibilités réservées jusqu'ici uniquement à de grosses unités centrales, considérablement plus onéreuses.

Pour cela, l'Amiga a recours à trois coprocesseurs, se répartissant les fonctions secondaires, qui libèrent donc le microprocesseur central de ces diverses tâches, lequel peut de la sorte se consacrer entièrement à ses propres calculs.

C'est ainsi qu'un premier module contrôle l'accès aux différents processeurs et à la mémoire de travail, de façon qu'aucune « collision » ne se produise avec le processeur central.

Un second module gère les fonctions graphiques qui bénéficient d'une remarquable résolution d'écran (640 x 400 points, avec 16 couleurs simulta-

nées), et d'une vitesse d'affichage de 60 images/seconde : ce qui fait de l'Amiga une machine à dessiner ultrarapide, permettant notamment un remplissage quasi-instantané des surfaces à colorier, de même que la réalisation de véritables dessins animés, d'une très grande qualité d'exécution.

LES POSSIBILITES DE L'AMIGA

Nous l'avons vu, l'une des caractéristiques essentielles de l'Amiga est de pouvoir mener à bien, **simultanément** la gestion de toutes les tâches qui lui sont confiées.

Pour cela, un système d'exploitation a été développé spécialement. Il s'agit de l'Amiga-Dos, stocké dans une RAM de 256 ko, qui laisse intacte la mémoire centrale, constituée de 512 ko. Ceci permet notamment la mise à jour permanente du système d'exploitation.

Par ailleurs, afin que l'utilisateur soit toujours informé en permanence, il est fait appel à une nouvelle technologie d'écran – référencées « Intuition » – comprenant un certain nombre de « fenêtres » qu'il est possible de matérialiser afin de mieux suivre l'exécution d'un programme en cours.

Des « fenêtres » qui ne gênent en rien le déroulement du graphisme sur l'écran de visualisation, et qui peuvent être superposées, agrandies, réduites, déplacées, apparaître ou disparaître, à volonté.

C'est ainsi que l'utilisateur peut décider de faire un effet de « zoom » à l'intérieur d'une « fenêtre », afin de faciliter la

perception d'un détail, ou bien choisir de remplacer progressivement le contenu de la « fenêtre » par une autre image, réalisant ainsi un effet « de rideau » ou encore, faire tourner celle-ci dans l'espace, etc.

Des possibilités sur lesquelles il est possible de jouer pratiquement à l'infini et dont on peut tirer toute la quintessence avec le mode spécial de révolution, de 320 x 200 points, autorisant quelque 4 096 tonalités de couleurs différentes !

D'autant que les entrées vidéo et audio prévues sur l'Amiga permettent le raccordement de l'appareil à pratiquement toutes les sources connues : caméra vidéo, vidéo-disque, magnétoscope, compact-disc, etc.

En ce qui concerne les images issues d'une source vidéo, l'Amiga peut les modifier, les incruster, les mélanger avec les tracés graphiques ou les textes générés par lui-même.

Il en est de même pour les messages sonores externes, venant par exemple d'une source hi-fi, qui peuvent se voir gratifiés d'un effet de réverbération avant d'être restitués par le biais des deux canaux stéréo, haute fidélité dont est pourvu l'appareil.

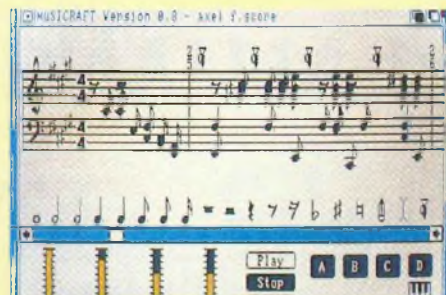
Cela n'est d'ailleurs pas tout, puisque l'Amiga se prête également à la génération de musiques, de paroles et de sons synthétisés, destinés par exemple à accompagner – en parfait synchronisme – la visualisation d'images fixes ou animées, provenant soit de sources externes, soit des circuits internes de l'appareil.

R

éalisation d'un rêve : l'alliance de l'informat



Deux illustrations des possibilités graphiques de l'Amiga, soulignant la finesse du tracé et l'étagement des demi-teintes.



Exemple de partition musicale établie en s'aidant, en partie inférieure de l'écran, d'un guide graphique, avec symboles commandés à partir d'une souris.



A gauche, dessin architectural ; à droite, dessin paysagé.



Les 4 096 tonalités de couleurs permettent la restitution des nuances les plus délicates.

DOMAINES D'APPLICATIONS

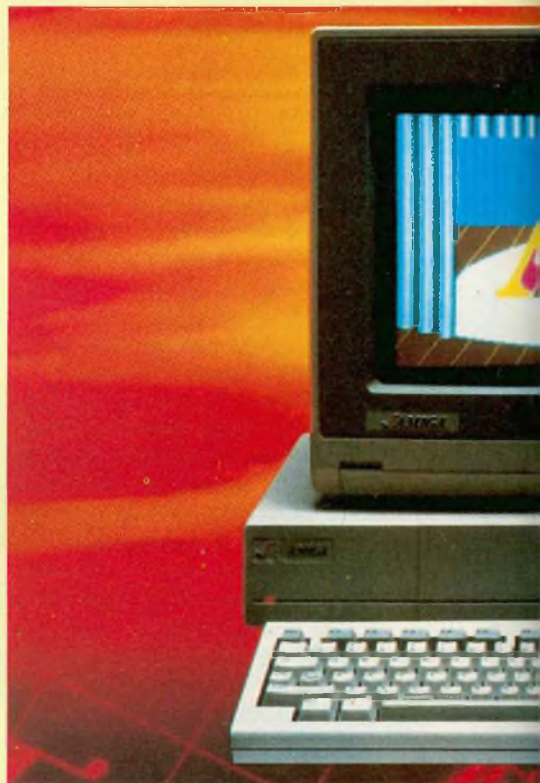
Les différentes possibilités de l'Amiga qui viennent d'être passées en revue ne donnent qu'un faible aperçu de la souplesse d'utilisation de la machine, dont la vitesse de fonctionnement et, surtout, le mode de travail en multi-tâches constituent les atouts principaux.

Ses domaines d'applications préférés sont, évidemment, le traitement des signaux vidéo, la génération et le mélange d'images, de même que leur animation et cela, avec une définition – donc une qualité des images – qui

dépasse de loin celle des micro-ordinateurs de conception plus classique, et une vitesse d'exécution rendant imperceptible à l'œil le coloriage des surfaces, et permettant de ce fait la création de véritables dessins animés de haute résolution.

A ce niveau toutefois, des auxiliaires sont à envisager, tels un «genlock» pour la synchronisation des signaux audio provenant des sources externes ou un «Frame-Grabber», destiné à la numérisation des images et à leur traitement.

Au niveau du graphisme, l'Amiga permet de dessiner sur l'écran avec une



Le micro-ordinateur Amiga de Commodore.

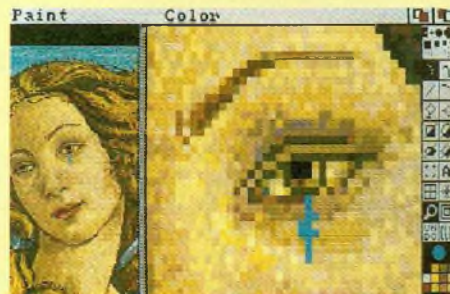
ique et de la vidéo



La réalisation de dessins animés est rendue possible grâce à la rapidité de calcul de la machine.



A gauche, reproduction du masque de Tout Ankh Amon et, à droite, visualisation simultanée dans plusieurs fenêtres superposées, de divers zones d'images.



Autre démonstration des possibilités de l'Amiga. A gauche, détail de la Venus de Botticelli et, à droite, après numérisation, effet de zoom permettant de voir l'incrustation d'une larme, créée en mode graphique.



Deux exemples d'images vidéo obtenues après numérisation (à gauche) et traitement (à droite).

très grande précision, de représenter aisément en perspective (3 dimensions), et sous n'importe quel angle, le sujet de son choix ; de faire évoluer ses plans (architecture, par exemple), de visualiser telle ou telle coupe et de procéder instantanément à toutes les retouches souhaitées, en s'aidant, cela va de soi, de logiciels de type DAO ou CAO spécialement conçus à cet effet, et destinés à simplifier à l'extrême la tâche de l'utilisateur.

Celui-ci pourra donner libre cours à son imagination créatrice et s'exercer à réaliser des images d'écran du style de celles qui illustrent cet article et

que nous avons choisies pour démontrer les possibilités graphiques de l'Amiga.

Si cet utilisateur est également attiré par le côté musical ou sonore de la question, il pourra tout aussi aisément mettre l'Amiga à contribution pour générer des sons de synthèse ; et s'il est musicien, composer à partir de l'Amiga, en choisissant son instrumentation, tout en écrivant la partition sur l'écran ! De quoi, assurément, faire face à toutes les situations rencontrées en audiovisuel et qui justifient l'appellation d'« ordinateur-média » donnée par ses concepteurs. **A.C.**

PROGRAMMATEUR EPROMS AUTONOME

Un grand nombre de réalisations de programmeurs d'Eproms ont été proposées dans diverses revues. Cependant pour chacune d'elles, il fallait obligatoirement posséder un micro-ordinateur, et de plus, compatible avec la réalisation proposée. Le programmeur qui vous est décrit ici, est entièrement autonome, et possède son propre «micro-ordinateur». Le coût de cette réalisation équivaut à l'achat de l'une des cartes de programmation Eprom, destinées à bon nombre de micro-ordinateurs du commerce, qui bien souvent ne dépassent pas la 2732. Les non-possesseurs de ce dernier type de matériel verront dans cette réalisation la possibilité de se voir ouvrir les portes d'une foule de domaines, tels que la Robotique ou la Micro-Informatique.

Il n'est point besoin d'être un «Super électronicien» pour en entreprendre la réalisation. Il vous suffit de suivre scrupuleusement la description qui suit.

En voici ses principales caractéristiques :

- Programmation des Eproms 2516 - 2716 - 2732 - 2564 - 2764 - 27128 (2K - 4K - 8K - 16K) en pas à pas.
- Recopie des mêmes Eproms en automatique (entre mêmes références)
- Recopie partielle
- Test de virginité
- Entrée des données par clavier hexadécimal
- Affichage digital des données et des adresses
- Gestion par micro-ordinateur MC 68705 P3 (microprocesseur Monochip)
- Alimentation secteur 220 V

FONCTIONNEMENT GENERAL

Celui-ci est des plus simples, et le schéma synoptique de la figure 1 vous aidera à en comprendre le déroulement.

L'Eprom à programmer est insérée sur le support adéquat. L'entrée des données s'effectue par le clavier en hexadécimal. Le microprocesseur se charge de «lire» ce clavier, et de transformer la touche enfoncée en code binaire correspondant. Ce code est transmis sur le bus des données et visible sur les afficheurs. Une fois l'octet «prêt» (4 bits de poids fort et 4 bits de poids faible), le microprocesseur attend l'appui sur le bouton poussoir de programmation (commandes manuelles) qui va transmettre sur la

broche concernée de l'Eprom une impulsion soit positive, soit négative ; en fonction du type de mémoire à programmer. Il envoie ensuite une impulsion au compteur d'adresses ; fait avancer celui-ci de 1, et se met une nouvelle fois en attente. Un nouvel octet peut être entré par le clavier, et ainsi de suite.

SCHEMA DE PRINCIPE

Vu l'importance de celui-ci, il vous est décrit en plusieurs sous-ensembles dont nous allons maintenant vous en détailler le fonctionnement.

• Les alimentations

Les divers types de mémoires que nous nous proposons de programmer, nécessitent trois tensions d'alimentation :

- Une alimentation générale de + 5 V
- Une alimentation de + 21 V pour la programmation des 2732 - 2764 - 27128
- Une alimentation de + 25 V pour la programmation des 2516 - 2716 - 2532 - 2564

Pour les explications qui suivent, reportez-vous au schéma de la figure 2. Un transformateur possédant un secondaire à prises multiples délivre les deux tensions alternatives nécessaires à nos alimentations (6 V et 18 V). Pour la partie + 5 V, le redressement de la tension secondaire est confié à D9, qui est un pont de diodes de 1,5 ampères. Un premier filtrage est assuré par C10. La régulation de nos + 5 V, est effectuée par IC10, et enfin filtrée par C11 et C12. L'interrupteur I4 met en service l'alimentation + 5 V, ce qui est visualisé par la led D10.

Le «1» logique, ainsi que le «0» logique, nécessaires pour l'écriture ou la lecture des Eproms sont pris en sortie de cette première alimentation par l'intermédiaire de R33 et R34.

L'alimentation + 21 V fonctionne sur le même principe, mis à part le fait que la régulation est assurée par IC11, qui est un régulateur 15 V, dont la sortie 3 est reliée à la masse, au travers d'une diode zéner de 6,2 V. Ceci nous donne théoriquement, en sortie, une tension

DES HORIZONS NOUVEAUX

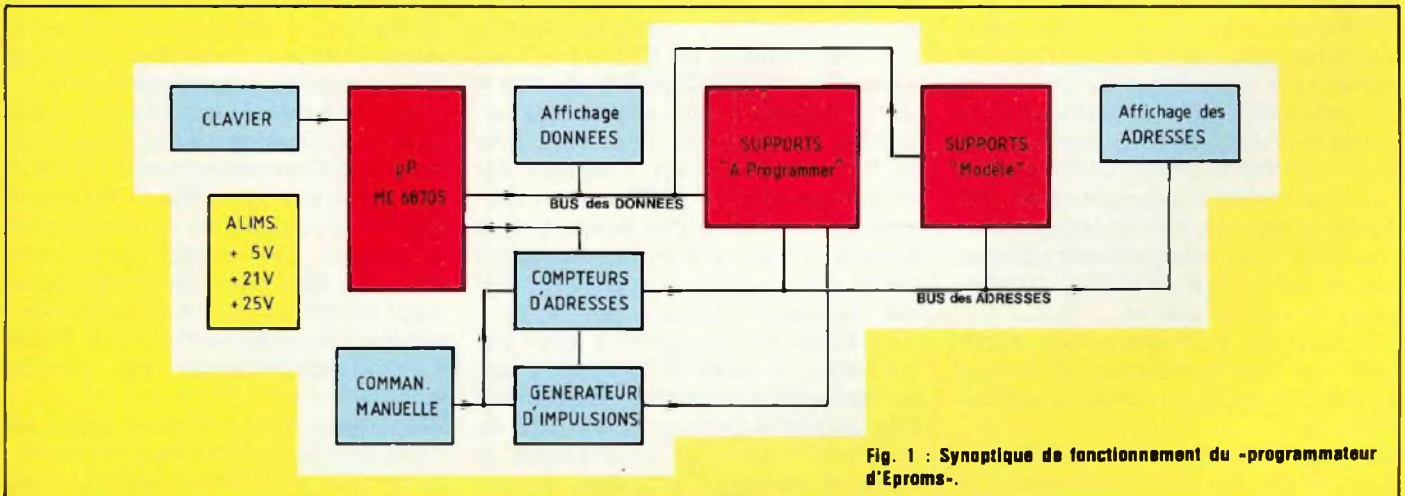
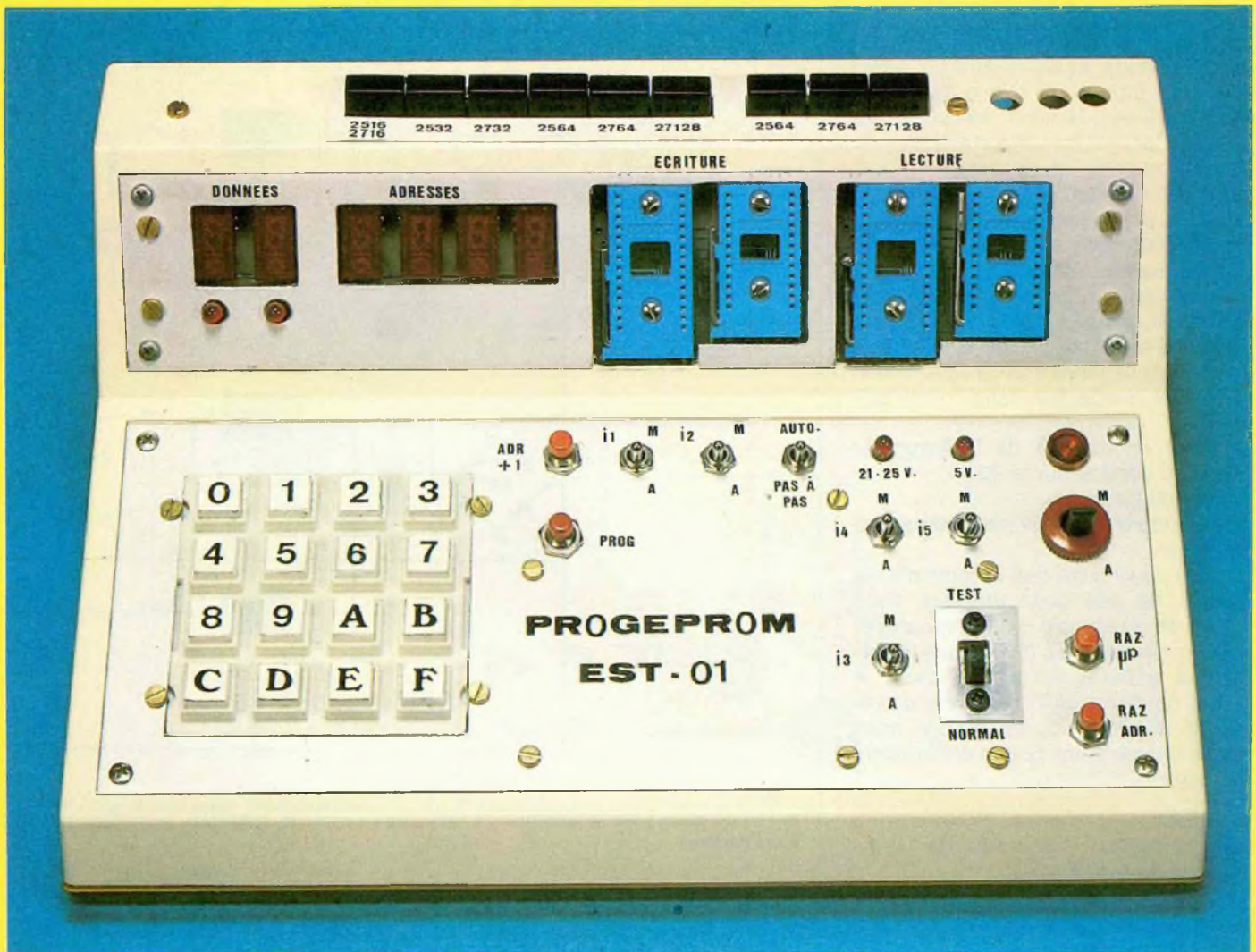


Fig. 1 : Synoptique de fonctionnement du -programmeur d'Eproms-.

de 21,2 V. Le choix de cette zéner est assez critique, et devra être fait parmi plusieurs diodes du même type, afin d'obtenir une tension maximum de 21,2 V. Ceci est très important, car une tension supérieure risquerait de claquer vos Eproms.

Il en va de même pour l'alimentation + 25 V, qui elle, utilise un régulateur 15 V et une zéner 10 V.

La mise en service de ces deux tensions est assurée par I5, interrupteur bipolaire et visualisée par la led D11.

La mise sous tension du programmeur, d'Eproms, s'effectue dans l'ordre suivant :

1. Mise en marche de l'interrupteur bipolaire général sur le 220 V.
2. Fermeture de I4.
3. Fermeture de I5 si vous désirez programmer.

Le test de virginité des Eproms n'a nul besoin de ces deux tensions. Pour l'arrêt de l'ensemble, il suffit de procéder en sens inverse I5 - I4 puis l'interrupteur général. En **aucun cas**, le + 5 V ne devra être coupé en la présence du + 21V ou du + 25 V, sous peine de voir votre Eprom entièrement détruite.

● Gestion du clavier - Génération des données - Circuits de commande (figure 3)

L'ensemble de ces opérations est confié au microprocesseur MC 68705 P3, de Motorola. Ce circuit est un véritable «micro-ordinateur» à lui tout seul. Il contient en effet sur sa puce, de la mémoire ROM programmable électriquement et effaçable aux ultra-violets, qui contiendra notre programme ; de la mémoire RAM, afin de stocker des données intermédiaires, un timer 8 bits avec prédiviseur programmable ; 20 lignes d'entrées-sorties programmables individuellement et à tout moment, soit en entrée, soit en sortie ; un générateur d'horloge intégré.

Ce type de microprocesseur monochip est très performant et surtout imbattable pour ce genre d'application.

La gestion du clavier est confiée au Port A de ce microprocesseur, et

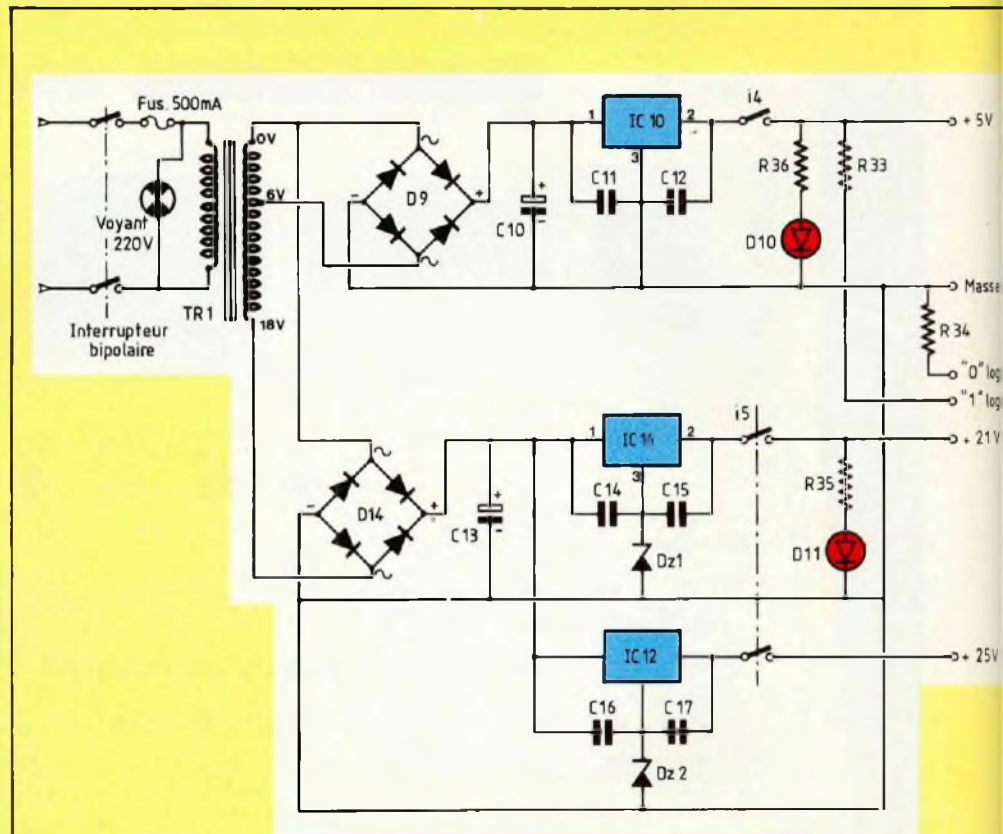


Fig. 2 : Les divers types de mémoires que nous nous proposons de programmer nécessitent trois tensions d'alimentation.

fonctionne de la manière suivante (figure 3 bis).

Le circuit du clavier est matricé en lignes et en colonnes, ces dernières étant ramenées au niveau logique «0» par l'intermédiaire de R12 à R15. Les lignes PA0, PA1, PA2 et PA3 du Port A du microprocesseur sont mises en entrée, et les lignes PA4, PA5, PA6 et PA7 en sortie. Un 1 logique est envoyé sur la ligne PA7 pour un premier cycle. Aucune des touches de la ligne 8 n'étant enfoncée, les lignes PA0 à PA3 resteront à 0. Un 1 logique est maintenant envoyé sur la ligne PA6. Cette fois, la touche 5 ayant été enfoncée, le code 0100 apparaît sur les lignes PA0 à PA3. Le code binaire total du Port A est donc 0100 0100, ce qui nous donne, en hexadécimal, le code 44. Le microprocesseur va con-

sidérer ce code comme une adresse et ira chercher à celle-ci son contenu. Dans notre cas, le contenu de l'adresse 44 sera le code binaire du chiffre 5, ce code ayant été mis à cette adresse par nos soins, lors de la programmation du microprocesseur.

Il en va de même pour tous les codes des 16 touches de 0 à F qui auront été mis aux différentes adresses produites par la lecture du clavier. Admettons maintenant qu'aucune touche n'ait été enfoncée. Le microprocesseur va revenir à son point de départ, après avoir fait passer successivement un 1 logique sur les lignes PA7, PA6, PA5 et PA4, et recommencer une nouvelle lecture.

Mais, nous direz-vous, un octet est composé de 2 codes hexadécimaux... En effet ! Le microprocesseur va donc

DES HORIZONS NOUVEAUX

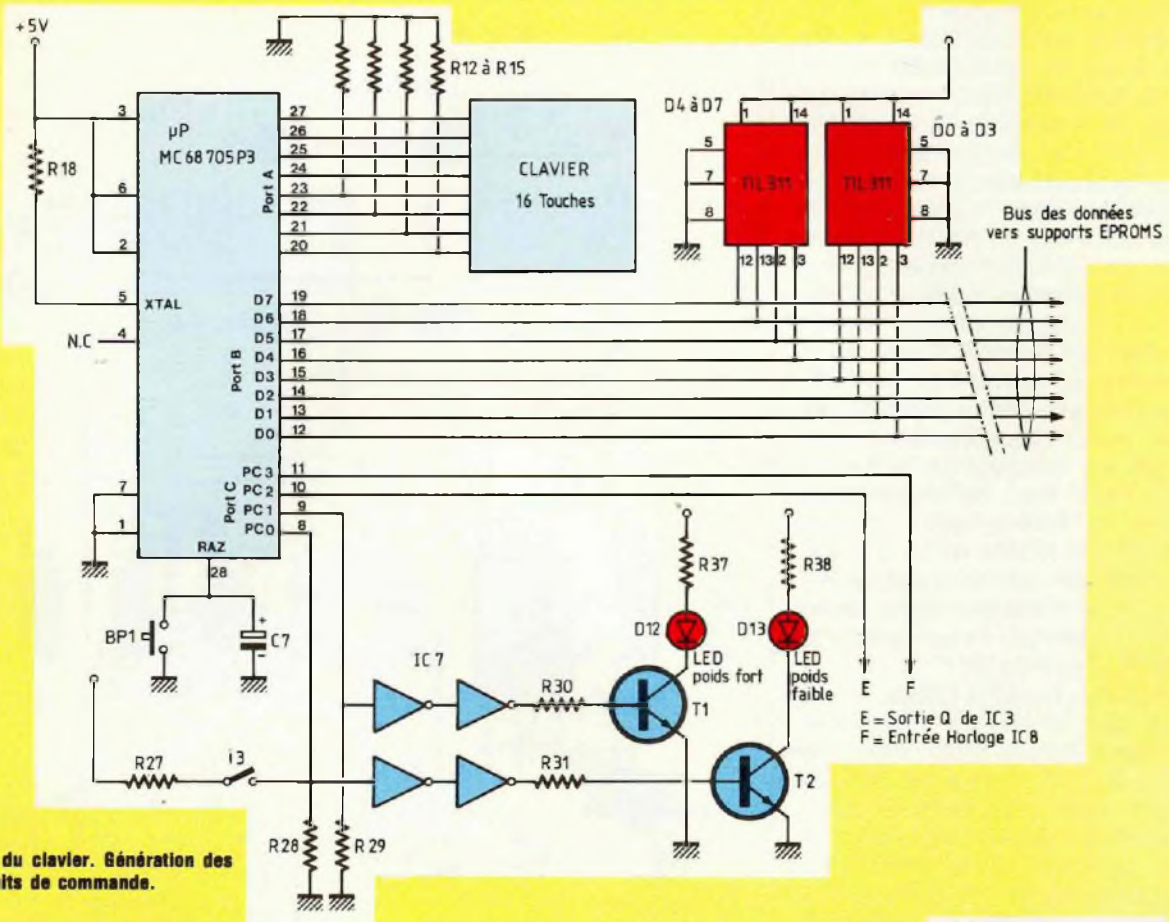


Fig. 3 : Gestion du clavier. Génération des données et circuits de commande.

détecter si la touche enfoncée constitue la donnée de poids fort (touche enfoncée pour la première fois) ou la donnée de poids faible (seconde touche enfoncée = octet complet). S'il s'agit du début de l'octet, le microprocesseur va bien aller chercher le contenu de l'adresse 44 mais il va le stocker dans une case RAM de sa mémoire. Dans notre cas, il stockera le code 50 en RAM, affichera ce code sur le bus des données (port B) et allumera la led D12.

Imaginons maintenant qu'il nous faille obtenir l'octet 5F.

Nous allons appuyer sur la touche F du clavier. Le microprocesseur ayant détecté l'appui d'une seconde touche, va aller chercher le nouveau code mais en ajoutant 100 au résultat obtenu par l'appui sur la touche F.

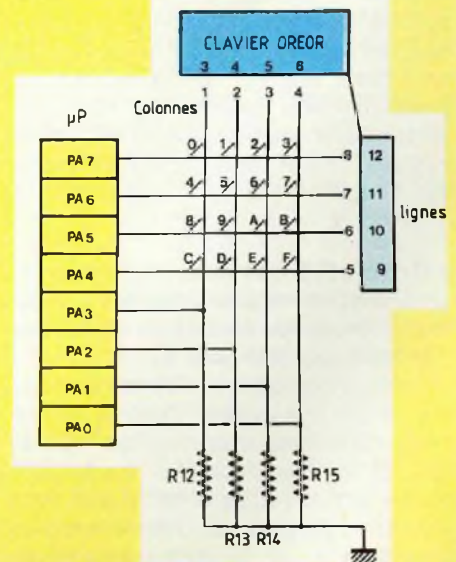
	1 ^{er} cycle	2 ^{ème} cycle
PA 7	1	0
PA 6	0	1
PA 5	0	0
PA 4	0	0
PA 3	0	0
PA 2	0	1
PA 1	0	0
PA 0	0	0

Colonne 2 et ligne 7 mises en contact - Touche 5

= Code binaire 0100_0100

= Code HEXADECIMAL 44

Fig. 3 bis : Fonctionnement de la lecture du clavier.



Dans notre cas, la touche F produira le code binaire 0001 0001, ce qui nous donne la conversion hexadécimal 11. Le code hexadécimal 0F, correspondant au poids faible de la donnée se trouvera donc à l'adresse $100 + 11 = 111$. Le microprocesseur va donc aller chercher ce code, l'additionner au premier code mis en RAM, afficher le résultat sur le bus des données, ce qui doit correspondre au code 5F, et allumer la led D13, afin de nous signaler que l'octet est complet et prêt à être programmé. Après appui sur la touche de programmation, le microprocesseur va faire avancer les adresses de 1, en envoyant une impulsion par la ligne du Port C, PC3, mise en sortie. Cette impulsion ne sera envoyée qu'après être sûr que la touche de programmation a bien été relâchée (programmation de l'octet terminée). Cette détection est assurée par l'intermédiaire de la ligne PC2 du Port C.

Compliquons un peu la chose...

Il nous faut à présent programmer dans notre Eprom toute une suite d'octets à 00. S'il nous en faut une centaine, vous comprendrez que la programmation par le clavier serait trop fastidieuse. Nous allons donc fermer l'interrupteur I3. Le microprocesseur va détecter cet état de fait, et afficher automatiquement le code 00 sur le bus des données (Port B). Il nous faudra seulement appuyer sur la touche de programmation autant de fois que nous désirerons d'octets, le microprocesseur faisant avancer les adresses de 1 après chaque programmation d'un octet.

● **Génération des impulsions de programmation et d'avance des adresses - Circuit de test et de commandes manuelles (figure 4)**

Un circuit monostable 555 est bien sûr monté en oscillateur. Celui-ci délivre des impulsions positives de 60 ms, réglées par l'ajustable AJ1. La sortie 3 de ce circuit passe d'abord par deux inter I1 et I2, puis par deux inverseurs bipolaires 1C et 1G. Les interrupteurs I1 et I2 étant fermés, 1G en position «Normal» et 1C en position «automa-

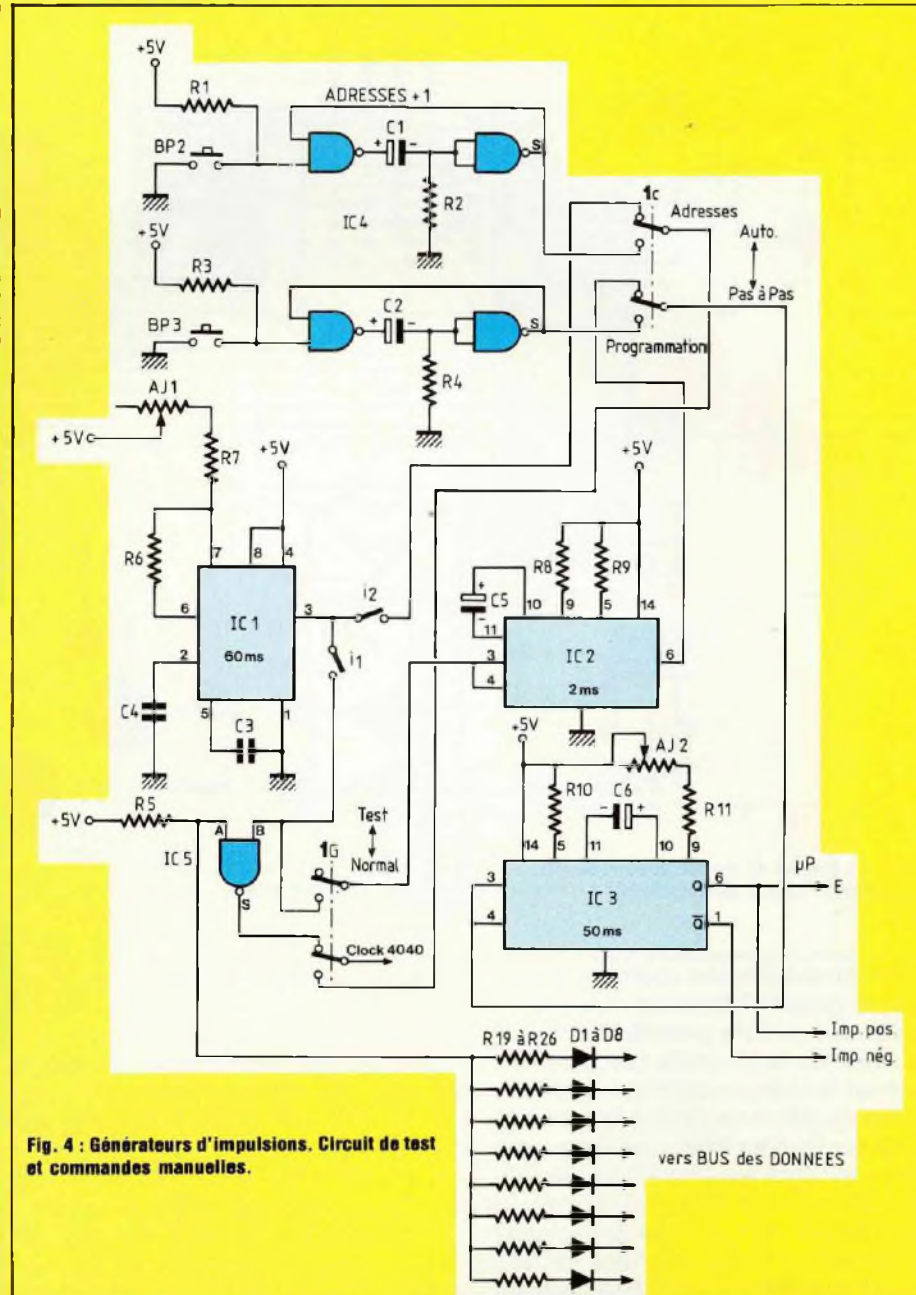
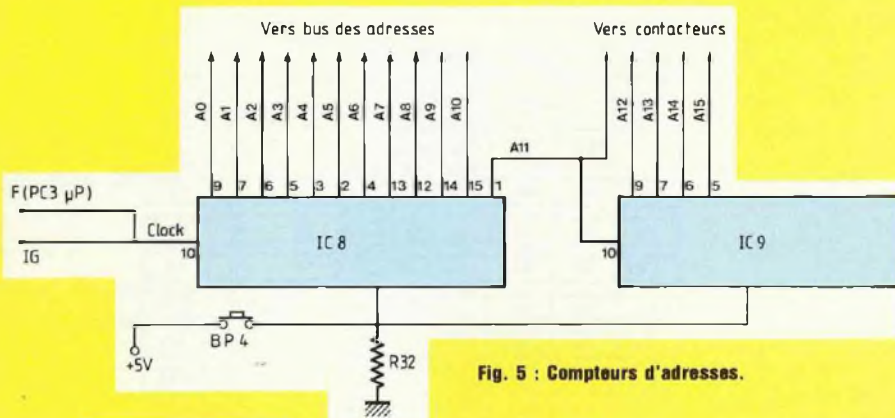


Fig. 4 : Générateurs d'impulsions. Circuit de test et commandes manuelles.

que», les impulsions issues du 555 vont d'une part faire avancer les adresses de 1 et d'autre part activer l'entrée du monostable IC2 qui va lui même activer l'entrée de IC3 afin de produire les impulsions de programmation Positive (Q) ou négative (Q) nécessaires aux Eproms. A l'aide de l'oscillogramme de la figure

4 bis, nous allons vous en expliquer le fonctionnement plus en détails. Afin que la programmation de l'Eprom s'effectue correctement, il faut que l'adresse soit stable, la donnée présente sur le bus des données stable également. Alors et seulement alors, l'impulsion de programmation peut être envoyée.

DES HORIZONS NOUVEAUX



est montré clairement sur la figure 4 bis. A son tour, IC3, qui est le générateur d'adresses ne fonctionne que sur qui fonctionne comme les deux précédents circuits, va fournir en sortie Q une impulsion positive de 50 ms réglée par AJ2, et en même temps, sur sa sortie Q, une impulsion négative de 50 ms, sur le front descendant de l'impulsion issue de IC2.

Ce mode de fonctionnement, en automatique, nous servira à la recopie totale ou partielle d'Eproms.

Passons maintenant à la programmation en « pas à pas ».

Commutons pour cela IC sur la position désirée, et laissons 1G en normal.

Le monostable IC 1 est hors circuit. Sur deux boutons poussoirs ont été montés des circuits anti-rebondissement constitués chacun par deux portes Nand, un condensateur et deux résistances. Dès le premier contact du bouton poussoir avec la masse, le condensateur C1 (ou C2) va se décharger brusquement, au travers de R2, faisant ainsi passer la sortie S de la porte Nand, du niveau 1 au niveau 0. Ceci constitue bien notre front descendant, nécessaire à l'avance des adresses et à la commande de IC3. BP2 ne nous servira que pour rechercher manuellement une adresse. Lors de la programmation, souvenez-vous que c'est le microprocesseur qui fait avancer les adresses.

Voyons à présent le fonctionnement des circuits destinés au test de virginité des Eproms.

Le bus des données est relié à l'entrée d'une porte Nand de IC5, par l'intermédiaire de 8 diodes et 8 résistances. Positionnons l'inverseur 1G sur « Test ». L'avance du compteur d'adresses est maintenant reliée à la sortie de la porte Nand. Une Eprom vierge, contrairement à ce que l'on pourrait croire, ne contient que des 1 logiques (F). L'entrée de la porte Nand étant soumise au + 5 V, c'est-à-dire au 1 logique par l'intermédiaire de R5, chaque front montant de l'impulsion de IC1 appliquée à l'entrée B de la même porte va faire passer la sortie de 1 à 0, ce qui aura bel et bien pour effet de

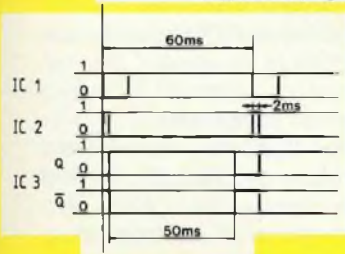
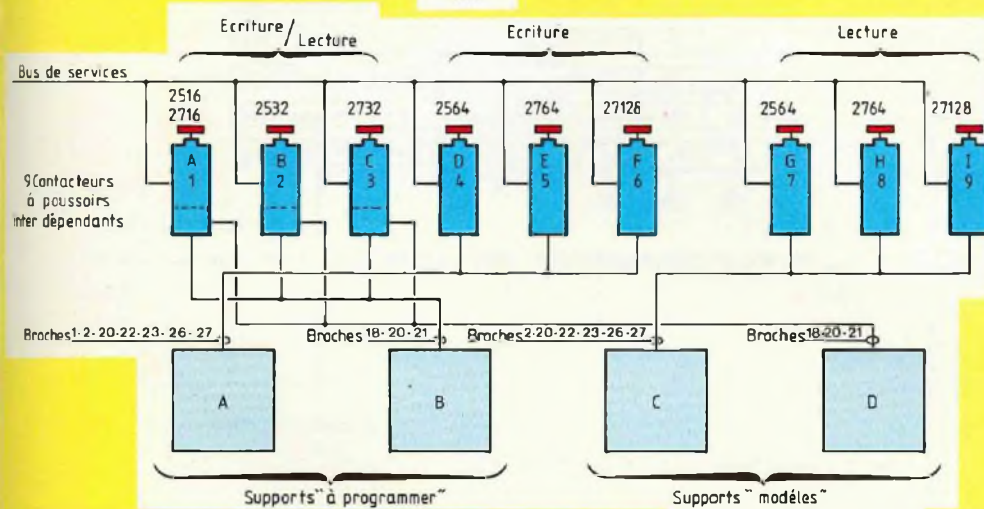


Fig. 4 bis : Oscillogramme des impulsions d'avance des adresses et de programmation.

Bus de services 10 lignes :	
+	+5V
+	+21V
+	+25V
.	Impulsion positive 50ms
.	Impulsion négative 50ms
.	Niveau logique 1
.	Niveau logique 0
.	A11
.	A12
.	A13

Le compteur d'adresse (que nous verrons plus loin) n'avance que sur le front descendant des impulsions appliquées à son entrée horloge. Voyons la figure... Sur le premier front descendant de l'impulsion issue de IC1, l'adresse a été incrémentée de 1. Afin que la donnée ait le temps de se stabiliser et avant d'envoyer l'impulsion de

programmation, il va nous falloir un certain temps. Celui-ci a été fixé à 2 ms, et est généré par IC2, commandé parallèlement à l'avance des adresses pour la sortie de IC1. Ce deuxième circuit, comme les compteur d'impulsions de programmation, et le front descendant des impulsions appliquées à son entrée, ce qui nous

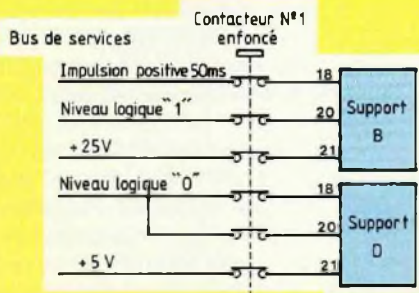


Fig. 7 : Détail de branchement d'un contacteur.

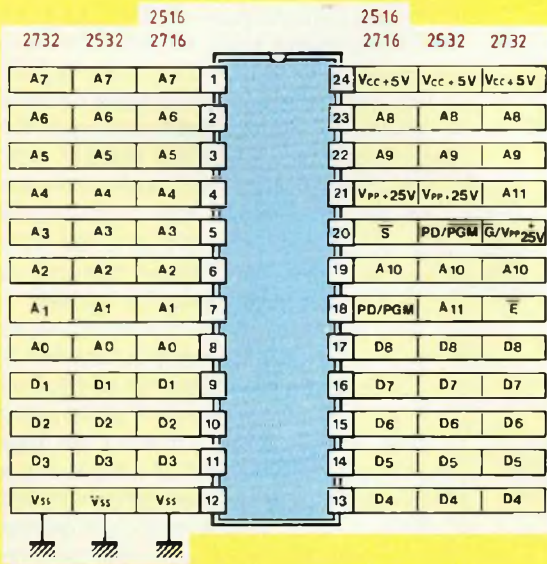


Fig. 8 : Compatibilité 2516 - 2716 - 2532 - 2732.



Fig. 9 : Compatibilité 2564 - 2764 - 27128.

faire avancer notre compteur d'adresses de 1 et ainsi de suite. Imaginons que l'Eprom ne soit pas tout à fait vierge, et qu'elle contienne un «0» quelque part. Ce 0 sera immédiatement appliqué à l'entrée A de la porte Nand, bloquant ainsi la sortie au niveau 1, ce qui aura pour effet de stopper l'avance du compteur d'adresses. La donnée présente en mémoire sera visualisée sur les afficheurs, ainsi que son adresse.

● Les compteurs d'adresses

Ceux-ci sont constitués de deux circuits 4040, qui sont des compteurs binaires 12 bits. Chaque front descendant de l'impulsion appliquée sur l'entrée horloge de ces compteurs incrémente leur sortie de 1. Comme leur nom l'indique, ce comptage

s'effectue bien sûr en binaire. La sortie A11 du premier compteur est reliée à l'entrée horloge du second compteur, ce qui a pour effet de faire passer à 1 la première sortie de ce compteur, quand l'incrémement de IC8 est arrivée à son maximum, et se remet à zéro pour entamer un nouveau cycle.

Le brochage des adresses A0 à A10 étant le même sur tous les types de mémoires que nous vous proposons de programmer, les sorties correspondantes de IC8 vont directement sur le bus des adresses.

Les adresses, A11, A12 et A13 n'ayant pas le même brochage sur tous les types de mémoires, vont passer par les contacteurs avant d'être desservies aux supports.

Quant aux adresses A14 et A15, elles ne sont d'aucune utilité pour nous, et

vont directement à l'afficheur 4, aux broches C et D.

● Sélection des mémoires

Les mémoires Eproms actuellement commercialisées, ne sont absolument pas compatibles entre elles. Plus grave encore, entre un fabricant et un autre, bien souvent, et pour un même type de mémoire, il n'y a pas compatibilité. Pour cette raison, le programmeur décrit ici n'est prévu que pour les mémoires des fabricants NEC et Texas Instrument. La programmation de mémoires d'autres marques est laissée sous votre entière responsabilité quant à la détérioration de celles-ci, ou du programmeur.

Cela étant vu, passons au fonctionnement des contacteurs de sélection. Afin de fonctionner correctement, soit

DES HORIZONS NOUVEAUX

	ECRITURE (PROGRAMMATION)					
	2516/ 2716	2532	2732	2564	2764	27128
Imp. Pos. 50 ms	18					
Imp. Nég. 50 ms		20	18	22	27	27
+ 25 V	21	21		1		
+ 21 V			20		1	1
Niveau logique «1»	20				22	22
Niveau logique «0»				2 et 27	20	20
A 11		18	21	20	23	23
A 12				23	2	2
A 13						26
+ 5 V						
	LECTURE (TEST-RECOPIE)					
	2516/ 2716	2532	2732	2564	2764	27128
+ 5 V	21	21		1	1	1
Niveau logique «1»					27	27
Niveau logique «0»	18 et 20	20	18 et 20	2-27 et 22	20 et 22	20 et 22
A 11		18	21	20	23	23
A 12				23	2	2
A 13						26

Tableau 1 : Attribution des signaux.

en lecture, soit en écriture, les mémoires ont besoin de divers signaux sur certaines de leurs broches, ces broches comme nous l'avons dit plus haut, n'étant pas les mêmes sur chaque type de mémoire. L'ensemble de ces signaux constitue un bus de dix lignes que nous nommerons «Bus de service»... ! Le détail de celui-ci vous est donné en figure 6.

Nous avons deux supports pour mémoires à programmer A et B, et deux autres supports pour mémoires à lire ou à recopier C et D. Chacun de ces supports doit être desservi par les lignes du bus adéquates, et suivant le type de mémoire concernée. La figure 6 vous montre clairement le câblage de ces divers éléments. Pour plus de clarté dans le dessin, tous les fils n'ont pas été représentés, mais sont grou-

pés en une seule et unique ligne, avec un cercle indiquant le contenu de chacune d'elles.

La figure 7 vous montre le détail de branchement du contacteur n°1, prévu pour les mémoires 2516 et 2716. Pour leur programmation (support B), ces mémoires nécessitent une impulsion positive sur la broche 18, un niveau logique «1» sur la broche 20 et une tension de +25 V sur la broche 21. En lecture, elles nécessitent un «0» logique sur les broches 18 et 20, et une tension de +5 V sur la broche 21.

Le contacteur I étant enfoncé, et, très important, les autres contacteurs étant tous en position relâchée, tous les signaux nécessaires sont bel et bien appliqués aux supports et donc aux mémoires. Si par mégarde, un des contacteurs 7, 8 ou 9 était resté

enclenché à l'instant où vous avez appuyé sur le contacteur I (ou un autre de la première barette), il s'en suivrait un court-circuit, préjudiciable au programmeur.

Donc prenez l'habitude de relâcher tous les contacteurs en appuyant légèrement sur l'un d'eux après ou avant chaque utilisation.

Pour plus de clarté, et pour vous aider dans la réalisation de ce programmeur, les figures 8 et 9 vous donnent le brochage des divers types de mémoires Eproms.

Le tableau 1, quant à lui, récapitule les signaux nécessaires à l'écriture et à la lecture de chaque mémoire.

La description du fonctionnement de notre programmeur d'Eproms a été un peu longue et nous nous en excusons.

Il fallait néanmoins que vous compreniez comment cela fonctionne, avant d'en entreprendre la réalisation, ce que nous verrons dans notre prochain numéro.

A suivre...
Esteves Fernand

Dans le n° 39 de Led, nous aborderons la gravure des circuits imprimés. Quatre plaquettes sont nécessaires, deux en double face pour réaliser ce programmeur d'Eproms

- Carte principale
- Carte générateur d'impulsions
- Carte support d'Eproms et affichage
- Carte contacteurs.

L'ISOLEMENT PROTECTEUR

Votre micro souffre-t-il d'une brusque absence de mémoire au beau milieu d'un programme ? Votre ordinateur éprouve-t-il des incompatibilités d'humeur avec d'autres appareils domestiques ? Souhaitez-vous adjoindre des modules complémentaires à votre unité centrale ? Si vous avez répondu «oui» à l'une de ces trois questions, cette alimentation devrait soulager vos maux ! Elle a été conçue pour répondre aux besoins spécifiques des systèmes actuels. Ce véritable bijou bénéficie d'une puissance confortable, de nombreuses sécurités et de liaisons de télécommande.

Les caractéristiques d'une alimentation pour micro-ordinateur dépendent des spécifications des circuits logiques. Les spécifications de la famille la plus «sensible», la T.T.L. en l'occurrence, servent de référence.

La tension nominale d'utilisation est de + 5 V.

Toute baisse de potentiel inférieure à + 4,5 V conduit à un plantage des systèmes, même si le défaut ne dure que quelques micro-secondes. La plupart des creux apparaissent le plus souvent, sur le réseau de distribution, ou en local.

La tension d'alimentation ne doit pas dépasser + 7 V sous peine de destruction totale des circuits. Ce type de panne bien que peu fréquent (heureusement) peut entraîner la disparition totale d'un système.

Le montage proposé délivre trois tensions régulées. Un ensemble élaboré de protections maintient cette tension dans une plage normale d'utilisation. En cas d'anomalie l'alimentation s'isole, interdisant ainsi toute destruction accidentelle des circuits. Un mini-bus informe le microprocesseur des différents états de l'alimentation.

LE CAHIER DES CHARGES

Une étude soignée et rigoureuse (donc longue) accroît les chances de succès, tout en réduisant le temps de montage. Nous ne faillirons pas à cette règle sacrée !

Les spécifications électriques sont les suivantes :

● Alimentation primaire : EDF 230 V / 50 Hz.

● Sorties secondaires

+ 5 V \pm 10 % max 4 A.

+ 12 V \pm 10 % max 2 A.

- 12 V \pm 10 % max 100 mA.

● Protections :

- démarrage en douceur

- protection contre les courts circuits par limitation du courant

- fonctionnement des transistors ballasts dans une aire de sécurité contrôlée.

- détection de surtensions en sortie \leq 6 V entraînant la mise hors circuit définitive de l'alimentation.

- mise hors circuit totale de l'alimentation en cas de court circuit au secondaire du transformateur.

● le «bus» d'information :

S.Q.P pour Sauve qui peut ! Cette instruction prévient le micro qu'une coupure d'alimentation va bientôt interrompre son fonctionnement. Il profitera de ces derniers instants pour ranger les données dans une mémoire protégée.

Initialisation ; ce signal oblige le micro à rester en R.A.Z., durant le démarrage de l'alimentation.

● La visualisation : un voyant secteur.

LES PERTURBATIONS SECTEUR

EDF n'a pas de cahier des charges. Le comportement variable des abonnés

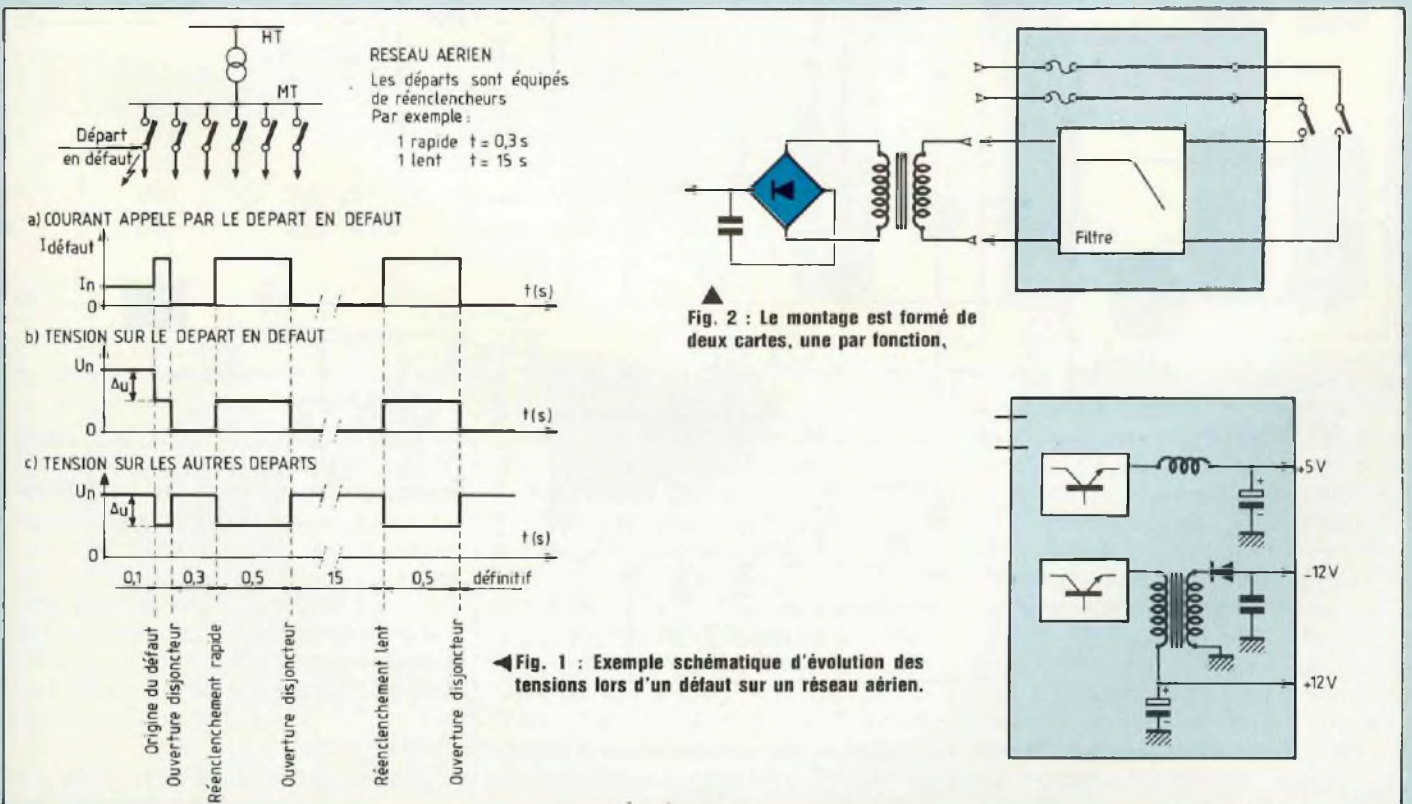
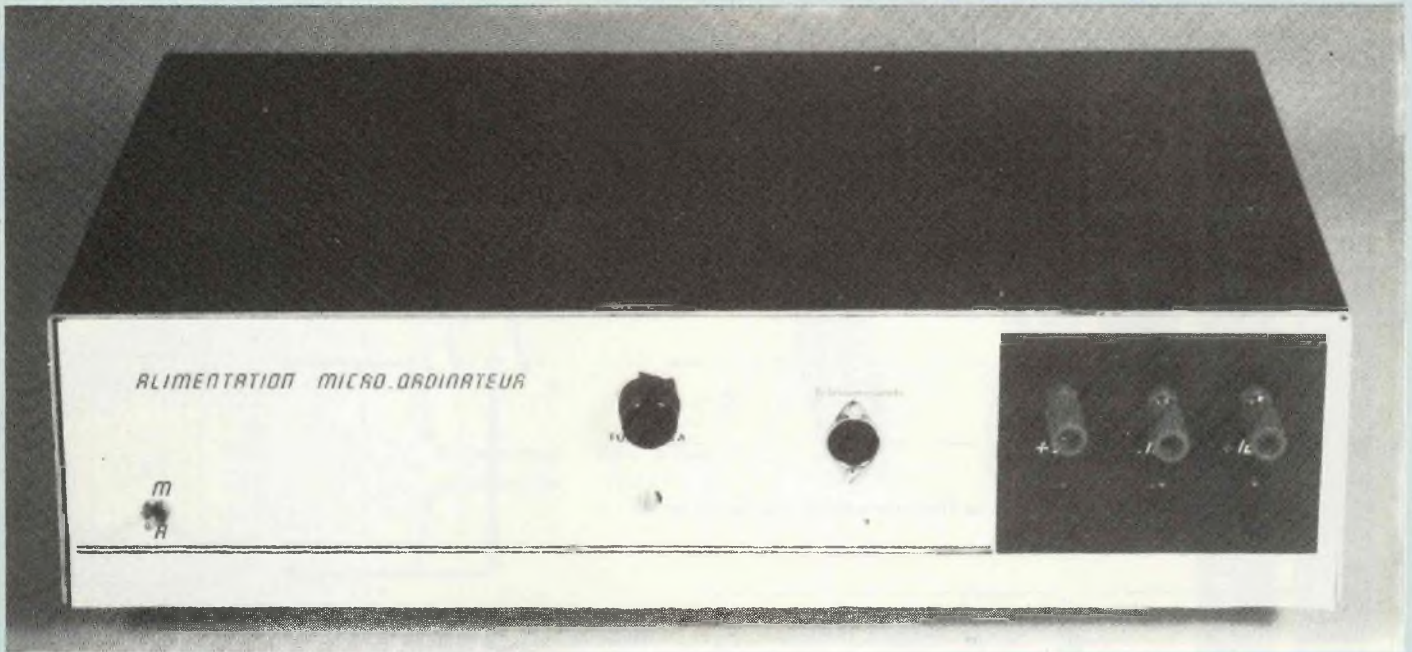
et les phénomènes naturels imprévisibles expliquent cette carance. La sinusoïde aux bornes des alternateurs est très pure, mais au court de son transport et de sa distribution, la tension subit des perturbations.

La situation peut paraître désespérée, cependant EDF essaye de limiter l'amplitude des défauts : un système de reconfiguration dynamique du réseau de transport permet de diriger l'énergie vers n'importe quelle région en France (ainsi qu'à l'étranger). Les régulateurs-en-charges sur le transformateur de distribution contribuent à stabiliser la tension fournie à l'utilisateur. Dans un rapport, publié en 1981, l'union internationale des producteurs et distributeurs d'énergie électrique constate que dans 95 % des cas le régime d'exploitation suivant est respecté :

● Tension 230 V \pm 10 % en variations lentes (\pm 5 % en réseau BT souterrain)

● Fréquence 50 Hz \pm 0,1 Hz sur une journée.

Ces faibles variations n'ont pas (ou peu) d'incidence sur le fonctionnement des micros. En fait, la majorité des anomalies proviennent des brusques creux de la tension. La chute de potentiel peut alors descendre jusqu'à 0 V. Les défauts entre phases sur le réseau MT, et la mise en marche d'appareils domestiques (chauffages, fours...) sont à l'origine de ces perturbations. La fig. (1) décrit le cycle



ALIMENTATION POUR M

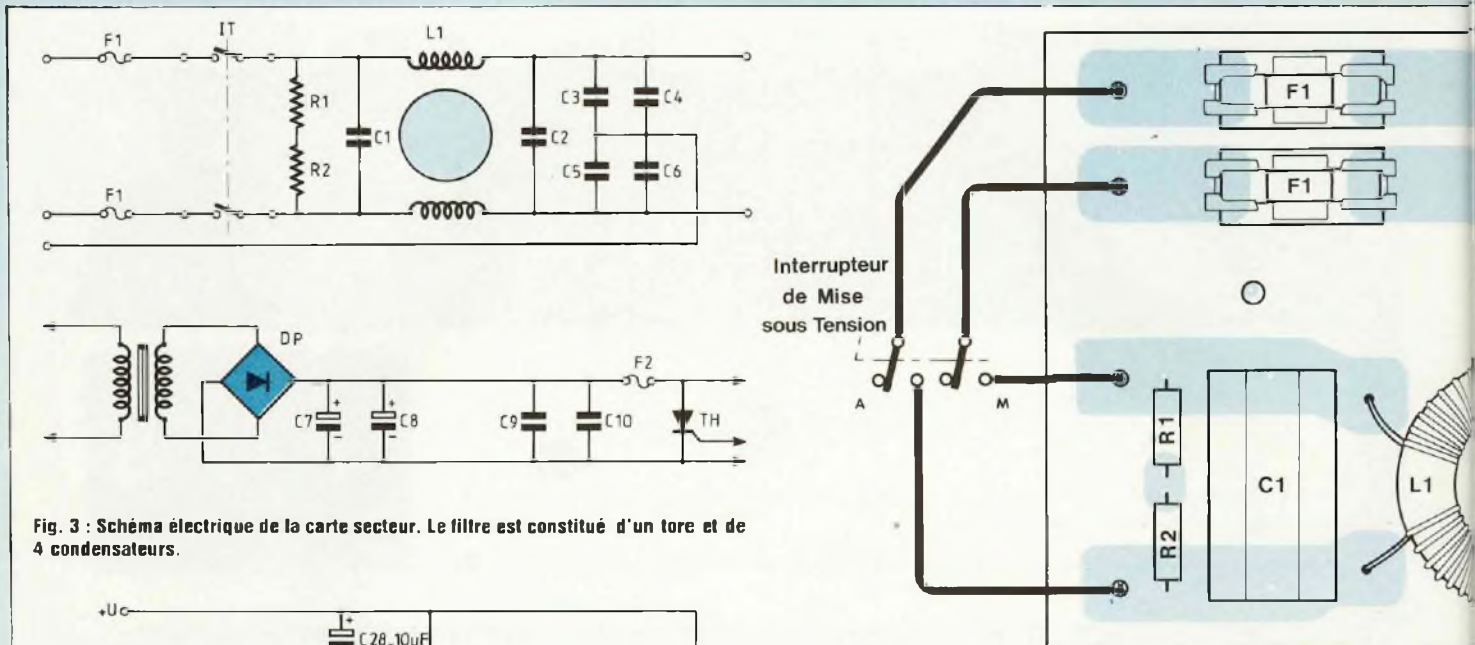


Fig. 3 : Schéma électrique de la carte secteur. Le filtre est constitué d'un tore et de 4 condensateurs.

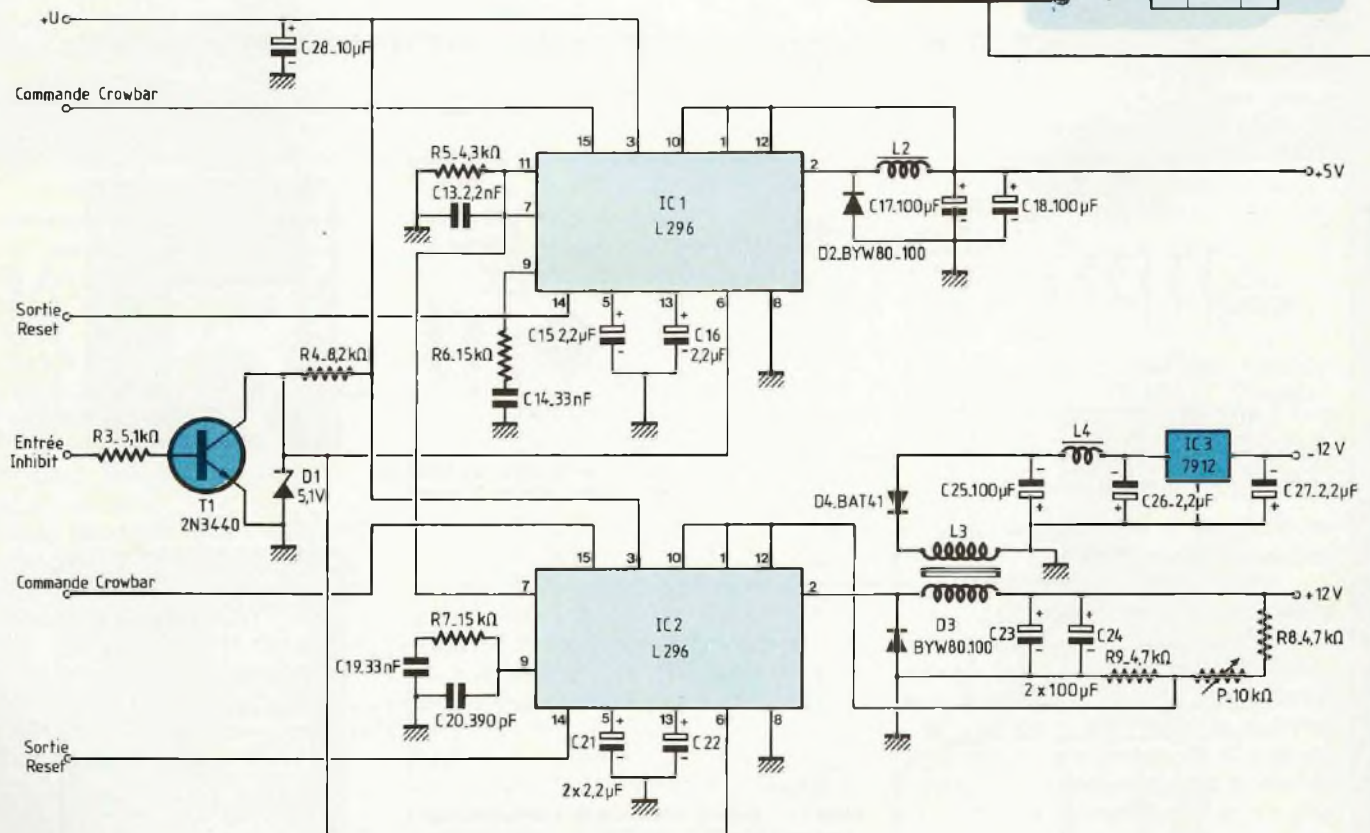
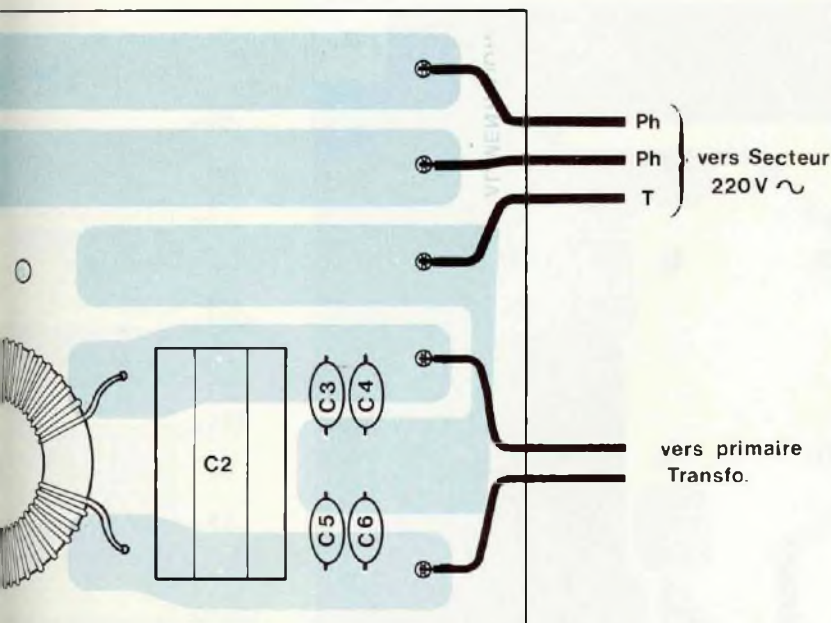


Fig. 5 : Représentation de la carte régulation. L'architecture du L296 a été décrite dans le n° 34 de Led.



▲ Fig. 8

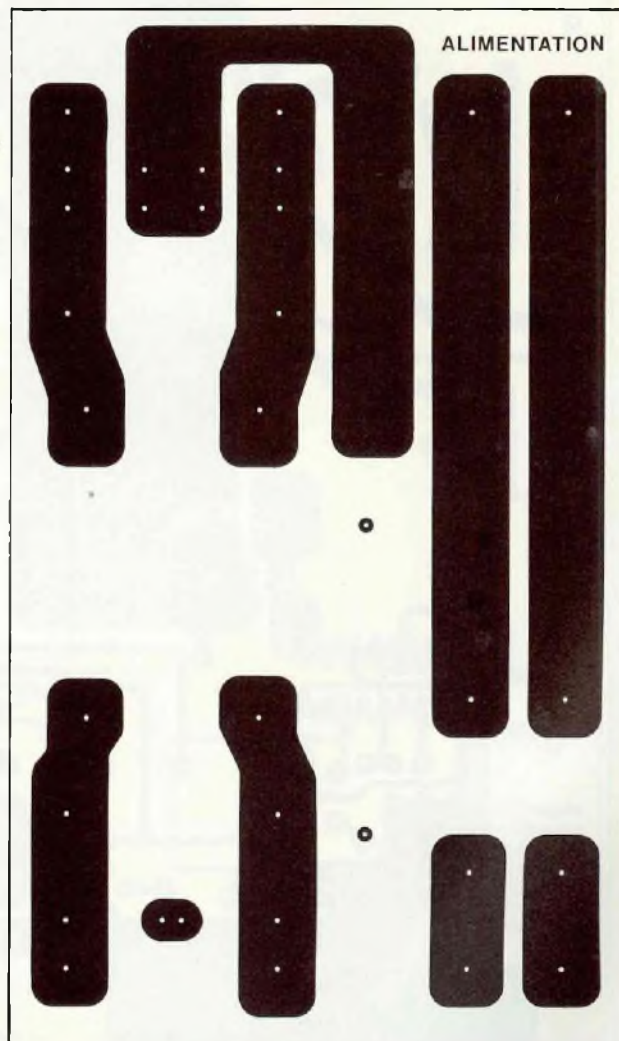


Fig. 6 ►

Fig. 4 : Tableau des bobinages.

Type	Matériaux	Dimensions	Bobinages
Tore	FT T4A	31,5 MO1	2 × 20 tours fils émaillés grade B en 1 mm en inverse
GUP	B50	20 × 13 × 7	55 tours fil émaillé 1 mm
GUP	B50	20 × 13 × 7	Primaire 18 tours fil 1 mm Secondaire 25 tours fil 1 mm
Self de choc			

d'enclenchement d'un disjoncteur sur un départ MT. La mise hors circuit du disjoncteur intervient pour un câble souterrain. Le caractère aléatoire et variable de ce type de perturbations interdit toute modélisation statistique. Les alimentations à découpage admettent de larges tolérances. Le L296 présenté dans le numéro de janvier conviendra parfaitement pour cette application. Des condensateurs en tête de filtrage (10 000 μ F) absorbent les creux de tension. Un filtre secteur et un boîtier métallique limiteront l'émission de fréquences indésirables.

LA REALISATION

Le montage est formé de deux cartes, une par fonction, fig. (2). Cette première partie présente l'alimentation secteur et le circuit de régulation. La fig. (3) donne le schéma électronique de la carte secteur. Après les traditionnels fusibles, on trouve un interrupteur et un filtre. Ce filtre est constitué d'un tore et de quatre condensateurs. Ce circuit limite les retours symétriques (vers le secteur) ou asymétriques (vers la terre). Les normes AFNOR, demandent aux appareils rac-

cordés sur le 230 V de résister à des surtensions de 2KV. Le respect de cette règle impose l'utilisation de condensateurs haute-tension et auto-cicatrisables. Les produits employés pour notre maquette appartiennent à la série PS en polypropylène de chez Thomson. Dans une maquette précédente, ces condensateurs nous avaient donné entière satisfaction, aussi n'hésitons-nous pas à les réutiliser. Le tore sera impérativement bobiné avec du fil de cuivre Grade B, car la couche d'émail épaisse de celui-ci préserve des amorçages. Les caractéristiques du tore figurent dans

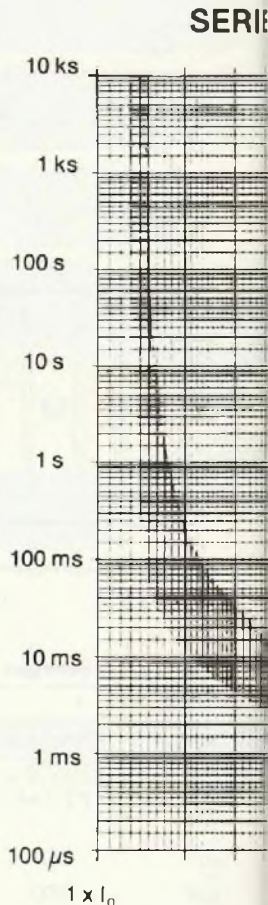
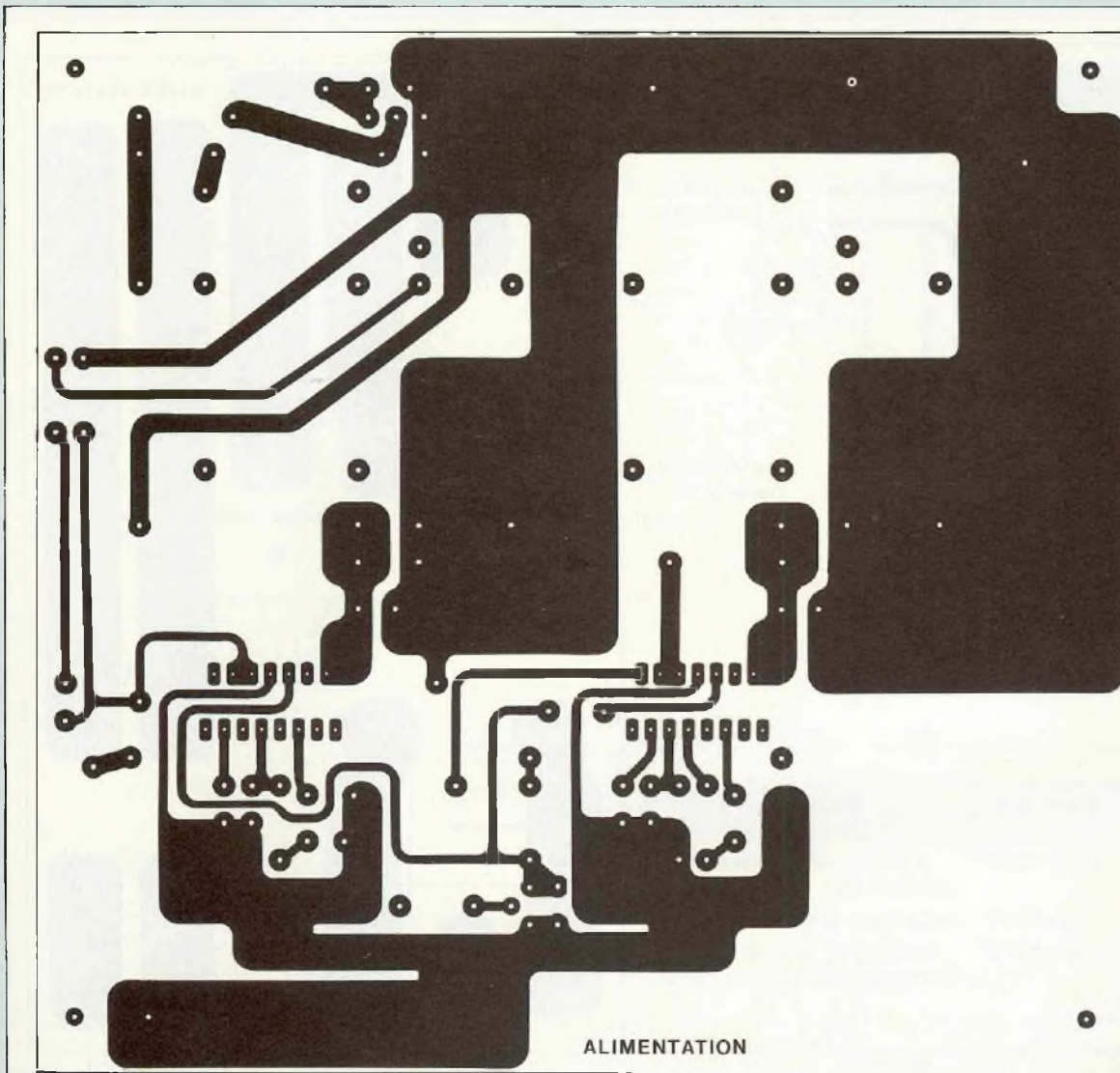


Fig. 10 : Représentation temps ESS 210.

Fig. 7b

le tableau des bobinages fig. (4).

Le transformateur SUPRATOR délivre 3 A sous 30 V. Sa faible hauteur facilitera la mise en boîte.

Il est souhaitable de câbler une zéner de puissance en parallèle sur le pont de diodes. La commutation d'un «transfo» peut provoquer au secondaire des surtensions de l'ordre de cinq fois la tension normale. Cette diode limite l'amplitude de ce phénomène à une valeur acceptable pour les circuits intégrés.

La capacité totale des condensateurs

de filtrage atteint 11 200 μF . Oui vous avez bien lu ! Deux gros CO38 de 5 600 μF assurent le filtrage BF. Deux petites puces de 100 nF (non inductif) et 1 000 pF sont chargées d'atténuer les résidus H.F.

LA CARTE REGULATION

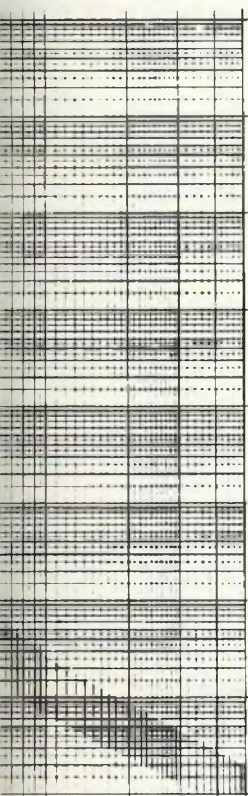
Son schéma est représenté en fig (5). L'architecture du L 296 a été abondamment décrite dans le n°34 de Janvier, aussi nous contenterons nous d'expliquer les particularités de ce montage :

Un enroulement supplémentaire sur la self de filtrage n°3 permet d'obtenir la tension négative souhaitée. Un régulateur classique améliore la qualité du - 12 V.

Les deux circuits fonctionnent avec le même oscillateur afin d'améliorer la stabilité du montage (broche 11 non connectée sur IC2).

La sortie «reset» s'effectue sur des sorties en collecteur ouvert. On obtient un niveau logique «haut» lorsque les deux tensions de sorties ont atteint leurs valeurs nominales (+5,

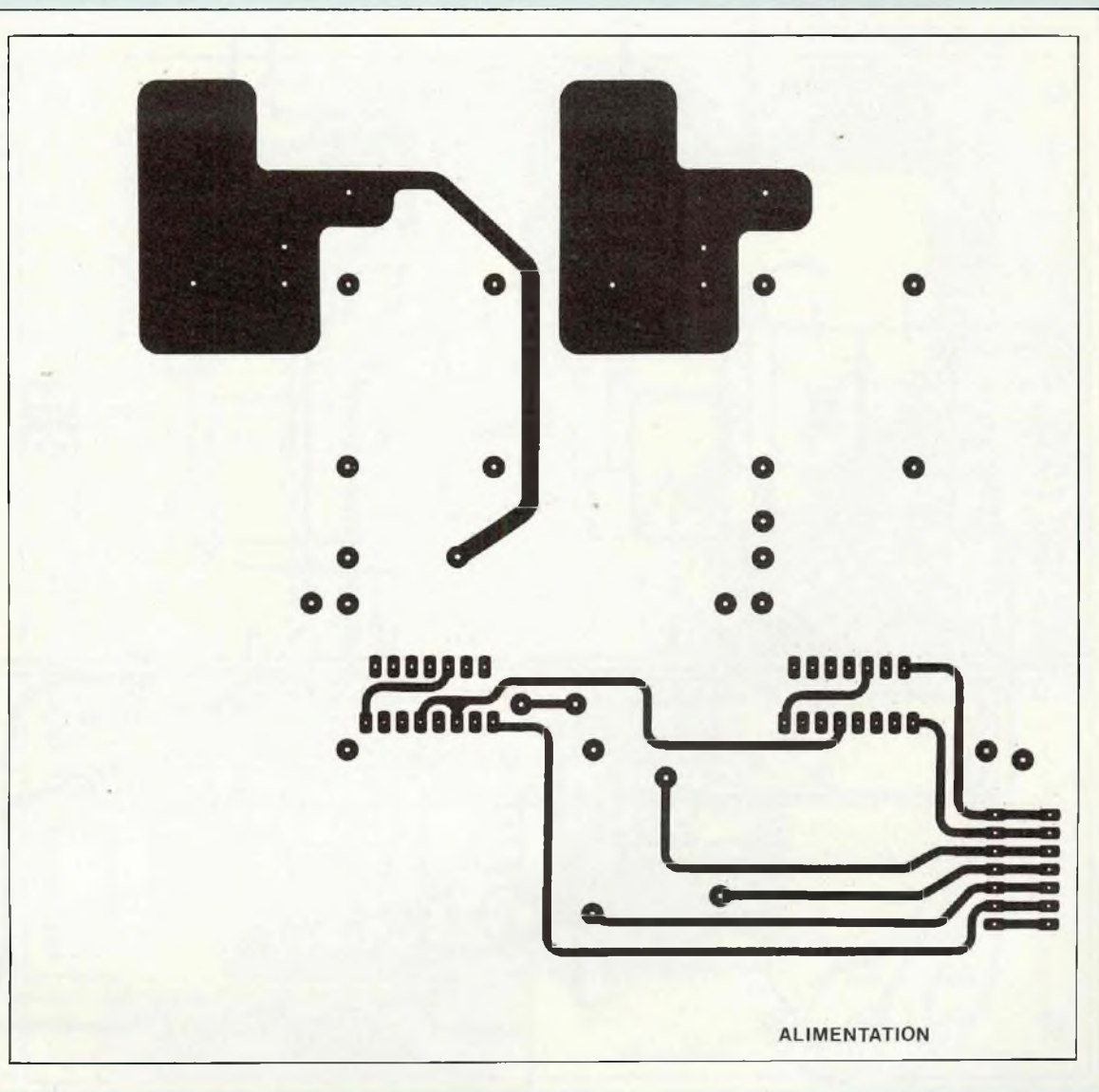
ESSZ



10 x I_n

ent d'un fusible ultra-rapide série

Fig. 7a ►



ALIMENTATION

+ 12 V).

Les entrées d'inhibition sont réunies. Il faudra connecter ces entrées à la masse via un transistor, pour autoriser le fonctionnement des unités.

Le thyristor reçoit sur sa gachette les deux signaux provenant du L 296.

LE MONTAGE

Les circuits imprimés sont reproduits en fig (6) et (7). Le transfert selon les procédés habituels n'offre aucune difficulté. La gravure constitue la plus longue opération de la fabrication d'un

CI. Les perçages exigent un foret de 1 mm pour les composants et un second de 3,2 mm pour les trous de fixation. Les fig (8) et (9) indiquent l'implantation des composants. Le montage débutera par la mise en place des bobines, puis des condensateurs et enfin des résistances. La fig (4) donne toutes les indications nécessaires pour la fabrication des bobinages. Les deux selfs sont réalisées à partir d'un noyau GUP 20 x 17 x 7, et d'une ferrite en B 50 de THOMSON. Il faudra employer des condensateurs à très faible résistance

série (modèle PROMISIC de SIC SAFCO) afin de réduire les pertes.

Les L 296 prennent place sur une plaque d'aluminium épaisse qui sert à évacuer les calories. Des isolants mica évitent un bouclage de masses, source d'instabilité.

Le thyristor et le fusible sont câblés au plus près des condensateurs d'alimentation de manière à réduire les inductances parasites. Les caractéristiques du thyristor dépendent du fusible : la fig (10) représente la courbe temps/courant d'un fusible ultra-

ALIMENTATION POUR M

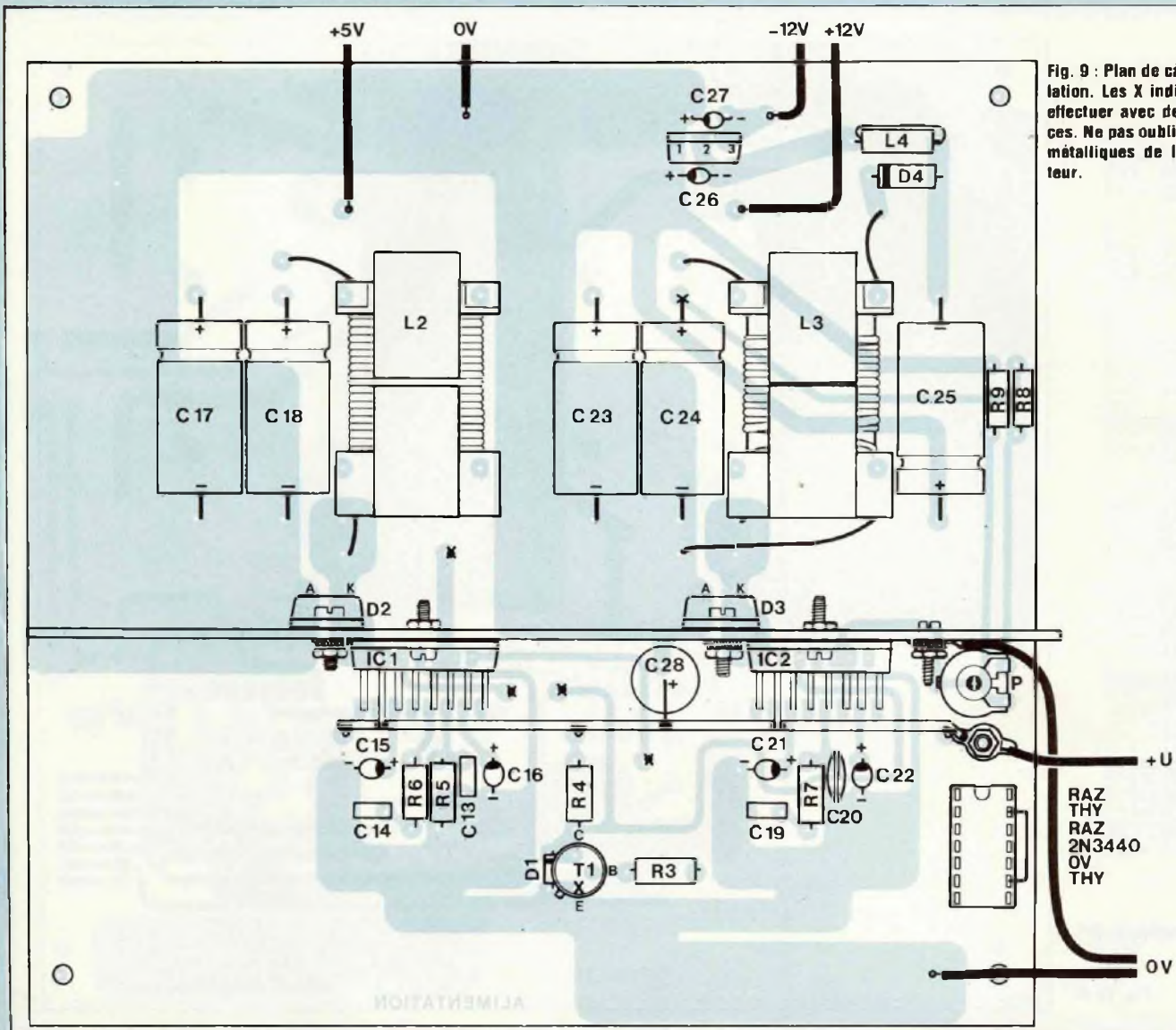


Fig. 9 : Plan de câblage de la carte régulation. Les X indiquent les traversées effectuer avec des queues de résistances. Ne pas oublier d'isoler les surfaces métalliques de IC1 et IC2 du dissipateur.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● Résistances $\pm 5\%$ - 1/2 W

R1 - 100 k Ω
 R2 - 100 k Ω
 R3 - 5,1 k Ω
 R4 - 8,2 k Ω
 R5 - 4,3 k Ω
 R6 - 15 k Ω
 R7 - 15 k Ω
 R8 - 4,7 k Ω
 R9 - 4,7 k Ω
 P - 10 k Ω

● Condensateurs

C1, C2 - 82 nF Polypropylène série
 PS Thomson 1,6 kV
 C3, C4, C5, C6 - 1 nF Céramique
 haute tension > 2 kV

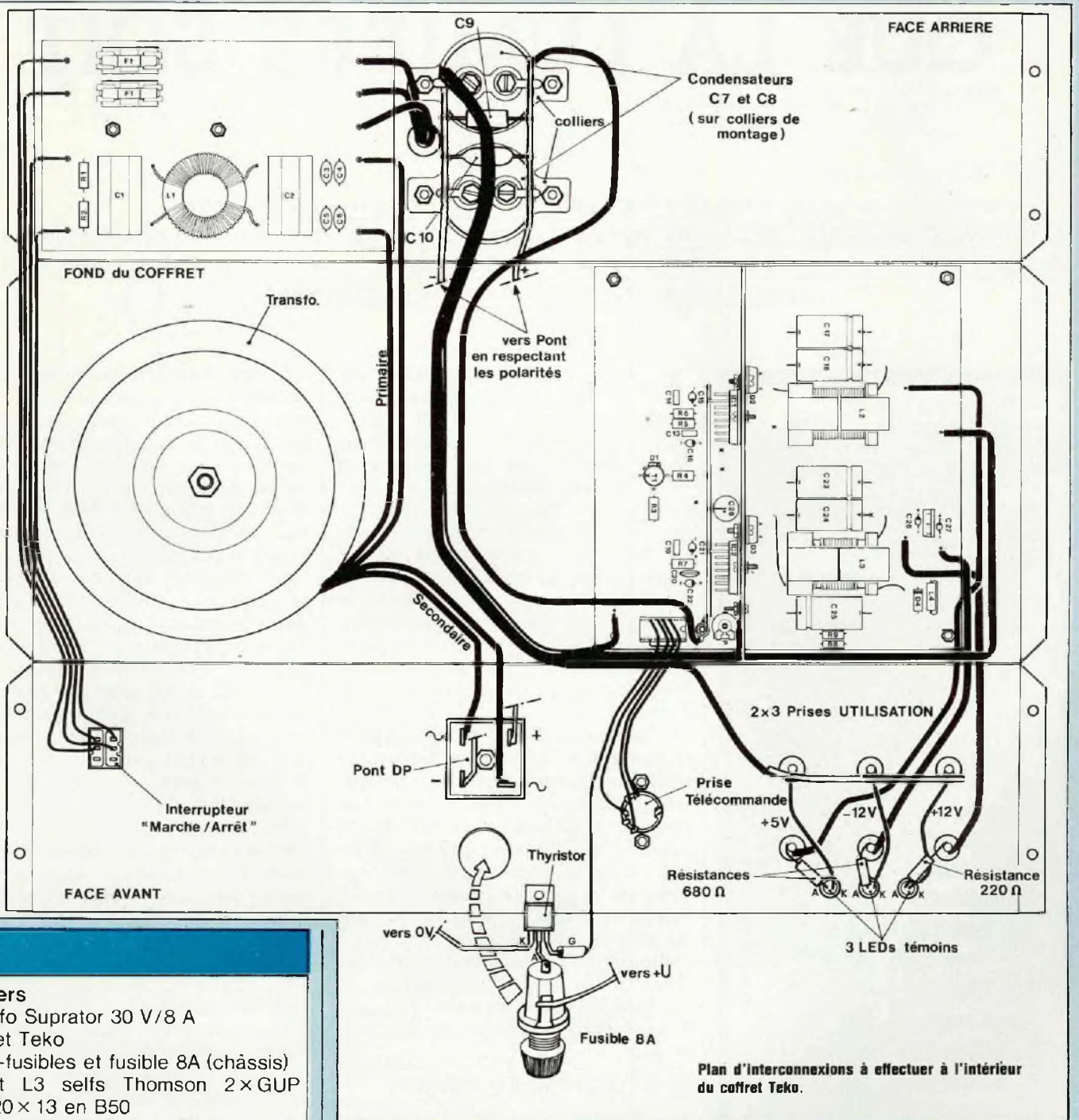
C7 - 5 600 μ F/50 V
 C8 - 5 600 μ F/50 V
 C9 - 100 nF
 C10 - 1 000 pF céramique
 C13 - 2,2 nF
 C14 - 33 nF
 C15 - 2,2 μ F/25 V Tantale goutte
 C16 - 2,2 μ F/25 V Tantale goutte
 C17 - 100 μ F/40 V
 C18 - 100 μ F/40 V
 C19 - 33 nF
 C20 - 390 pF
 C21 - 2,2 μ F/25 V Tantale goutte
 C22 - 2,2 μ F/25 V Tantale goutte
 C23 - 100 μ F/40 V
 C24 - 100 μ F/40 V

C25 - 100 μ F/40 V
 C26 - 2,2 μ F/35 V Tantale goutte
 C27 - 2,2 μ F/35 V Tantale goutte
 C28 - 10 μ F/25 V

● Semiconducteurs

DP - Pont 25 A 100 V
 D1 - Zener 5,1 V
 D2 - BYW 80 - 100
 D3 - BYW 80 - 100
 D4 - BAT 41
 IC1 - L296 SGS
 IC2 - L296 SGS
 IC3 - Régulateur 7912
 TH - Thyristor 10 A
 T1 - 2N3440

MICRO-ORDINATEUR +5V / ±12V n°3896



- Divers
- Transfo Suprator 30 V/8 A
- Coffret Teko
- Porte-fusibles et fusible 8A (châssis)
- L2 et L3 selfs Thomson 2x GUP 25x20x13 en B50
- L1 self FT 31,5 MO1 en T6
- L4 Self de choc
- Prise DIN châssis 5 broches
- 6 fiches bananes femelles châssis (3 rouges + 3 noires)
- 3 diodes leds \varnothing 5 mm
- Interrupteur double inverseur
- Passe-fils et cordon secteur
- 1 résistance 220 Ω / 1/2 W
- 2 résistances 680 Ω / 1/2 W

rapide série ESSZ10. Le choix se portera sur un produit capable de tenir 3x 8A pendant 10 ms.

NOTA

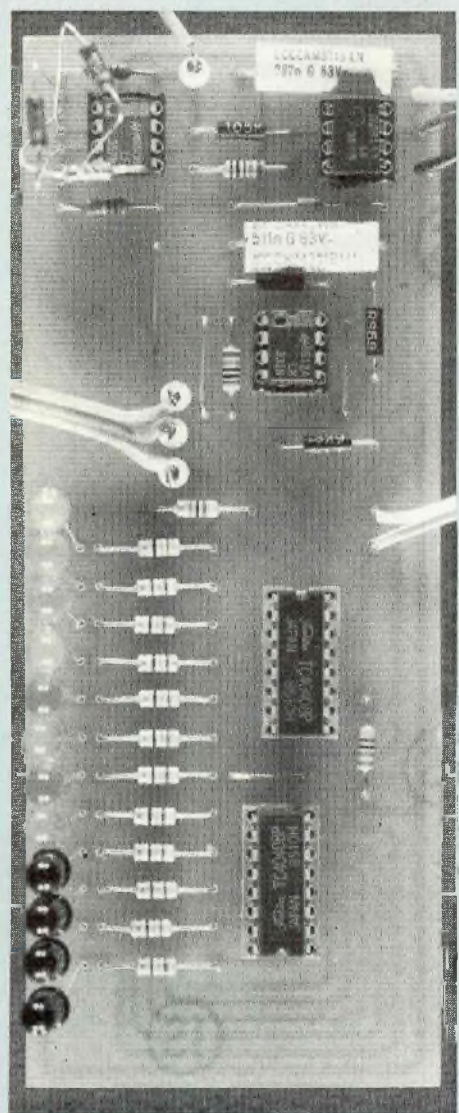
Plan d'interconnexions à effectuer à l'intérieur du coffret Teko.

Lors de la mise sous tension de l'alimentation, ne pas oublier de charger les sorties délivrant les tensions +5 V, ±12 V.

Oleg Chenguelly

QUE LA LUMIERE SOIT

Le montage que nous allons décrire sert à mesurer la dose de lumière reçue durant une période donnée. En ce sens, il s'agit d'un montage susceptible d'avoir plusieurs applications. Nous avons choisi, pour le réaliser, de n'utiliser que des composants courants, ce qui, paradoxalement, accroît les performances.



Le but que nous nous proposons est de mesurer la luminosité moyenne en un point donné. A l'origine, ce montage a été développé dans le but de connaître le rayonnement solaire reçu par des plantes d'appartements, afin de sélectionner les meilleurs emplacements, et de compléter l'ensoleillement naturel par un éclairage électrique en cas de besoin. Mais nous verrons ultérieurement que ce montage est susceptible d'avoir de nombreuses autres applications, au point d'en faire un appareil de mesure d'usage général pour le flux lumineux.

Les besoins que nous venons d'établir définissent immédiatement les caractéristiques principales du montage. Déjà, il devra comporter un détecteur de lumière : ce rôle sera rempli par une photo-diode. Ensuite, comme on ne cherche pas à connaître la valeur instantanée de la luminosité mais sa valeur moyenne, il sera nécessaire d'introduire un intégrateur. Enfin, un dispositif de visualisation que nous avons voulu très simple permet de connaître la valeur mesurée. La figure 1 représente le principe de fonctionnement.

LE DETECTEUR DE LUMIERE

Le détecteur de lumière que nous avons choisi, peut sembler rudimentaire, on constate qu'en pratique sa sensibilité est étonnante. Au départ, il était prévu d'utiliser une photo-diode spéciale du commerce. Ce choix révé-

lait cependant trois désavantages. En premier lieu, les photo-diodes spécialisées sont pourvues d'une lentille focalisante qui permet d'augmenter le rendement, mais restreint l'angle dans lequel s'effectue la mesure. Notamment une telle photo-diode ne permet pas de tenir compte de la lumière réfléchie par les murs et le plafond ou l'environnement extérieur. En second lieu, ces photo-diodes sont en général des composants coûteux, et surtout leur approvisionnement individuel peut poser des problèmes insolubles.

A l'opposé, notre détecteur mesure la lumière ambiante quel que soit son angle d'incidence. De plus, les composants utilisés sont peu onéreux et de type courant.

La photo-diode employée est une diode à pointe tout à fait classique. Bien sûr, pour qu'elle puisse capter la lumière, il est nécessaire que le corps d'enrobage soit transparent. Nous avons utilisé des diodes 1N 647, mais des essais avec des diodes OA 95 toutes aussi courantes donnent de bons résultats. Ceci s'explique d'ailleurs très bien lorsque l'on sait que le courant photo-électrique d'une diode est augmenté si la jonction P-N a une très faible épaisseur, ce qui est justement le cas des diodes à pointe.

L'avantage des 1N 647 employées en photo-diode est qu'elles permettent de capter toute la lumière ambiante. Seules les deux connexions de sorties masquent un peu la lumière. On peut éviter cela en montant 3 diodes per-

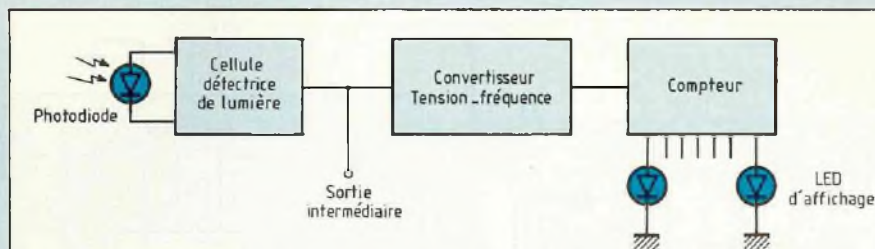


Fig. 1 : Principe de fonctionnement de l'appareil.

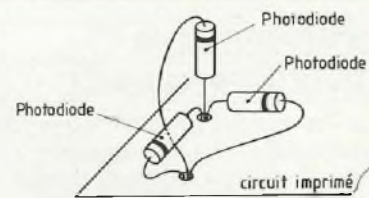


Fig. 2 : Le montage de trois diodes en parallèle placées perpendiculairement permet de capter toute la lumière ambiante.

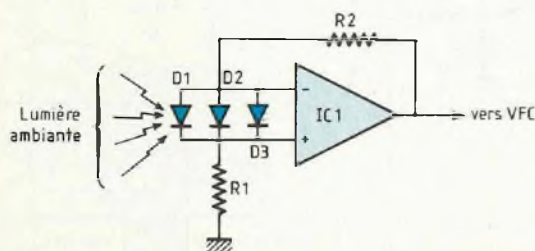


Fig. 3 : Schéma de la cellule détectrice de lumière.

pendiculairement les unes aux autres comme le montre la figure 2.

L'INTEGRATEUR

Notre dispositif détecteur de lumière va nous fournir une mesure instantanée de la luminosité. Ceci serait suffisant si on désirait réaliser par exemple une cellule pour un appareil photographique. Mais pour faire des mesures sur des périodes pouvant atteindre plusieurs jours, il faut connaître la valeur moyenne de la luminosité, celle-ci variant considérablement tout au long de la journée. Cette valeur moyenne sera atteinte à partir de la mesure instantanée à l'aide de l'intégrateur.

Le montage choisi est un intégrateur longue durée faisant appel à un convertisseur tension-fréquence. Ce type de schéma est celui qui apporte les meilleures performances tout en restant relativement simple.

DOMAINES D'APPLICATIONS DU MONTAGE

Comme nous l'avons déjà signalé, ce montage permet de déterminer les meilleurs emplacements pour les plantes d'appartements, et ce avec une objectivité beaucoup plus grande que l'œil humain. De même il peut effectuer la mesure sur toute la journée, un emplacement ensoleillé le matin pouvant se retrouver à l'ombre l'après-

midi. Il indique si l'ensoleillement de la journée n'a pas été suffisant pour les plantes sensibles, ce qui permet de compléter par un éclairage électrique auquel le détecteur de lumière est aussi sensible. On peut bien entendu aussi l'utiliser pour déterminer l'emplacement d'un aquarium ou pour placer les végétaux du jardin.

Dans le domaine des économies d'énergie, il permet d'estimer l'ensoleillement moyen d'un lieu, et donc de prévoir les dépenses de chauffage ultérieures.

Une autre classe d'applications consiste à utiliser directement la sortie du détecteur de lumière, par exemple à l'aide d'un multimètre de poche. La sensibilité du montage est tellement grande qu'il est facile de voir alors le degré d'usure d'une ampoule à incandescence ou d'un tube néon grâce à deux mesures comparatives. On peut aussi commander le marche-arrêt d'un éclairage de sécurité.

Après ce premier aperçu destiné à familiariser le lecteur avec une technique qui lui est peut-être nouvelle, nous allons examiner le schéma électronique.

CELLULE DETECTRICE

On sait que dans une photo-diode, le courant inverse est proportionnel à l'éclairage. Pour les diodes employées ici, ce courant photo-

électrique est de l'ordre du microampère pour un éclairage moyen. De plus l'impédance interne de la diode est grande. Il est donc impératif d'amplifier ce courant par un amplificateur opérationnel présentant une grande résistance d'entrée.

Le brochage des amplificateurs opérationnels étant standard pour les types courants, plusieurs modèles peuvent être utilisables. Par exemple un ampli à entrée Bi-Fet comme le LH 0022, ou la série LF 351, 356 et 357 feront parfaitement bien l'affaire.

Le schéma de la cellule détectrice de lumière est montré à la figure 3. Ce montage particulier a pour but de s'affranchir du courant inverse d'obscurité et de la résistance interne de la photo-diode. Si les courants d'entrées de l'ampli opérationnel sont négligeables, on obtient la relation :

$V_S = (R_1 + R_2) i$. Comme le courant i fourni par la photo-diode est directement proportionnel à la lumière reçue, la tension V_S le sera aussi.

Nous avons choisi de prendre $R_1 = R_2 = 1 \text{ M}\Omega$. Dans ce cas, nous avons une sortie de 2 V pour un courant photo-électrique de $1 \mu\text{A}$. Dans les cas extrêmes où l'on désire opérer dans des milieux particulièrement obscurs ou alors pleinement exposés au soleil.

on peut obtenir un réglage du gain $\frac{V_S}{i}$

en jouant sur les valeurs de R1 et R2.

CONVERTISSEUR TENSION-FREQUENCE

Le convertisseur tension-fréquence transforme la tension de sortie V_S de la cellule détectrice en une fréquence de niveau de tension logique, qui permettra de commander directement le compteur.

La conversion tension-fréquence étant une technique trop peu connue, nous approfondirons un peu son fonctionnement.

Le schéma du convertisseur est montré à la figure 4. On voit qu'il fait appel à deux circuits intégrés. L'amplificateur opérationnel IC2 peut être un 741 ou un autre standard. Dans le cas où l'on rechercherait une grande précision pour une période d'intégration très longue, la performance du montage peut être améliorée en utilisant un ampli à entrées Bi-Fet pour IC2, en prenant par exemple le même type que IC1 de la cellule détectrice.

Le circuit IC3 est un LM 331, convertisseur tension-fréquence réversible de faible coût, mais c'est tout de même le circuit le plus cher du montage. Ceci s'explique par sa structure interne relativement complexe. Nous avons choisi un facteur de conversion de 20 Hz par Volt. Le miroir de courant délivrera :

$$I = \frac{1,9 \text{ V}}{15 \text{ K}\Omega} = 126 \text{ mA}$$

On calcule alors C2 en prenant R3 = 100 k Ω , soit :

$$C2 = \frac{10 \cdot 15 \cdot 10^3}{10^5 \cdot 2,09 \cdot 6,8 \cdot 10^3 \cdot 200} = 520 \text{ nF.}$$

On prendra donc une valeur normalisée de 511 nF pour C2. On calcule alors la valeur de R3 :

$$R3 = \frac{10 \cdot 15 \cdot 10^3}{511 \cdot 10^{-9} \cdot 2,09 \cdot 6,8 \cdot 10^3 \cdot 200} = 103 \text{ k}\Omega.$$

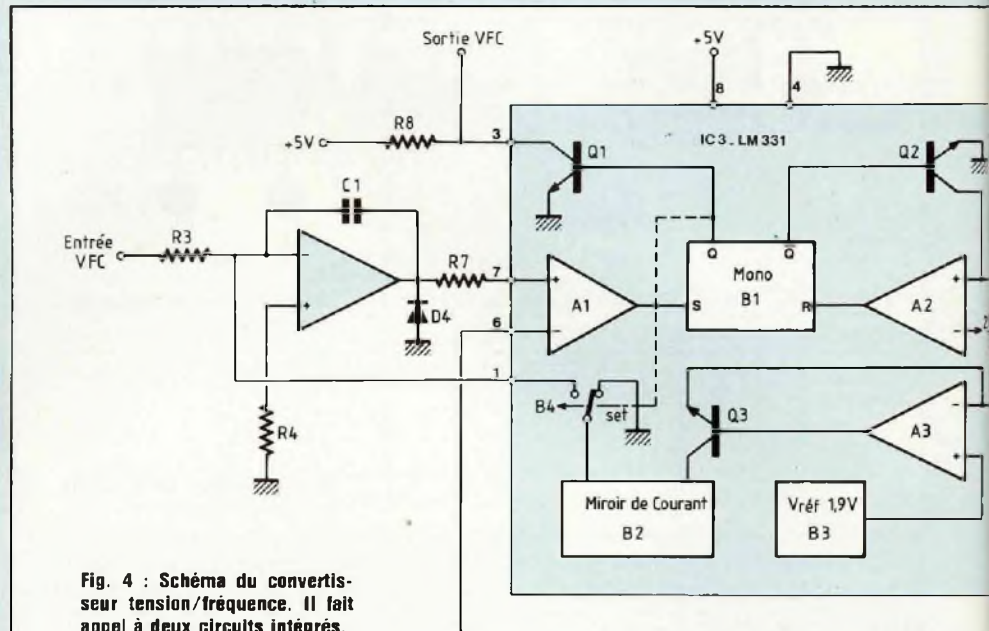


Fig. 4 : Schéma du convertisseur tension/fréquence. Il fait appel à deux circuits intégrés.

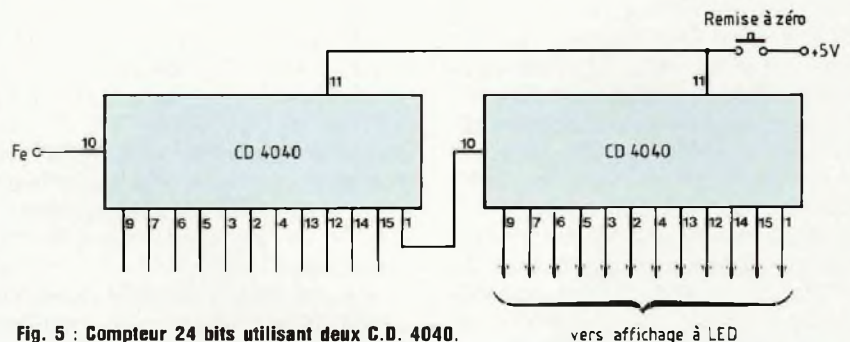


Fig. 5 : Compteur 24 bits utilisant deux C.D. 4040.

On prendra donc la valeur normalisée de 105 k Ω pour R3. On peut alors calculer la valeur minimale à prendre pour C1.

$$C1_{\min} = \frac{2,09 \cdot 103 \cdot 10^3 \cdot 511 \cdot 10^{-9}}{1,9 \cdot 15 \cdot 10^3} = 254 \text{ nF.}$$

Nous prendrons donc C1 = 287 nF pour travailler dans de bonnes conditions.

En ce qui concerne le choix des composants, R3, R5 et R6 doivent être des résistances à 2 %. Enfin C1 doit être choisi, pour avoir un faible courant de fuite. Par contre sa précision n'est pas critique, tant que sa valeur est supé-

rieure à la valeur minimum calculée. Un condensateur à film plastique est donc recommandé.

INTEGRATEUR DE FREQUENCE

On sait qu'un compteur numérique intègre la valeur de la fréquence d'entrée, comme un intégrateur analogique intègre la tension d'entrée. L'intégration sur la période désirée de la valeur de la lumière reçue sera donc effectuée par un simple compteur numérique. Cependant, si on désire opérer sur des durées relativement longues, cas où le montage décrit nous fait bénéficier de tous ses avantages, il faut avoir un compteur de

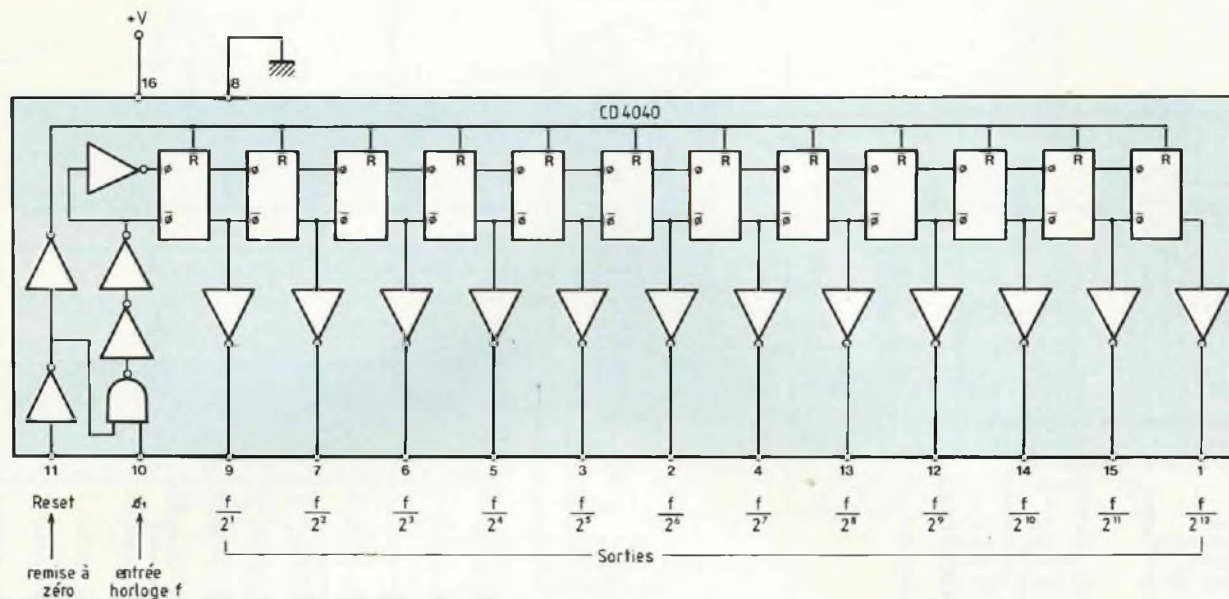


Fig. 6 : Fonctions et brochage du circuit intégré CD 4040.

grande capacité. Pour cela il est nécessaire de choisir, parmi les circuits courants, des compteurs en technologie C MOS. Nous avons retenu une configuration avec deux compteurs CD 4040, chaque circuit ayant douze étages, nous obtenons finalement un compteur 24 bits tel que le montre la figure 5.

Nous rappelons à titre indicatif que les CD 4040 ne doivent pas être alimentés par une tension supérieure à 18 volts, et qu'ils peuvent délivrer un courant de sortie aussi grand que 10 mA. Les fonctions et le brochage d'un circuit CD 4040 sont représentés à la figure 6. Alimenté sous + 15 V, il sort typiquement 8,8 mA sous 13,5 V. Une résistance est donc nécessairement montée en série avec les LED. Sa valeur est :

$$R = \frac{13,5 - 2}{8,8} = 1,3 \text{ k}\Omega$$

MONTAGE GENERAL ET MESURE

Le montage général est présenté à la figure 7. Nous avons choisi pour l'affichage du résultat une série de LED,

car la répétition des mesures n'étant pas intense, un système avec afficheurs ne semblait pas s'imposer. La figure 8 montre le circuit imprimé et la figure 9 le câblage des composants. Le déroulement pratique d'une mesure commence par le placement de la cellule détectrice de lumière. Notre montage à trois diodes ayant une bonne symétrie spatiale, il n'est pas nécessaire de l'orienter d'une manière particulière par rapport au flux de lumière principal.

On procède ensuite à la mise sous tension du montage. Nous n'avons pas voulu incorporer l'alimentation sur le circuit imprimé pour respecter des critères de poids et d'encombrement. Ainsi le circuit peut-il être logé plus facilement au point de mesure. De plus nous pensons que la possession d'une alimentation $\pm 15 \text{ V}$ et + 5 V de faible débit est un outil universel d'usage courant. Elle peut donc être employée pour des mesures qui ne l'accapareront pas à plein temps.

Une fois le montage placé et alimenté, il est nécessaire de procéder à une remise à zéro des compteurs grâce au bouton poussoir P1. On note alors soigneusement l'heure de début de la

mesure.

Lorsque le temps de mesure est écoulé, on lit le registre lumineux des LED.

En fait, ces dernières représentent l'équivalent d'un mot binaire de 12 bits. La LED D5 en constituera le bit de poids le plus faible (LSB, de l'anglais Least significant Bit) et D16 le poids le plus fort (MSB, de Most significant Bit). Dans la lecture de la mesure, chaque LED aura donc un poids différent. Par exemple, D5 comptera pour 2^1 , c'est-à-dire 1 ; D6 pour 2^1 , c'est-à-dire 2 ; D7 pour 2^2 , c'est-à-dire 4 ; etc...

Pour éviter au lecteur non spécialiste de faire des calculs, le poids de chaque LED est indiqué dans le tableau de la figure 10.

A partir de ce tableau, la valeur de la luminosité moyenne durant la période de mesure se détermine très facilement en procédant comme suit :

1°) On additionne le poids de toutes les LED allumées. On trouve alors un nombre N.

2°) La luminosité moyenne est alors égale à N divisé par la durée de mesure.

Par exemple, pour une mesure sur 24 heures, on trouve D5, D6, D8 et D12

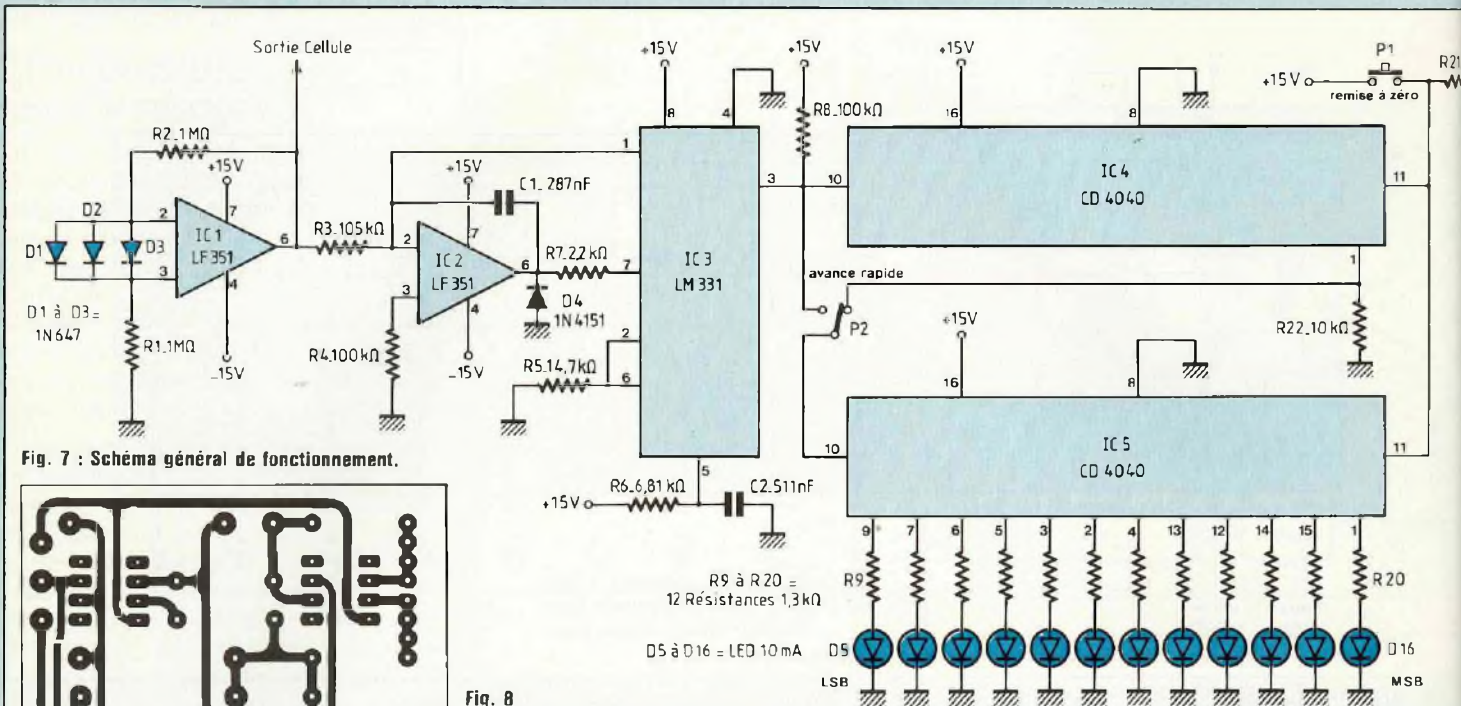


Fig. 7 : Schéma général de fonctionnement.

Fig. 8

allumées. On a donc :
 $N = 1 + 2 + 8 + 128 = 139$.

La luminosité moyenne par heure sera :

$$\frac{139}{24} = 5,79$$

Evidemment cette luminosité moyenne ne s'exprime pas dans une unité photo-métrique normalisée, ce qui entraînerait l'emploi de cellules photo-électriques étalonnées très coûteuses. Mais la mesure donnée par notre montage est précise et reproductible, et permet de faire toutes les comparaisons de luminosité désirées : c'est ce qui intéresse l'amateur.

Il est aussi possible, si on cherche à faire deux mesures simultanées en deux points éloignés d'opérer à l'aide de deux montages. Mais alors il est parfaitement possible qu'une différence de sensibilité pour les diodes D1, D2 et D3 entraîne une différence de mesure entre les deux montages. Il

est alors nécessaire d'étalonner l'un des deux circuits par rapport à l'autre qui servira de référence. Ceci est possible à deux niveaux.

On peut déjà agir sur R5, ce qui permettra de régler le gradient tension/fréquence du convertisseur. Mais ce type de réglage présente l'inconvénient que la sortie en tension de la cellule détectrice de lumière sur la broche 6 de IC1 ne sera pas étalonnée entre les deux montages. Ceci peut présenter un inconvénient. Par exemple si on décide d'utiliser les deux montages pour commander automatiquement un éclairage électrique lorsque le jour baisse, les deux seuils de déclenchement seront différents.

Ainsi donc est-il plutôt conseillé d'apparier les cellules en réglant la résistance R1 sur l'une d'entre elles. Si l'on dispose d'un voltmètre, on se branche sur la sortie cellule en prenant bien garde que les deux cellules reçoivent la même lumière. On peut aussi

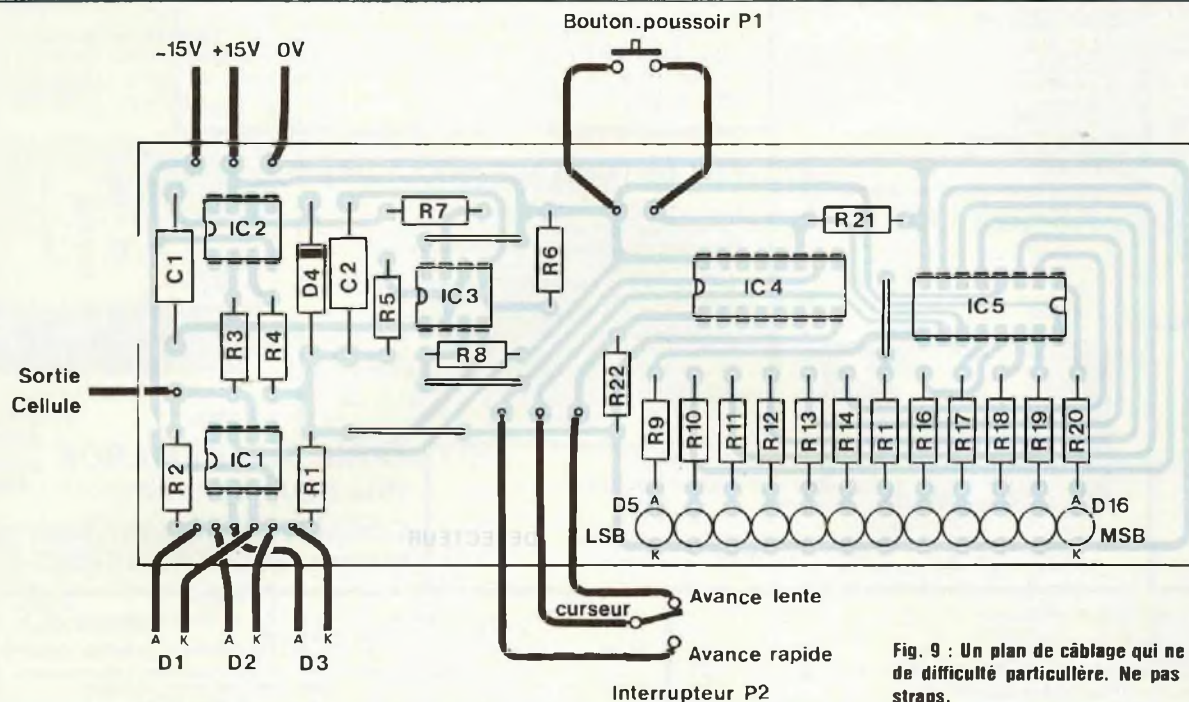


Fig. 9 : Un plan de câblage qui ne présente pas de difficulté particulière. Ne pas oublier les 4 straps.

Étage n°	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
LED	D5	D6	D7	D8	D9	D10	D11	D12	D13	D14	D15	D16
pois LED	1	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024	2048

Poids des LED d'affichage

Fig. 10 : Tableau donnant le poids de chaque LED et évitant ainsi au lecteur de faire des calculs.

effectuer le réglage sans voltmètre. Pour cela il suffit à l'aide du commutateur P2 de strapper les broches 1 et 10 de IC4. Le LM 331 attaque alors directement le compteur IC5 et les LED. On règle alors R1 pour avoir la même lecture sur les LED des deux montages. En effet, sur cette position de P2, on a une lecture rapide, puisque l'on supprime douze divisions sur la fréquence de sortie. On peut donc utiliser cette position si la luminosité est très faible ou bien si on désire un temps de mesure très court.

A.R.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● Résistances à couche 1/2 W

- R1 - 1 M Ω \pm 2 %
- R2 - 1 M Ω \pm 2 %
- R3 - 105 k Ω \pm 2 %
- R4 - 100 k Ω \pm 10 %
- R5 - 14,7 k Ω \pm 2 %
- R6 - 6,81 k Ω \pm 2 %
- R7 - 2,2 k Ω \pm 10 %
- R8 - 100 k Ω \pm 10 %
- R9 à R20 - 1,3 k Ω \pm 5 %
- R21 - 10 k Ω \pm 10 %
- R22 - 10 k Ω \pm 10 %

● Condensateurs

- C1 - 287 nF \pm 2 % (220 nF//68 nF)
- C2 - 511 nF \pm 2 % (330 nF//180 nF)

● Semiconducteurs

- IC1 - LF351 ou LF 357
- IC2 - LF351
- IC3 - LM331
- IC4 - CD4040
- IC5 - CD4040
- D1 à D3 - 1N647 (boîtier translucide)
- D4 - 1N4151
- D5 à D16 - Leds 10 mA

● Divers

- P1 - Bouton poussoir
- P2 - Inverseur simple

LA TRIPHONIE PASSIVE

Le système triphonique que nous allons décrire est de la plus haute qualité et s'est fait sans contingence de prix.

Le raccordement acoustique des deux satellites et du subwoofer s'effectue en filtrage passif. Chacun des deux satellites fait appel aux haut-parleurs 5 N 402 DB et T 121, tandis que le subwoofer central est équipé de deux 10 N 501 montés en push-pull.

Le volume interne du satellite est de 9 l et celui du subwoofer de 44 l. La fréquence de raccordement entre les satellites et le subwoofer s'effectue à 70 Hz.

LE SATELLITE O30

Ce satellite, beaucoup plus profond que large – 176 mm pour 270 mm – procure au 5N 402 DB d'excellentes performances, notamment par son évent laminaire situé sous le tweeter. Le médium est fixé au-dessus du tweeter. Le satellite a été réalisé dans un matériau aggloméré ultra-dense et lourd, d'une épaisseur de 20 mm, ce qui procure une rigidité et un amortissement comparable au bois sablé. Le «médite» (nom donné à ce matériau) se travaille merveilleusement bien au niveau des feuillures, on peut effectuer des arrondis comme le montre le plan de la figure 1 et sa finition permet de le laquer directement, tellement son état de surface est remarquablement lisse.

La rigidité de l'ensemble est encore accrue par la présence de la paroi de l'évent et d'une paroi intermédiaire entre le grave et l'aigu.

L'étude au niveau du filtre a été effectuée dans l'optique d'une enceinte acoustique devant reproduire l'intégralité du spectre.

● Le 5N 402 DB

D'un diamètre de 13 cm, ce haut-parleur fait appel à un double bobinage. Les deux bobines travaillent ensemble dans l'extrême-grave et se

voient filtrées différemment pour que le médium ne soit retransmis que par une seule des deux. Il y a deux énergies dans le grave et une seule dans le médium.

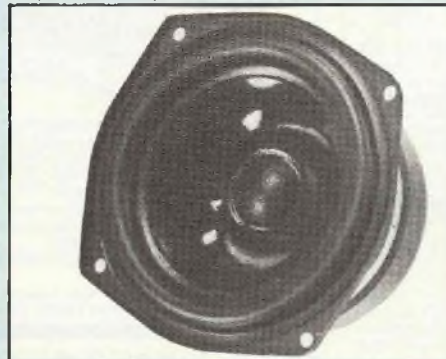
Ce passage s'effectue en douceur par un filtrage à 6 dB/octave et la courbe de réponse se trouve ainsi linéarisée sans avoir à écraser la partie médium. Le rendement est ainsi maximum.

On effectue une surgénération de l'extrême-grave comme pourrait l'effectuer une correction électronique.

Les deux bobines, repérées par un point rouge sur les cosses sont interchangeables. Les deux pôles non repérés se doivent d'être connectés à la masse commune du filtre.

● Le T 121

Si son poids est trois à quatre fois supérieur à la moyenne, son rendement n'en est pas moins exceptionnel. La membrane n'est pas un dôme classique mais peut être assimilée à un



Haut-parleur 5N 402 DB.

mini-cône en forme de dôme inversé de 30 mm équipé d'une bobine de 20 mm.

Le matériau en fibre de verre est découpé par un jonc mousse plat.

Il possède un champ magnétique de 18 500 gauss et son rendement est de 94 dB.

Sa performance la plus exceptionnelle est sa capacité à rayonner une énergie acoustique constante dans un angle spatial hyper-large. A 60°, sa courbe est encore linéaire jusqu'à 15 kHz.

● Le filtre

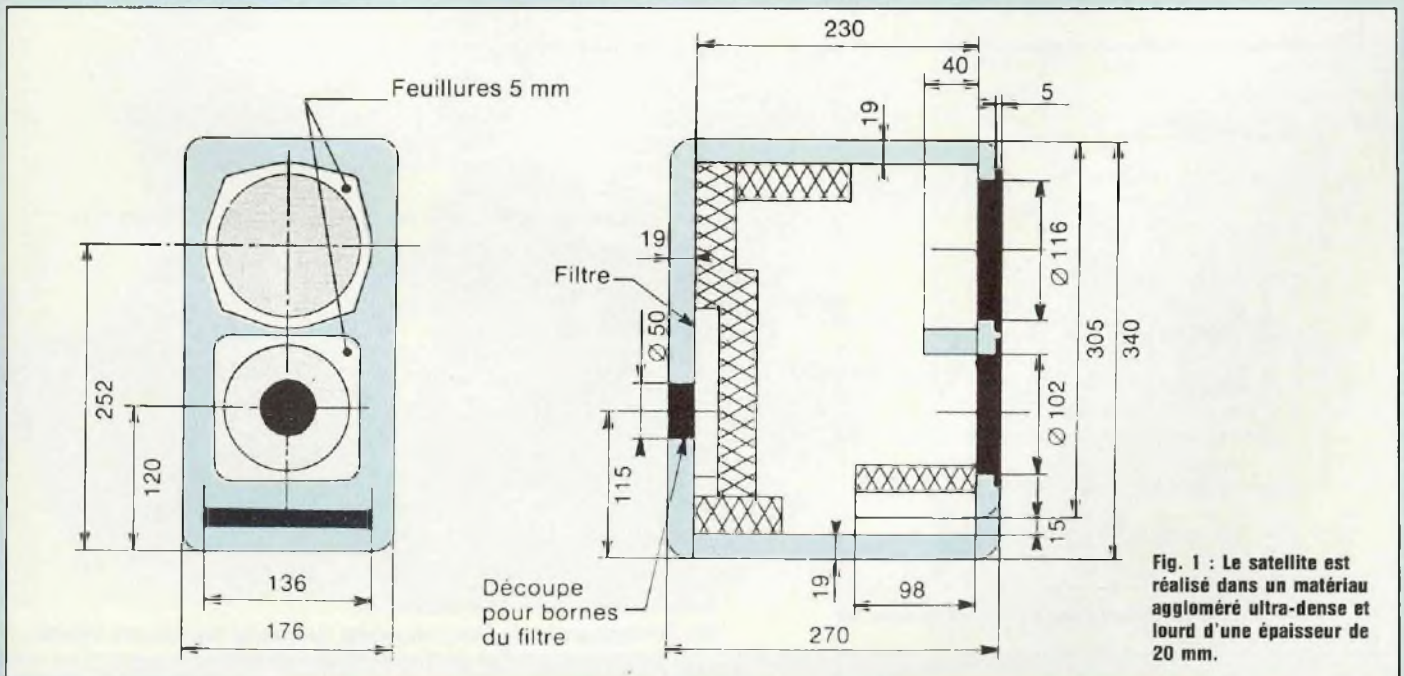
Très sophistiqué, il fait appel à un circuit bouchon sur une voie du 5N 402 DB. Le schéma de celui-ci est reproduit à la figure 2.

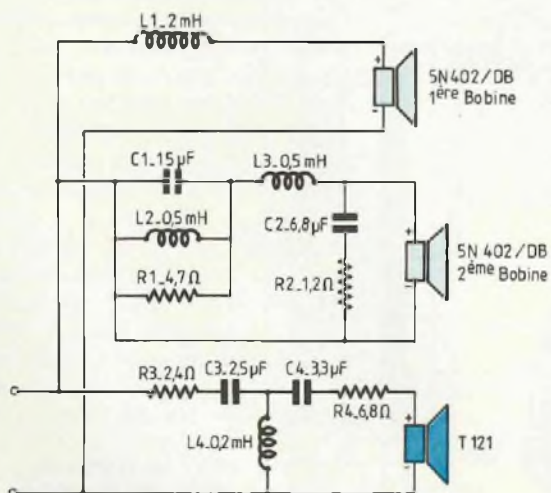
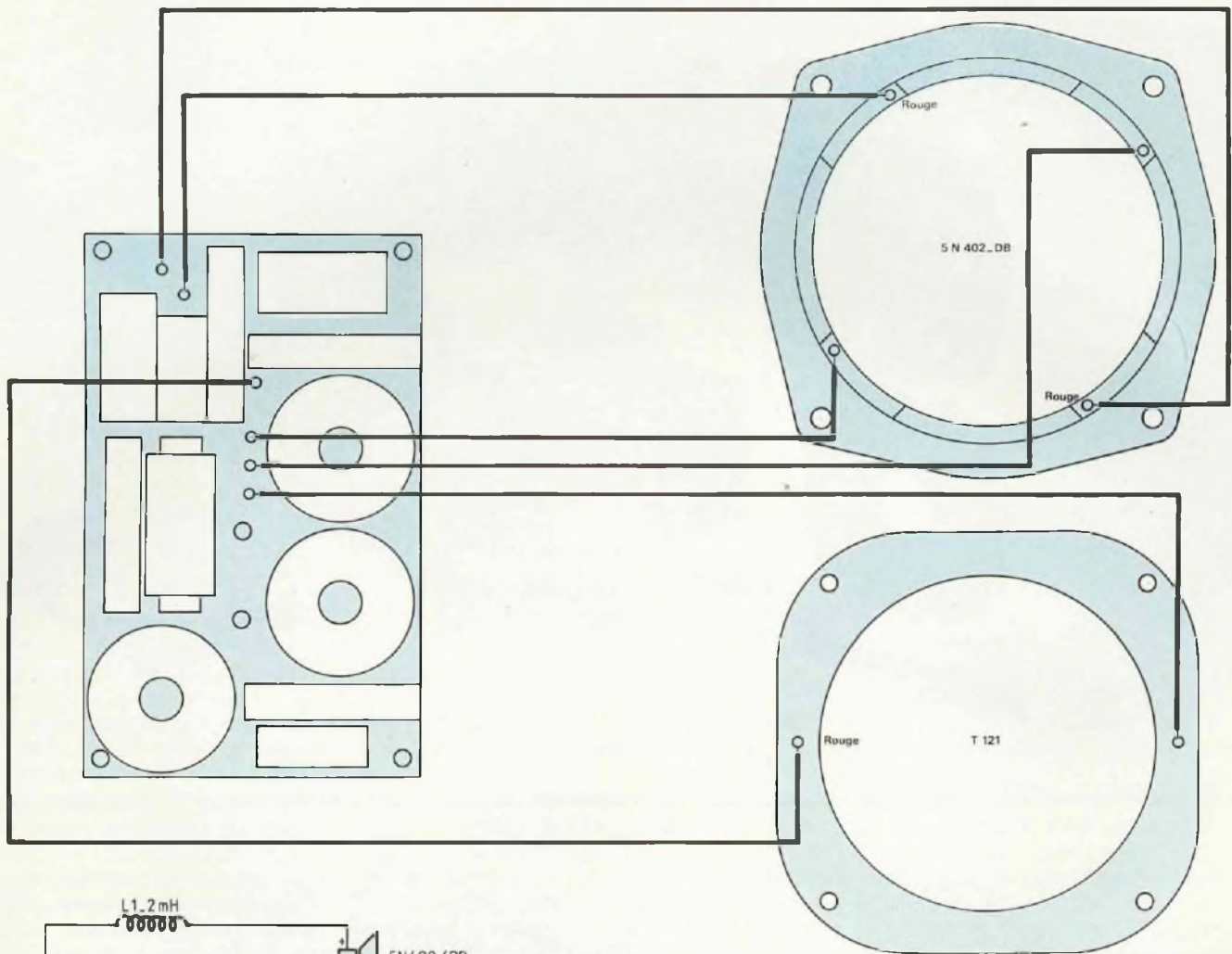
Ce filtre est destiné à marier le 5N 402 DB et le T 121. Il ne comporte pas moins de douze éléments et est à trois voies, à cause de la double bobine du 5N 402 DB.

La première bobine est «coupée» à 6 dB/octave, la deuxième bobine se voit régularisée par un circuit bouchon travaillant dans la zone allant de 1 à 3 kHz et est «coupée» très haut à 5 kHz à 24 dB par octave, acoustiquement. Ce tweeter est «coupé» à 18 dB/octave par un classique filtre en T. Les deux haut-parleurs sont en phase électrique du fait de la présence du tweeter sous le woofer. Excellente mise en phase de ce fait.

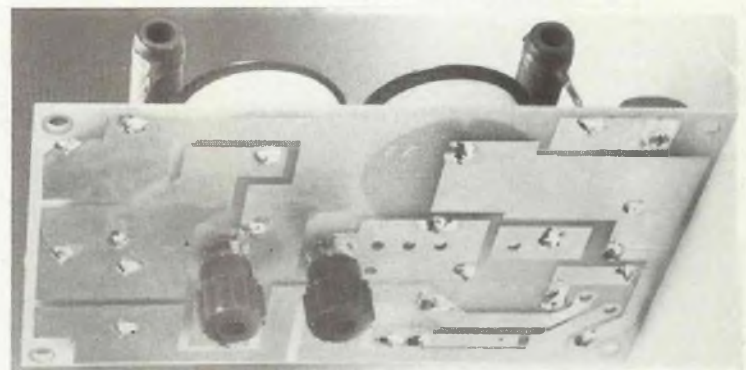
Les bornes de sorties (15 A) sont directement fixées sur le circuit imprimé en verre époxy.

TRIAx 30 DE FOCAL





Interconnexions entre le filtre passif, le 5N 402 DB et le tweeter T121.



Les bornes de sorties du filtre sont vissées directement sur le circuit imprimé.

Fig. 2 : Filtre sophistiqué faisant appel à un circuit bouchon sur une voie du 5N 402 DB.

TRIAX 30 DE FOCAL

LE CAISSON GRAVE W30

Ce caisson peut être disposé en un point quelconque de la pièce d'écoute du fait de sa fréquence très basse de raccordement.

Il s'agit d'un subwoofer de 44 l qui reproduit les fréquences comprises

entre 36 et 70 Hz avec un rendement de 92 dB, voir plans figure 3.

C'est exceptionnel grâce au fonctionnement en push-pull de deux haut-parleurs de 26 cm de diamètre que chacun des deux canaux alimente dans des sens opposés à travers deux filtres passifs.

Le subwoofer est clos et le grave s'échappe vers le haut par le cône du HP référencé 10 N 501 inversé que le 10 N 501 du bas pousse.

● Le 10 N 501

Haut-parleur de diamètre 26 cm en Néoflex.

● Le filtre

La qualité d'un subwoofer dépend avant tout du filtre actif ou passif qui lui est associé. La pente doit être sévère pour éviter des gonflements inopinés dans le bas-médium, et la fréquence de coupure très basse pour assurer la meilleure image stéréophonique.

Avec le filtre utilisé pour cet ensemble triphonique, la pente est de 24 dB/octave et la fréquence de coupure 70 Hz.

Le schéma de celui-ci fait l'objet de la figure 4.

Les satellites sont coupés à 6 dB/octave avec une capacité de 400 μF en série.

Les selfs de 9 et 12 mH sont sur noyau ferrite, car à air elles seraient trop résistives.

Les condensateurs sont des chimiques non polarisés mais de haute qualité et peu résistifs.

Il est conseillé de placer ces deux filtres passifs dans le caisson inférieur, assez bas, loin de l'aimant du 10 N 501, avec la prise canal droite/satellite droite sur un même plan horizontal et l'ensemble gauche en dessous.

Il faudra prévoir deux trous pour le passage des fils du 10 N 501 supérieur dans la paroi de support des deux 10 N 501.

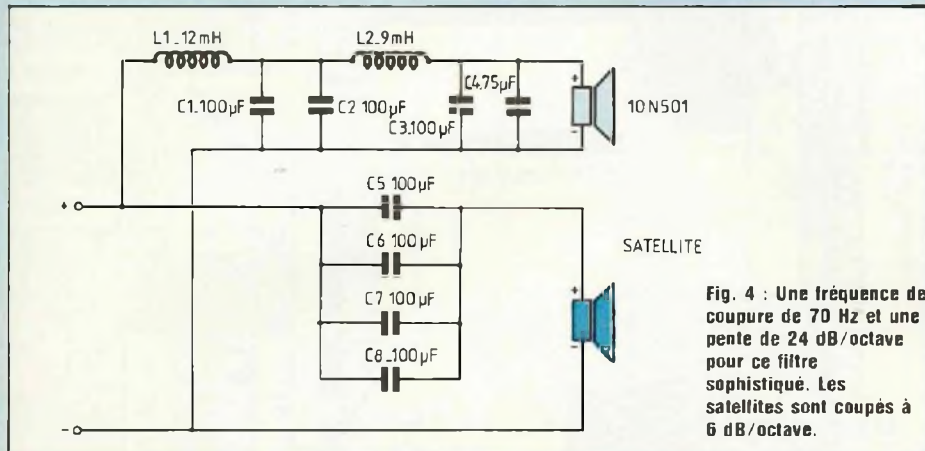
RACCORDEMENTS

SUBWOOFER/SATELLITES

Mieux que de longues phrases, la figure 5 permet de réaliser ces interconnexions. Ne pas oublier d'inverser les connexions XY du 10 N 501 inférieur au niveau du filtre passif.

COÛT DU TRIAX 30 EN KIT

Le système Triax 30 est, comme nous venons de le voir, une association triphonique de deux satellites 030 et du subwoofer W30.



L'ensemble des éléments du satellite et une vue de l'enceinte terminée.

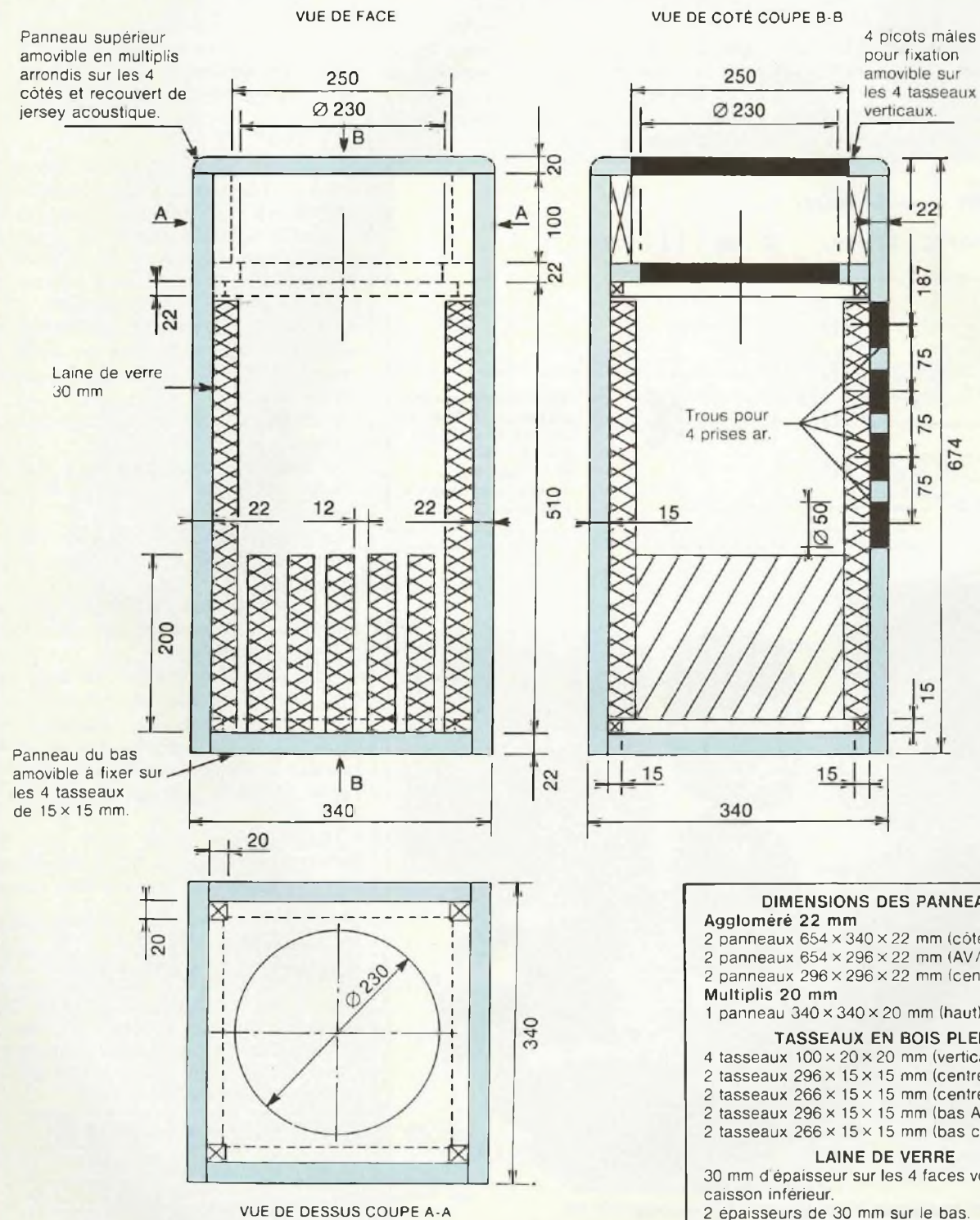


Fig. 3 : Plans du caisson grave. Il s'agit d'un subwoofer de 44 l qui reproduit les fréquences comprises entre 36 et 70 Hz avec un rendement de 92 dB.

TRIAX 30 DE FOCAL

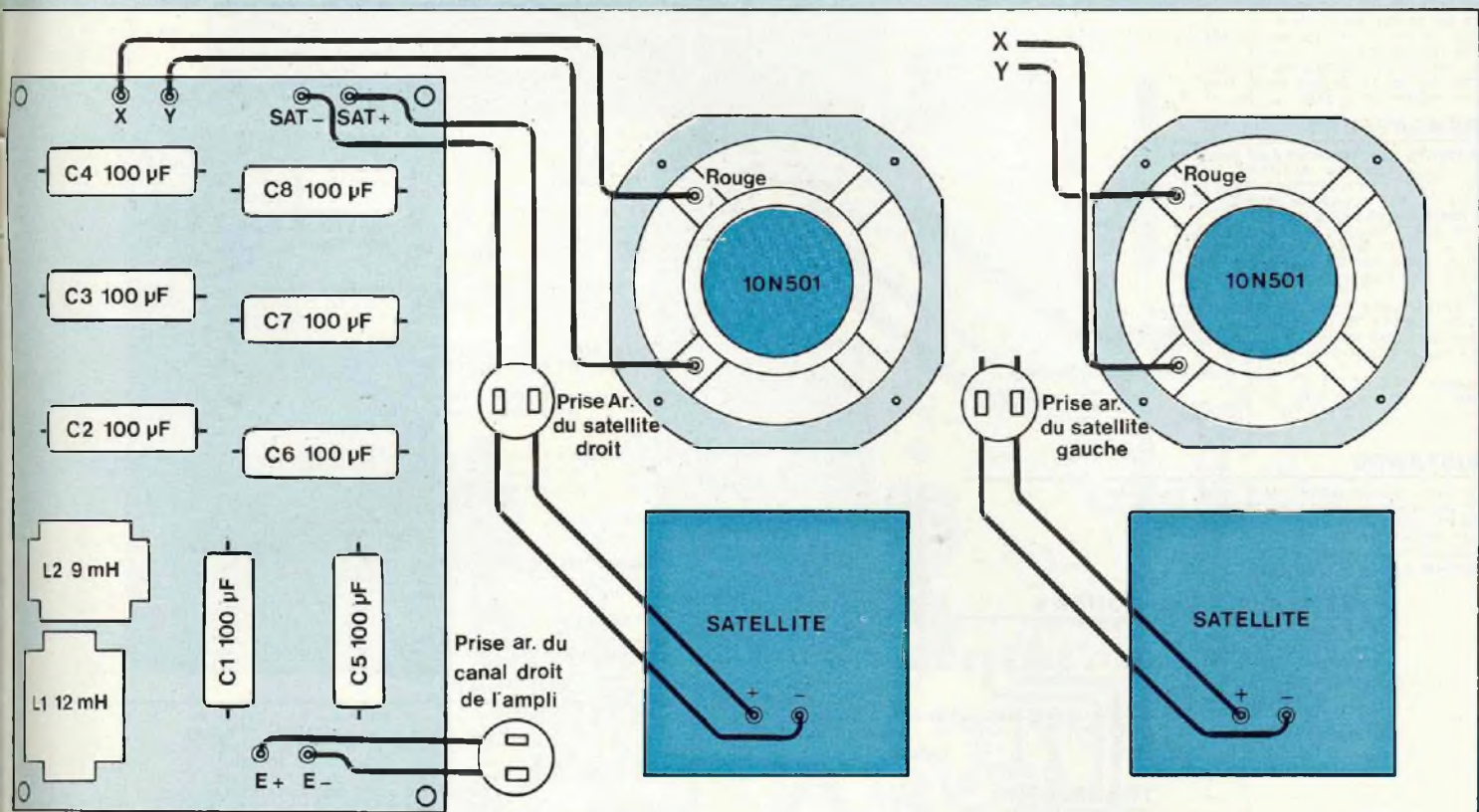
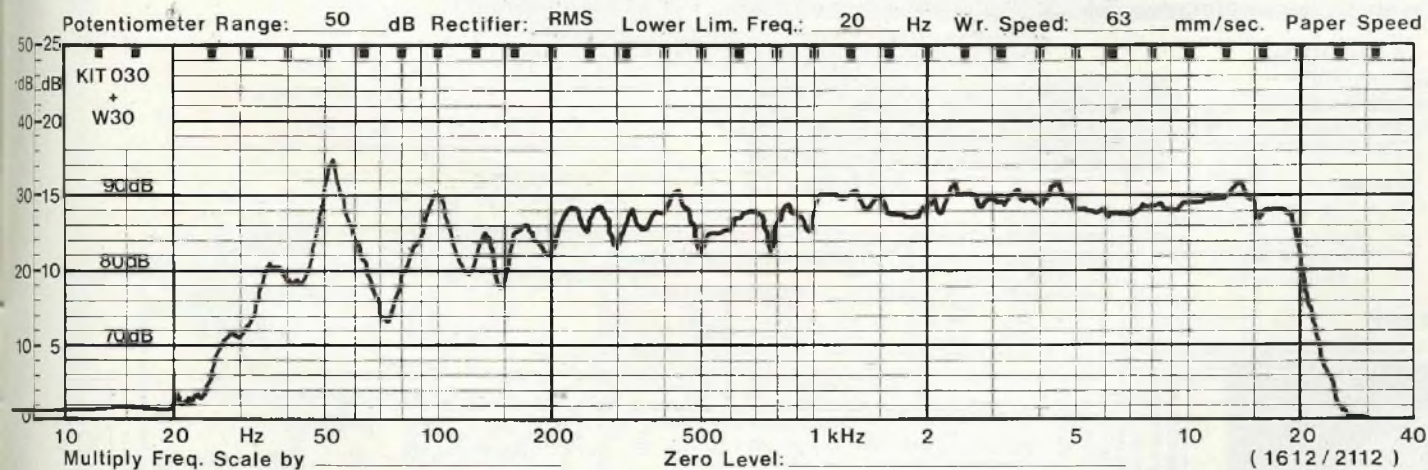


Fig. 5 : Interconnexions entre les filtres du subwoofer, les haut-parleurs 10 N 501 et les satellites. Ne pas oublier de croiser les fils pour le 10 N 501 de la voie gauche (rouge en Y).



Réponse en fréquence de l'ensemble triphonique Triax 30.

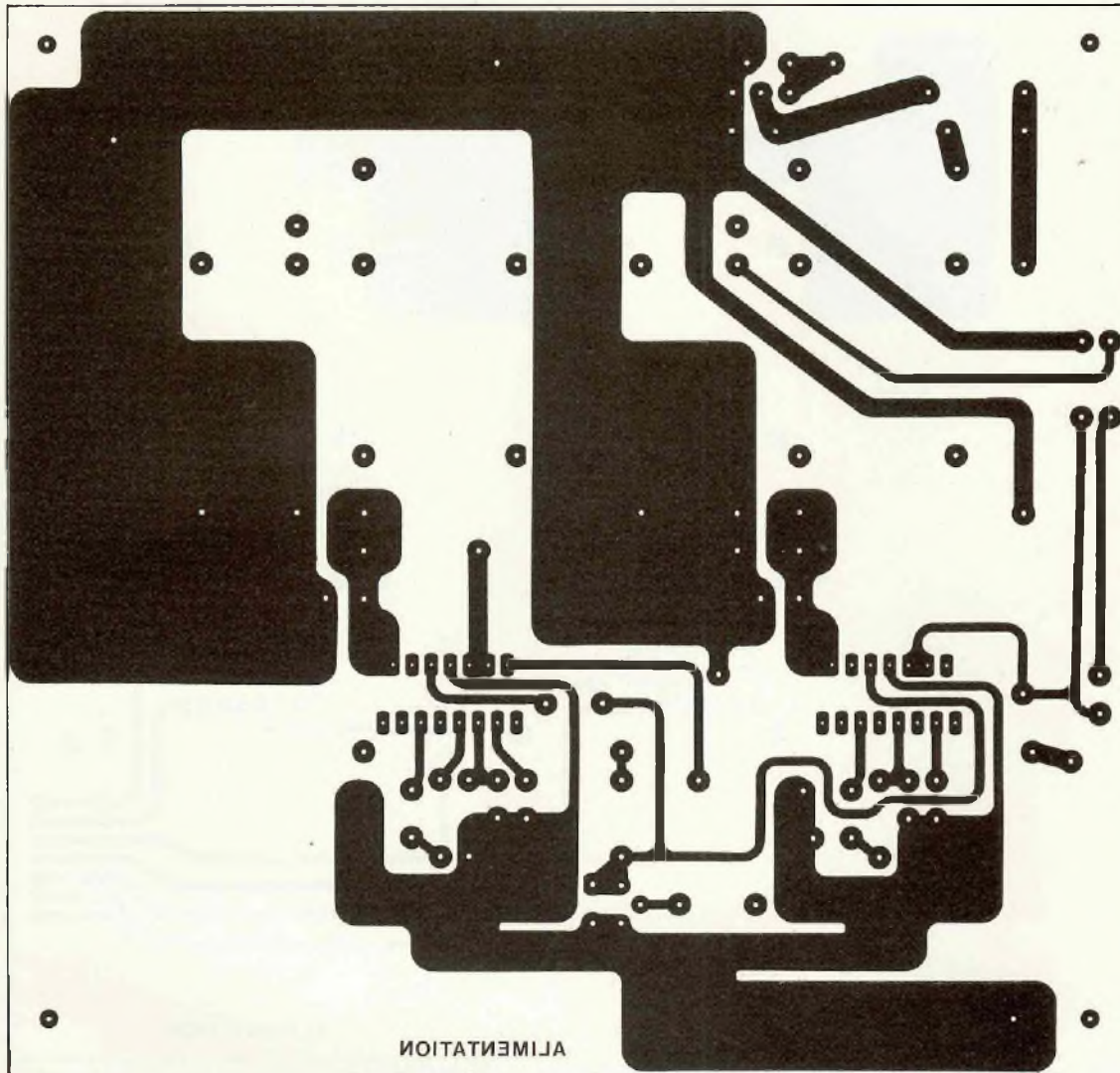
On associe ainsi la beauté des timbres, la précision et la dispersion spatiale du 030 avec l'extrême-grave fabuleux du W30 sans pour cela avoir à engager une dépense considérable.

- Kit subwoofer
- Haut-parleur 10 N 501 : 650 F l'unité.
- Filtre FW 30 : 400 F l'unité.
- Soit, pour l'enceinte : 2 100 F.
- Kit satellite 030

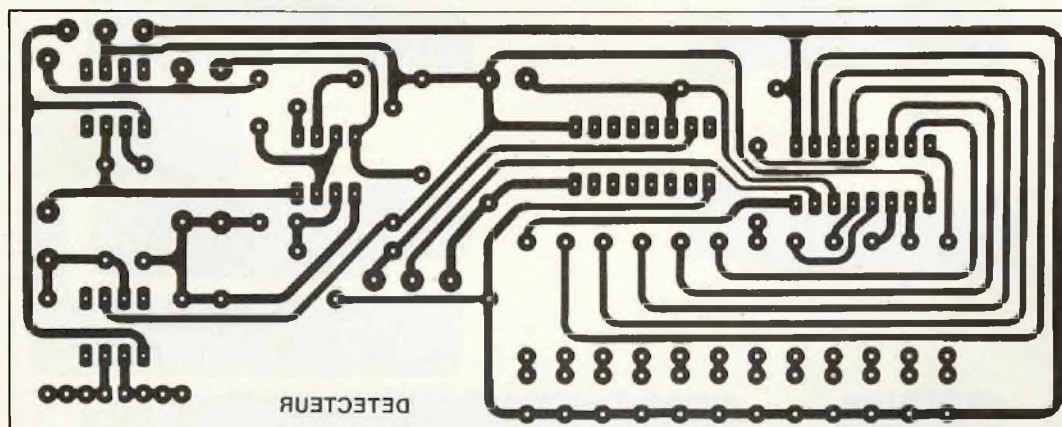
- Haut-parleur 5 N 402 DB : 345 F l'unité.
- Haut-parleur T 121 : 450 F l'unité.
- Filtre F030 : 280 F l'unité.
- Soit pour une enceinte : 1 075 F...

D.B.

GRAVEZ-LES VOUS MEME



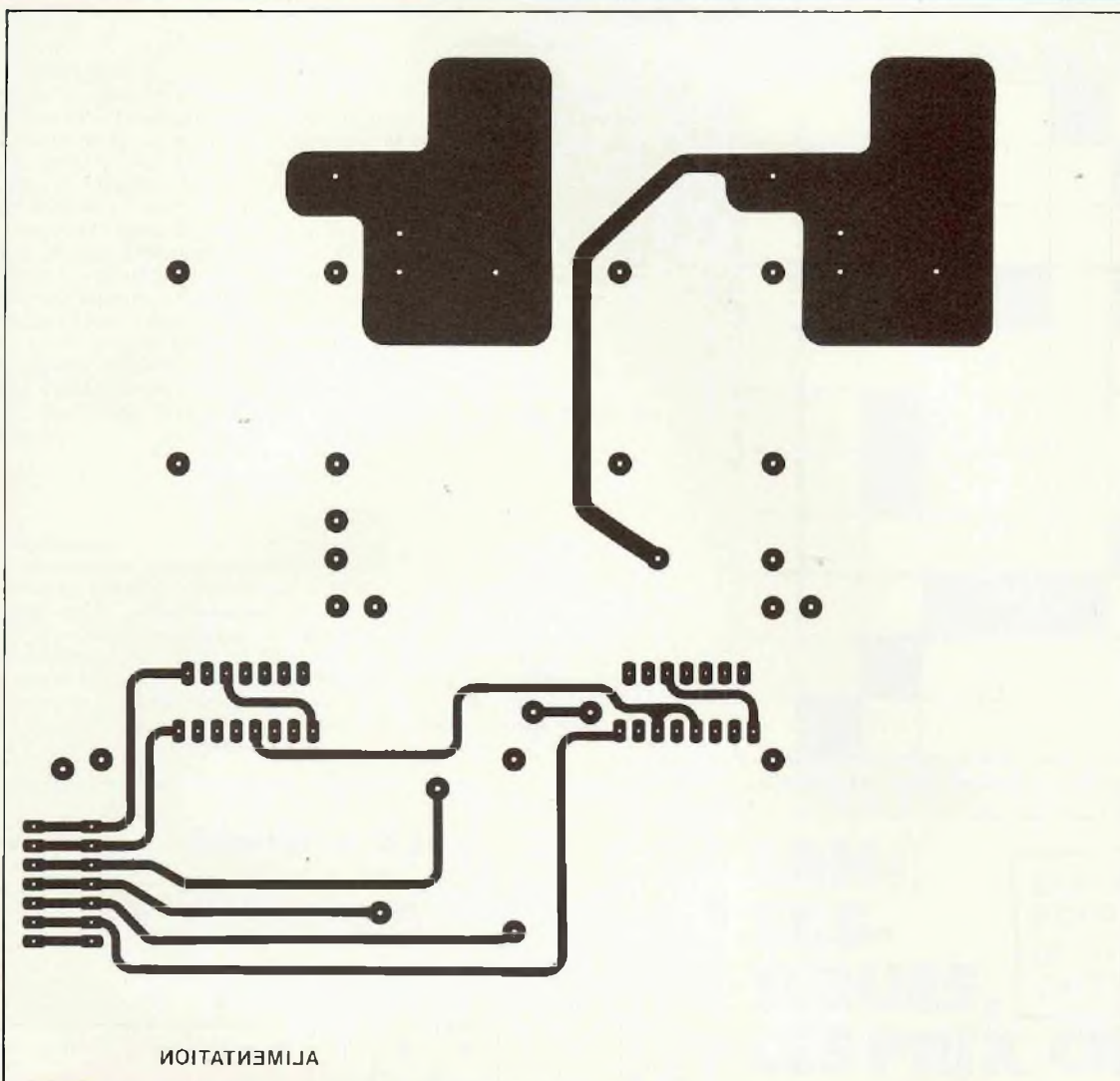
Carte principale
alimentation pour
micro-ordinateur
(côté cuivre).



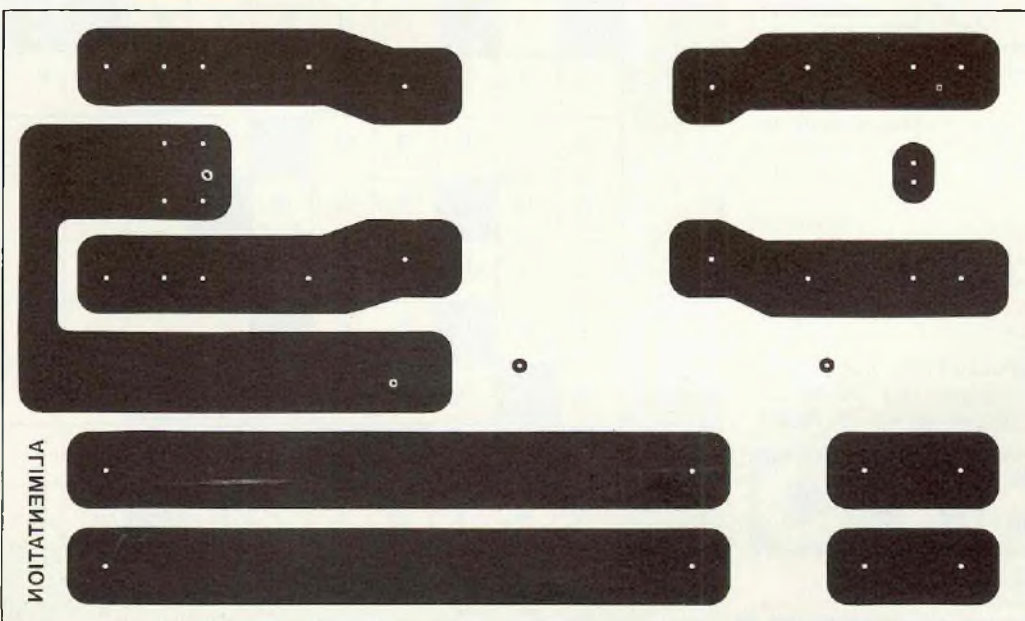
Carte détecteur
de luminosité.

Les implantations
sont volontairement
publiées à
l'envers pour que
le côté imprimé de
cette page soit en
contact direct
avec le circuit lors
de l'insolation.

GRAVEZ LES VOUS MEME



Carte principale
alimentation pour
micro-ordinateur
(côté composants).



Carte filtrage
alimentation pour
micro-ordinateur.

Les implantations
sont volontairement
publiées à
l'envers pour que
le côté imprimé de
cette page soit en
contact direct
avec le circuit lors
de l'insolation.