

RADIO PLACES

ELECTRONIQUE

Loisirs

ISSN 0033 7668

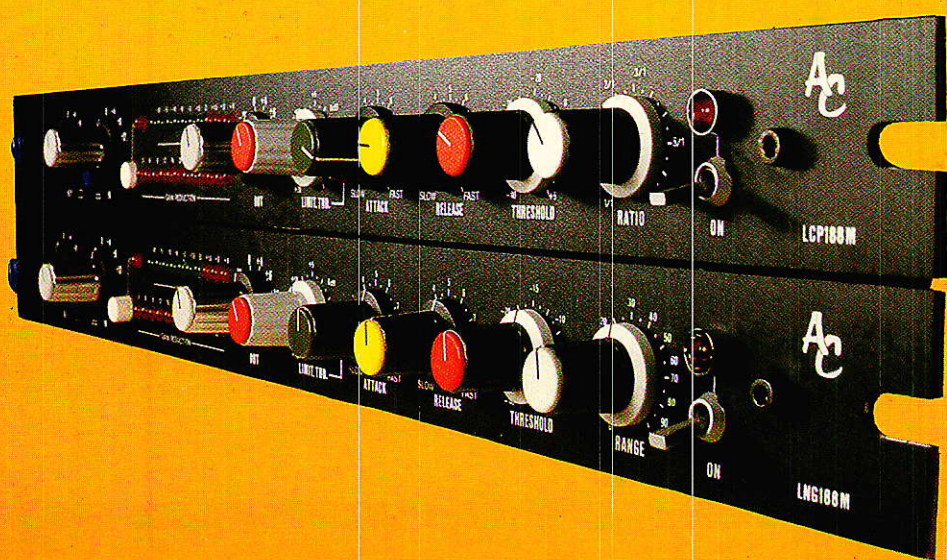
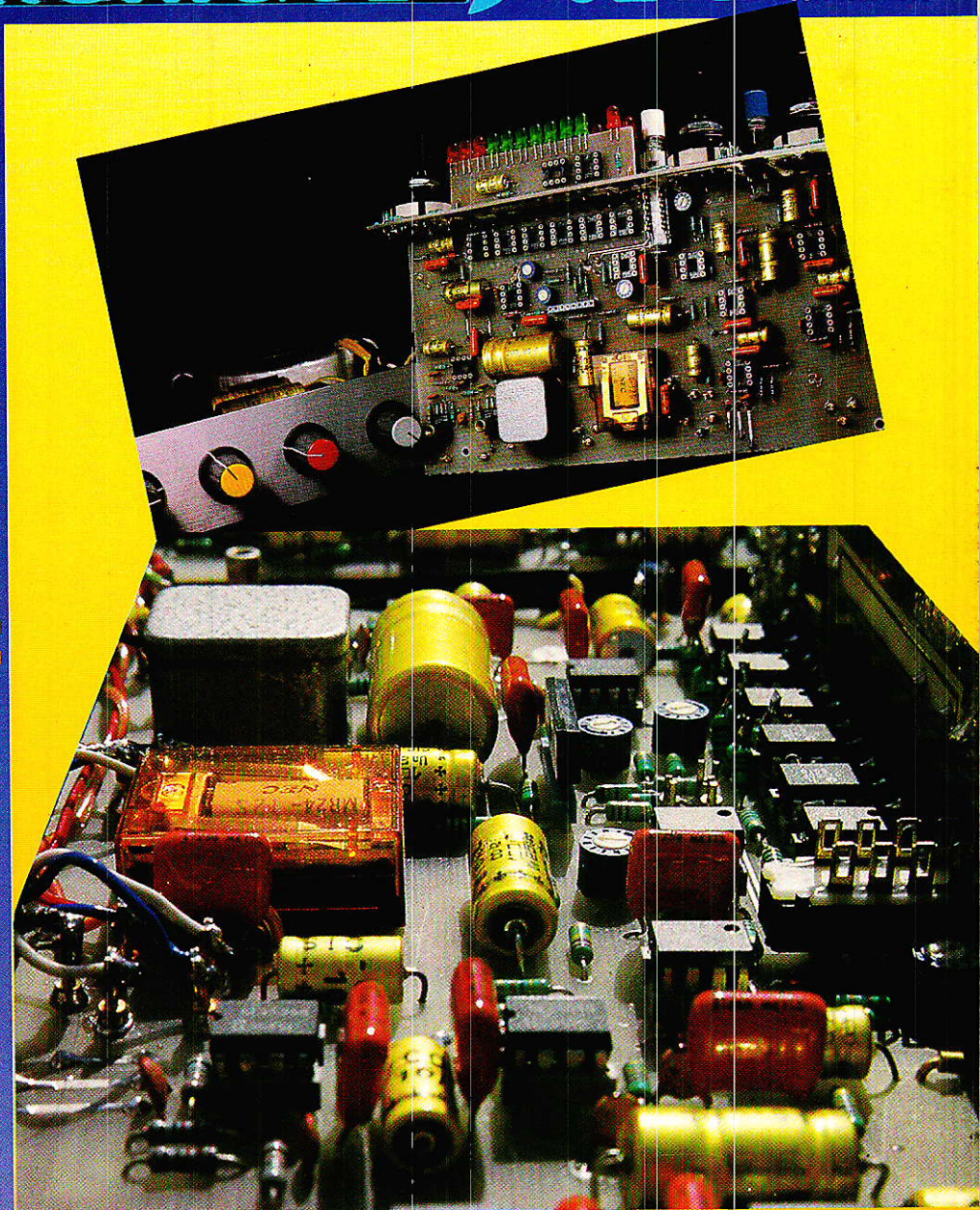
N° 491 Octobre 1988

20 F

Un noise-gate
limiteur
performant

Récepteur TV-SAT :
Carte d'entrée
à seuil amélioré
version RPEL

Un clavier
téléphonique
biformat
(Dec. + DTMF)

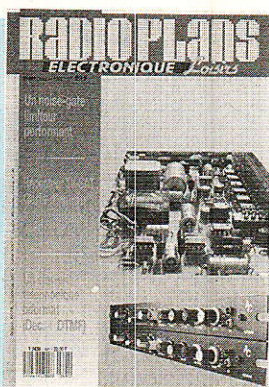


T 2438 - 491 - 20,00 F



3792438020008 04910

SOMMAIRE



DIVERS

53	<i>Bibliographies</i>
54	<i>Infos satellites</i>
74	<i>Le musée de Radio-Plans</i>
83	<i>Courrier</i>

TECHNIQUE

57	<i>Un oscilloscope à mémoire qui s'ignore</i>
59	<i>Applications des monostables intégrés</i>

REALISATION

19	<i>TV par satellite : carte changeur-démodulateur Radio-Plans</i>
27	<i>Limiteur noise-gate mono</i>
41	<i>Mise sous tension temporisée</i>
67	<i>Une ligne téléphonique artificielle</i>
77	<i>Un clavier téléphonique biformat (décimal/DTMF)</i>

Ont participé à ce numéro : _____

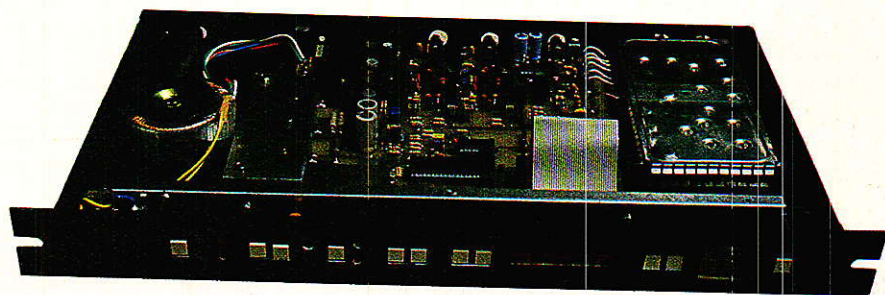
J. Alary, M. Barthou,
G. de Dieuleveult,
F. de Dieuleveult, M. Gérard,
P. Gueulle, C. Lefèbvre,
C. Maigrot, S. Nueffer.

N° 491

— Récepteur TV SAT : —

remplacement du module RTC

CB 112/512



A lors que l'on s'interroge sur l'avenir de TDF 1, tous les constructeurs de matériels destinés à la réception par satellite attendent avec impatience la réussite du satellite Luxembourgeois Astra. Si, comme prévu, la diffusion des émissions commence avant la fin de l'année, cet événement devrait considérablement modifier le marché de la réception individuelle, avec probablement des kits de réception proposés entre 3 000 et 5 000 F TTC.

Ces prix étonnamment faibles ne seront probablement pratiqués qu'à condition qu'une demande importante entraîne d'importantes cadences de production.

Même avec ces conditions de prix, notre récepteur reste intéressant surtout si le module RTC — trop coûteux à notre avis — est remplacé par un module Taïwanais : Mitsumi.

Rappel de la fonction du module RTC CB 112/512

Ce module reçoit, par l'une des deux entrées de type E, les signaux issus du LNC, compris dans la bande 950 et 1750 MHz. Le CB 112/512 réalise le changement de fréquence, accomplit le filtrage à la fréquence intermédiaire et démodule le signal composite audio + vidéo modulé en fréquence. Toute la fonction réception est assurée par un seul module et cette caractéristique est intéressante car elle permet de bien isoler le sous-ensemble UHF.

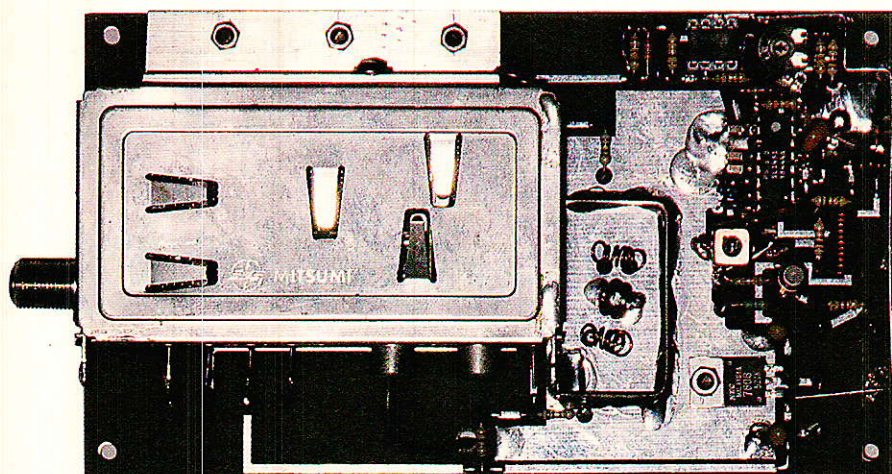
Avec ce module il n'est pas nécessaire de disposer de matériel de mesure sophistiqué et coûteux, la réalisation d'un récepteur satellite est menée à terme avec un équipement de contrôle minimum.

Dans ces conditions, pourquoi remplacer le module CB 112/512 ?

Deux raisons à cela : la première nous l'avons déjà citée et nous n'insisterons pas sur les différences de prix entre matériels produits en extrême orient et en Europe avec en plus dans le second cas, une filière de distribution non adaptée.

La seconde raison est d'ordre purement technique : le module RTC est équipé d'un discriminateur à quadrature : le circuit TDA 5005. Ce circuit a un seuil de démodulation relativement élevé : très probablement supérieur à 10 dB.

Nous avons déjà, à maintes reprises, abordé le problème de l'effet de seuil en modulation de fréquence. Il est donc inutile de reprendre les démonstrations.



La valeur du seuil S_0 en modulation de fréquence provient de la formule suivante :

$$S_0 = [250 ((B/2f) - 1)]^{1/3}$$

Soit en combinant cette relation avec la très célèbre formule de Carson :

$$B = 2(m + 1)f$$

$$S_0 = \sqrt[3]{250 m}$$

ou finalement sous forme logarithmique, le seuil S_0 peut être exprimé en décibels : $S_0 \text{ (dB)} = 8 + 3,33 \log m$.

Cette expression varie assez peu avec m (indice de modula-

tion), et en télévision par satellite on a l'habitude de prendre $f = 5,6 \text{ MHz}$ et $B = 27 \text{ MHz}$. Ce qui donne finalement un seuil de

$$S_0 = 8,5 \text{ dB}$$

Cette valeur est une valeur théorique, on a l'habitude de prendre $S_0 = 10 \text{ dB}$ comme valeur pratique.

Comprenons bien que cette valeur de seuil se rapporte au rapport porteuse sur bruit à l'entrée du discriminateur, rapport noté C/N .

Au dessus du seuil le rapport S/B , relatif au signal demodulé est lié au rapport C/N par la relation : $S/B = C/N + 30 \text{ dB}$.

Relation valable à la **seule condition** que C/N soit **supérieur** au seuil S_0 d'où l'intérêt d'un seuil S_0 le plus faible possible. Certains types de discriminateurs, ont un seuil inférieur à celui des discriminateurs à quadrature. Pour cette raison ces discriminateurs sont dits à seuil amélioré.

Actuellement on rencontre plus particulièrement deux types de discriminateurs :

- le démodulateur à oscillateur synchronisé par injection : SL 1455 Plessey par exemple.
 - le démodulateur à PLL : SL 1451 Plessey par exemple.
- Par rapport à la valeur pratique de 10 dB, les démodulateurs à seuil amélioré apportent un gain de 2 à 3 dB.

Cette amélioration est **considérable** et a une repercussion immédiate sur l'installation de l'utilisateur.

A une fréquence donnée, le gain de l'antenne parabolique peut s'écrire : $G = G_0 + 20 \log D$.

**SPECIAL
JEUNES**

DONNEZ A VOTRE ENFANT L'ENVIE DE REUSSIR GRACE A L'ELECTRONIQUE



**4 VOLUMES
+ 4 COFFRETS**

FAIRE POUR COMPRENDRE

Tout en réalisant des expériences passionnantes et grâce à des directives claires et détaillées, ces 4 coffrets de matériel permettront à votre enfant de comprendre concrètement les techniques de l'Electronique.

SAVOIR POUR REUSSIR

Conçues par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés, cette encyclopédie pratique fait appel à une méthode simple et efficace : FAIRE POUR SAVOIR. Concrètement, elle donnera à votre enfant l'envie de réussir grâce à l'Electronique.

eurotechnique
FAIRE POUR SAVOIR
rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

à compléter et à retourner aujourd'hui
à EUROTECHNIQUE
rue Fernand Holweck
21100 Dijon

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation sur :
LE LIVRE PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE.

NOM _____ Prénom _____

Adresse _____

Code Postal _____ Ville _____ Tél. _____

SIGNATURE _____

(SIGNATURE DES PARENTS
POUR LES MINEURS)

G et G_0 sont exprimés en décibels.

A qualité d'image équivalente, avec un démodulateur à seuil amélioré de 3 dB, le diamètre de l'antenne qu'il faudrait utiliser avec un démodulateur classique peut être réduit dans le rapport 0,7.

Ceci revient à comparer les deux équipements suivants :

- antenne de 1,80 m et démodulateur à quadrature
- antenne de 1,20 m et démodulateur à seuil amélioré, toutes choses égales par ailleurs et qui donneront la même qualité d'image.

Ce facteur 0,7 permettra de passer d'une antenne de 90 cm à une antenne de 60 cm, d'une antenne de 60 cm à 40 cm, etc. La réduction du diamètre de l'antenne a une répercussion non seulement sur l'installation mais bien évidemment sur le prix de l'antenne et de son installation.

Dans ce numéro nous vous proposons donc la réalisation d'un module équipé d'un discriminateur à seuil amélioré, démodulateur à PLL : SL 1451 Plessey.

Dans le précédent numéro, aucune des fréquences à traiter n'était supérieure à 10 MHz, à contrario, dans ce numéro nous aurons à traiter des fréquences jusqu'à 500 MHz. Attention car un minimum d'équipement sera nécessaire pour le réglage du circuit Plessey.

La réalisation proposée aujourd'hui est entièrement compatible, tant mécaniquement qu'électriquement avec la carte principale décrite dans le précédent numéro.

A l'issue de la description de cette réalisation, nous essaierons de comparer objectivement les deux solutions.

Synoptique du changeur démodulateur

Le schéma du changeur démodulateur que nous vous proposons est représenté à la **figure 1**. Classiquement les signaux issus du LNC sont injectés à l'entrée et ce même câble téléalimente le LNC.

Même si les fréquences sont plus élevées que de coutume, il s'agit d'un récepteur FM et le synoptique est celui d'un récepteur.

On trouve donc en cascade : un filtre passe-bande, un amplificateur à gain commandé, un mélangeur, et un « très vague » circuit de filtrage en sortie du mélangeur.

Le mélangeur reçoit en outre le signal en provenance de l'oscillateur local. La fréquence de l'oscillateur local est supérieure à la fréquence à recevoir. La commande d'accord agit sur la fréquence de sortie du VCO qui varie de 1430 à 2230 MHz lorsque la tension d'accord varie entre 0 et 18 V.

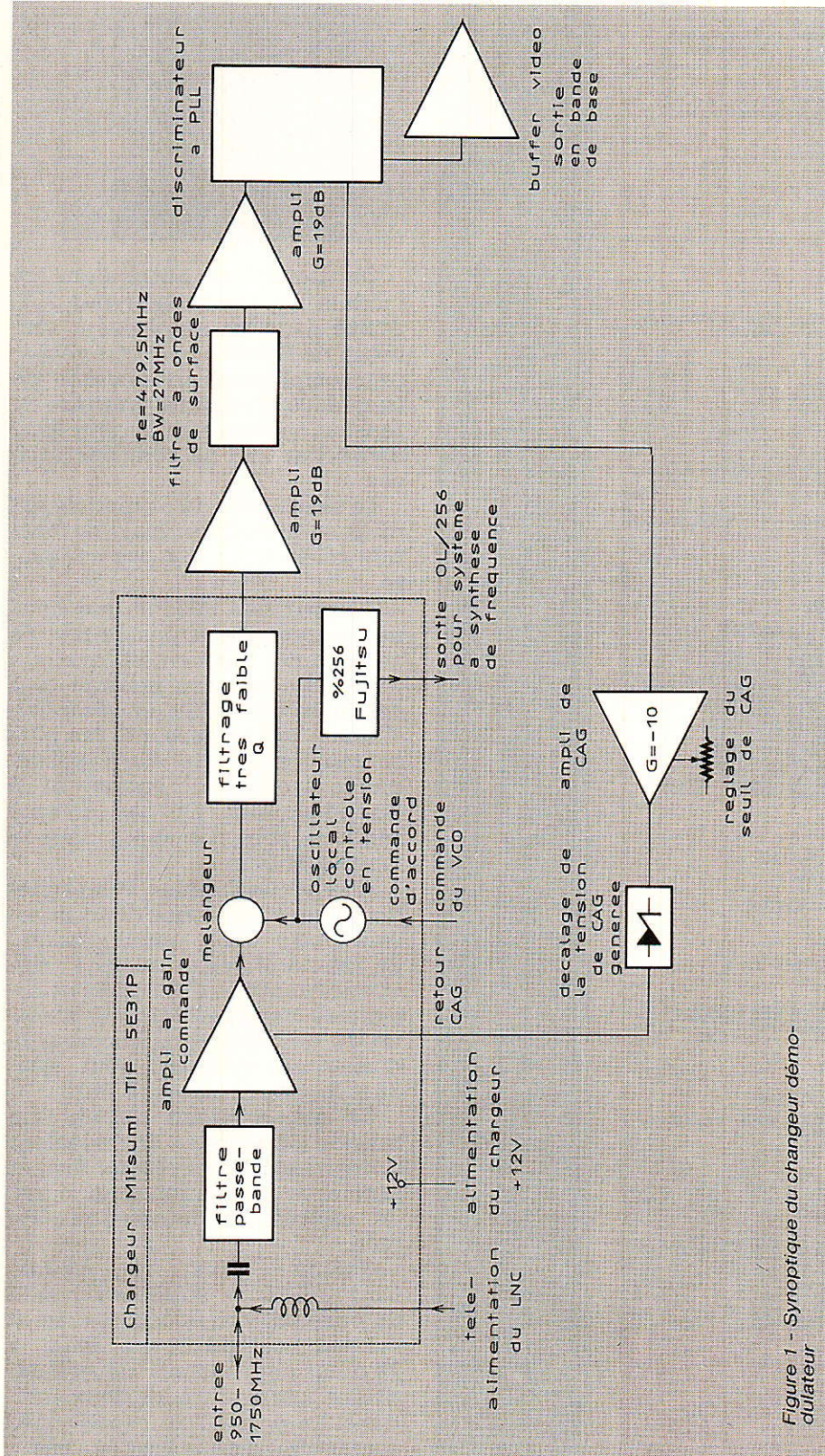


Figure 1 - Synoptique du changeur démodulateur

LES NOUVEAUTES DE LA RENTREE.

SPECIAL AUDIOPHILES

INDUCTANCEMETRE DE PRECISION



Affichage digital LCD 2000 points. Cet appareil de poche se révélera vite indispensable à tous ceux qui utilisent ou bobinent des selfs fréquemment. Idéal pour mesurer toutes les inductances utilisées en B.F.

- Gamme de mesure : 1 uH à 2 H en 4 gammes.
- Précision : 1 %
- Alimentation : 2 piles 9 V standard.

Le kit complet avec boîtier, fenêtre pour afficheur, face avant percée et sérigraphiée, visserie et accessoires.

113.3380 **495,00 F**

"THE LINK"

Le préampli passif que tous les puristes attendaient depuis l'avènement du disque audio numérique.

Le "LINK" est une version simplifiée du fameux "PREAMP" dont les performances ont été saluées par de nombreux enthousiastes et sert de commutateur de sources audio de très haute qualité avec commande de volume et de balance.

- Rapport Signal/bruit : > 110 dB
- Distorsion : < 0,01 %

Le kit complet avec connecteurs dorés, relais contact or, blindé PTFE et tout le matériel préconisé (sans tolérance) - (face AV et AR en sus).

113.8490 **1995,00 F**
 coffret conseillé : - ET 27/09 ESM (version compacte)
 113.2236 **178,00 F**
 - ER 48/09 ESM (version Rack 19")
 113.2251 **343,00 F**

(voir notre nouveau catalogue général)

FREQUENCEMETRE MINIATURE DE TABLEAU 20 MHz A CHANGEMENT DE GAMME AUTOMATIQUE



Réglement à la commande. Commande intérieure à 700 F ajouter 28,00 F forfaitaire pour frais de port et emballage. Commande supérieure à 700 F port et emballage gratuits. Réglement en contre-remboursement. Jours environ 20 % d'escompte à la commande. Frais en sus selon taxes en vigueur. Colis mors normes PTT. expédition en port d'ap par messagerie.

Une exclusivité SELECTRONIC ! Mini-fréquencemètre en kit, de hautes performances prévu pour s'intégrer facilement dans un appareil existant ou dans un boîtier de petites dimensions.

- Entrée : signaux logiques
- 5 gammes 2 k Hz - 20 k Hz - 200 k Hz - 2 MHz - 20 MHz
- changement de gammes automatique
- base de temps pilotée par quartz
- 3 1/2 digits hauteur 13 mm
- indication : k Hz et MHz
- encombrement : 97 x 38 x 40
- alimentation à prévoir : 5 V/170 mA

Le kit complet avec engrenage pour face avant, circuits imprimés à trous métallisés, etc... (sans tolérance).

113.8220 **450,00 F**

LE SYSTEME DE DETECTION A INFRA-ROUGES PASSIFS :

- 4 solutions pour couvrir tous les besoins :
- Mise en œuvre immédiate,
- Economique, (Décrit dans EP n° 118 et 119)

MODULE HYBRIDE MS 02

Système de détection miniature, (33 x 33 x 11,5 mm).

- Détecte, sans lentille, un individu à 2 m.
- Muni d'une lentille de FRESNEL, il détecte des êtres vivants en déplacement dans la zone surveillée, jusqu'à 30 m.
- Température d'utilisation : - 10 à + 50°C
- Alimentation 2,6 à 5,5 V
- Consommation : - Veille : 30 µA
- - Détection : 1 à 2,5 mA
- Courant de sortie : 300 mA max. (collecteur ouvert).

Le module MS 02 113.8464 **290,00 F**



LENTILLE CE 24

Détection volumétrique.

- Ouverture : 90°, Visée : 30°
- Portée : 12 m min.

La lentille CE 24 113.9892 **32,00 F**



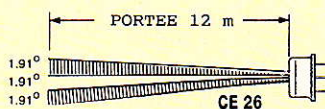
CE 24

LENTILLE CE 26

Barrière invisible.

- Ouverture : 100°, Visée : 6°
- Portée : 12 m.

La lentille CE 26 113.8021 **32,00 F**



LENTILLE CE 12

Mini-lentille de FRESNEL.

Pour système de détection miniature, destiné à la surveillance de volumes réduits.

- Ouverture : 69°, Visée : 20°
- Portée : 7 m.

La lentille CE 12 113.8022 **16,00 F**

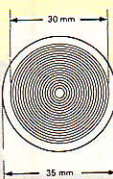
Dimensions : 72 x 52 x 60 mm. Le coffret GIL-BOX 113.3465 **30,00 F**

LENTILLE CE 01

Lentille ronde pour détection à longue portée (couloir, etc).

- Angle de visée : 4°
- Portée : 30 m.

La lentille CE 01 113.7813 **18,00 F**



CE 01

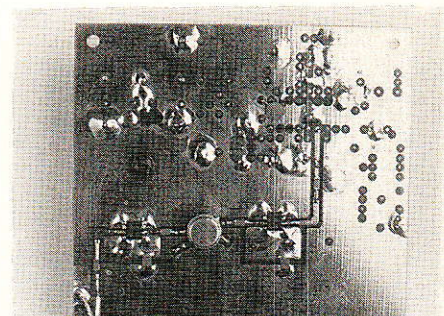
FILTRE SPECIAL Infra-rouge

Se place devant la lentille de FRESNEL pour la présentation du montage.

- Aspect : blanc translucide.
- Dimensions : 6 x 10 cm.

Le filtre 113.9893 **10,00 F**

Les cinq sous-ensembles cités précédemment : passe-bande, ampli, mélangeur, VCO et circuit de sortie sont, sur le synoptique, regroupés car étant intégrés dans le module Mitsumi TIF 5 E 31 P.



On trouve en outre dans ce module un prédiviseur par 256, utilisé dans les systèmes à synthèse de fréquence. Notre récepteur employant un système de fréquence d'accord à synthèse de tension, la sortie oscillateur local divisé par 256 ne sera pas utilisée.

Le faible coût de ce module est dû à sa simplicité, mais la fonction réception n'est pas complète.

Si, pour des raisons que nous ne comprendrions pas, le prix de ce module augmentait quelque peu, cette solution perdrait tout son intérêt. En effet, en réception satellite les composants les plus coûteux sont : le filtre passe-bande à ondes de surface et le discriminateur. Or ces composants ne sont pas inclus dans le module Mitsumi.

A la sortie fréquence intermédiaire nous disposons donc, intercalé entre deux amplificateurs, un filtre à ondes de surface : fréquence centrale 479,5 MHz et largeur de bande 27 MHz. A la sortie du deuxième amplificateur le niveau est suffisant pour attaquer le discriminateur à PLL.

Ce même circuit délivre une tension continue inversement proportionnelle au niveau reçu et permet la génération d'un signal de commande automatique de gain.

Comme dans le module CB 112/512, la sortie en bande de base est non désaccentuée et l'impédance de sortie fixée à 75 ohms pour assurer une compatibilité totale entre les deux solutions. La polarité du signal vidéo est identique dans les deux cas.

Suite page 45.

Selectronic

B.P. 513 - 59022 LILLE CEDEX - TEL. 20.52.98.52

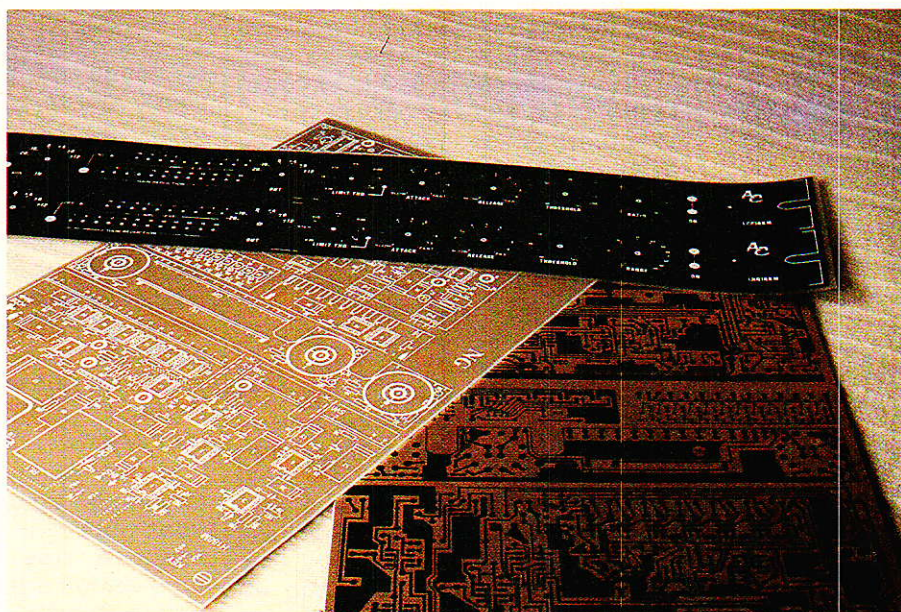
MAGASIN : 86, RUE DE CAMBRAI - 59000 LILLE



REALISATION

Limiteur Noise-gate mono A&C

Partie 1



La réalisation d'un limiteur + noise-gate de très haute qualité était attendue impatiemment par un grand nombre d'entre vous, et ce depuis environ 1 an.

Cette longue attente ne sera plus qu'un mauvais souvenir dès que vous aurez jeté un coup d'œil sur les caractéristiques de ce « Golden gate »...

Caractéristiques :

(0 dBu = 775 mV)

- Entrée, sortie, commande extérieure symétriques.
- Insertion facilitée par commutations in et out calibrées sur 6 standards : -20, -10, 0, +4, +6, +12 dBu.
- Indicateur de niveau à l'entrée du VCA (-20 dB à +6 dB)
- Clé de mise en route du noise-gate
- Indicateur de réduction du

gain (de 0 à 80 dB)

- Clé de commande pour une entrée extérieure calibrée (Key)
- Seuil d'action (Threshold), variable de -40 à +5 dBu avec possibilité d'agir de -60 à +17 dBu.
- Efficacité (range) variable de 0 à -100 dB !!
- Temps d'attaque réglable de 4 ms à 0.5 s (modifiable)
- Temps de retour à la fermeture réglable de 10 ms à 10 s (modifiable)

- Limiteur totalement indépendant
- Seuil variable de -10 dBu à +20 dBu avec possibilité d'agir de -30 dBu à +32.
- Indicateur d'entrée en action du limiteur
- Taux supérieur à 20/1 pour le limiteur
- Attaque et retour fixes par détecteur RMS (cf. texte)
- Montage et maintenance aisés
- Totalement autonome
- Format rack standard 19", 1 unité (P.250)
- In et out refermées par relais quand l'alimentation est off.
- Temporisation d'allumage permettant la mise en route sans danger ni bruit en cours de modulation.

Attention : cette réalisation, ainsi que toutes celles de l'auteur reste son entière propriété, et toute COMMERCIALISATION SANS ACCORD PRÉALABLE de films, de circuits imprimés, de faces avant ou d'ensembles montés, entraînerait immédiatement des poursuites judiciaires.

Ceci ne s'adresse donc pas au lecteur qui se construira son (ou ses noise-gate), ni aux revendeurs qui vendront les COMPOSANTS.

D'autre part, il sera possible de se procurer le LNG 188 monté et réglé : contacter l'auteur au 84.76.51.99 (après 17 H). Utilisez aussi ce numéro pour tout renseignement ou assistance technique relatifs aux réalisations AC publiées dans RADIO-PLANS.

Introduction :

Si les connaisseurs savent précisément ce qu'est un NOISE-GATE et maîtrisent parfaitement ses possibilités, les « non-initiés » seront peut être heureux de trouver un paragraphe comportant quelques précisions indispensables ?

Cela étant, le LNG 188 n'est pas un gadget, mais bien un outil de grande classe aux performances étonnantes, conçu pour les utilisateurs exigeant (tant en studio qu'en concert), et développé avec leur concours.

Nous ferons le tour de ces accessoires particulièrement

recherchés que sont LIMITEUR, COMPRESSEUR, NOISE-GATE, DE ESSER et autres.

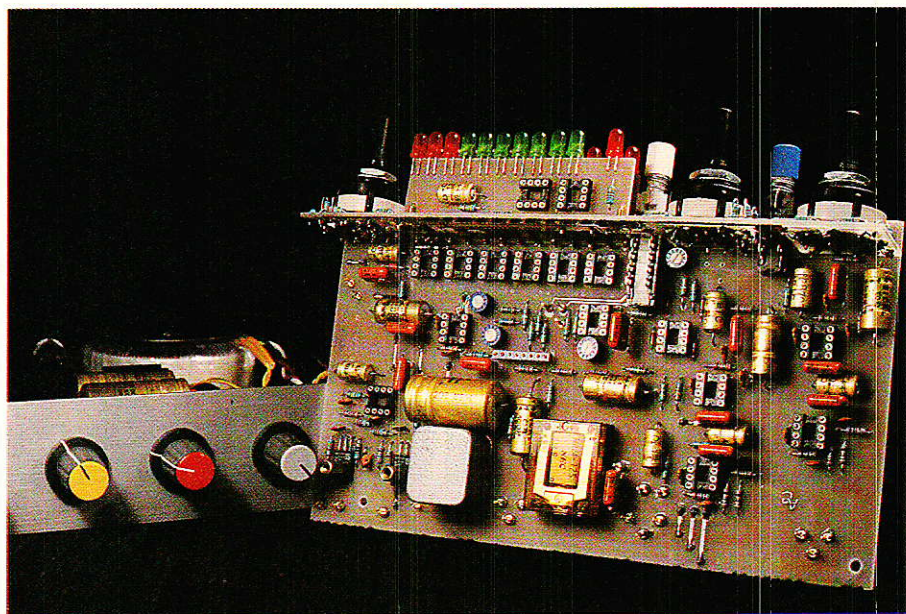
Voici le programme : dans ce numéro nous réaliserons ce que nous avons appelé le « cœur Mono ». Le mois prochain, nous terminerons ce noise-gate par DCG, c'est-à-dire la commande proprement dite.

Ensuite, nous proposerons DCC, qui sera une commande de compresseur-limiteur mono par le seul échange d'une carte.

Nous avons ensuite pensé décrire un « cœur stéréo » qui, piloté par DCG ou DCC, aurait permis de construire un noise-gate stéréo ou un compresseur limiteur stéréo, tout ceci en rack 19" 1U. Mais nous ferons plus : un limiteur + compresseur + noise-gate STÉRÉO en rack 19" 2U, plus économique et tout aussi performant.

Entre temps, nous vous offrons un rack 1U particulièrement utile et facile à construire, comportant 6 limiteurs paramétrables par ajustables, + alim. Un cadeau pour tout ceux qui désirent protéger efficacement des chaînes d'amplification !

C'est vrai, il y a de quoi frétiller de joie : une fois encore, RADIO-PLANS se distingue en proposant des réalisations de grande classe, accessibles à « l'amateur », et réductibles jusqu'aux plus petits budgets (sans perte de qualité), en échange d'un minimum d'attention. Et nous vous le prouverons...!



Utilité d'un noise-gate

Sous ce nom mystérieux se cache une fonction simple : il s'agit d'intervenir automatiquement sur le gain d'un étage amplificateur, de telle sorte que si une modulation de niveau reconnu « utile » est présente à l'entrée, l'amplification soit de gain unité (porte ouverte). Si par contre la modulation est en dessous du SEUIL (THRESHOLD) autorisé, le gain de l'amplificateur sera abaissé d'autant que le réglage d'efficacité (RANGE) l'imposera.

C'est donc un « robot qui baisse le volume quand on ne veut plus rien entendre et qui le remonte très vite dès qu'une modulation survient » : on ne doit pas entendre l'ouverture de la « porte » (GATE), ni sa fermeture (sauf exigences artistiques particulières).

« Si l'on ne doit rien entendre, ce n'est pas indispensable » dira l'inconscient... Pourtant, imaginons un lecteur de cassette relié à un amplificateur dont le volume est particulièrement élevé. Quand il y a une modulation, tout va (presque) bien puisque le bruit (NOISE) de la bande est en partie couvert par les sons présents. Mais une fois le morceau terminé, il ne reste plus que lui, important, désagréable et inutile. Notre diabolique machine va « couper le niveau » quand le morceau sera

terminé et le rouvrir immédiatement quand le suivant poindra. Ainsi, on obtiendra ENTRE CHAQUE MORCEAU un silence tout à fait équivalent à celui des disques laser (le LNG 188 permet de « baisser » le niveau de 100 dB). Attention : il n'est pas question d'intervenir sur le bruit MELANGÉ à la modulation (pianissimo par exemple). Un NOISE-GATE n'est pas un RÉDUCTEUR de bruit, mais une PORTE de bruit, qui bascule autour d'un seuil précis, fixé par l'utilisateur.

Deux autres paramètres (ATTACK et RELEASE) sont accessibles. ATTACK est le temps que la porte ATTendra avant de s'ouvrir, et non le temps qu'elle mettra POUR s'ouvrir. Nuance importante ! RELEASE est le temps qui sera nécessaire au système pour remplir la condition d'efficacité : (RANGE), une fois la commande de fermeture de porte reçue.

Prenons un exemple concret : THRESHOLD -30 dBu, RANGE 100 dB, ATTACK 100 ms, RELEASE 4 s.

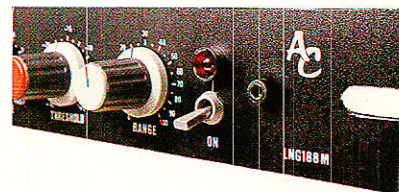
Toute modulation supérieure à -30 dBu et présente pendant plus de 100 ms ouvrira la porte = 0 dB.

Toute modulation inférieure à -30 dBu fermera la porte, de sorte que le gain (tombant progressivement) parvienne à -100 dB au bout de 4 s.

Profitons de l'exemple pour rappeler que certains constructeurs préfèrent utiliser dB/s comme unité. Ainsi, diraient-ils dans notre cas précis : RELEASE = 25 dB/s. C'est une autre façon de voir les choses : ils définissent une vitesse, alors que nous donnons distance et temps pour la parcourir. Nous conserverons cette dernière formule, plus claire à notre avis : au bout de 4 secondes le gain est de -100 dB, 2 secondes plus tard il sera toujours de -100 dB, alors qu'en disant 25 dB/s on pourrait penser qu'après 6 secondes on est tombé à -150 dB ce qui serait faux. De plus nous n'avons pas ici la prétention (ni la nécessité) de garantir une vitesse constante.

Pour terminer cette explication simplifiée de la fonction NOISE-GATE, nous donnerons un exemple couramment appliqué en concert.

Supposez un noise-gate par micro. Tant qu'un micro n'a pas reçu sa « dose de pression acoustique », la tranche de la console est fermée : pas de reprise intempestive des modulations indésirables ; pas de bruit sur la tranche restée fader ouvert ; toutes les modulations sont coupées sans changer la balance ; seules la ou les voies sont ouvertes au bon moment !



Enfin, si vous voulez absolument entendre un NOISE-GATE, écoutez au casque la voix de SERGE REGGIANI chantant « JE BOIS » : ce superbe disque est toutefois porteur d'un défaut étrange. Il semblerait que le micro de l'artiste capte un bruit de fond important, qu'un noise-gate cherche à cacher. Un peu comme si le chanteur était dans une cabine dont la ventilation tourne plein pot. Votre avis ?

Synoptique

La figure 1 découpe notre réalisation en éléments fondamentaux SIMPLES. En effet, nous vous connaissons assez pour savoir qu'au moment où vous lirez ces lignes, vous aurez déjà porté un regard sur le schéma partiel nommé figure 2... Il ne faudrait pas que nos jeunes amis se laissent impressionner par un schéma au demeurant très simple, comme nous allons le constater ensemble.

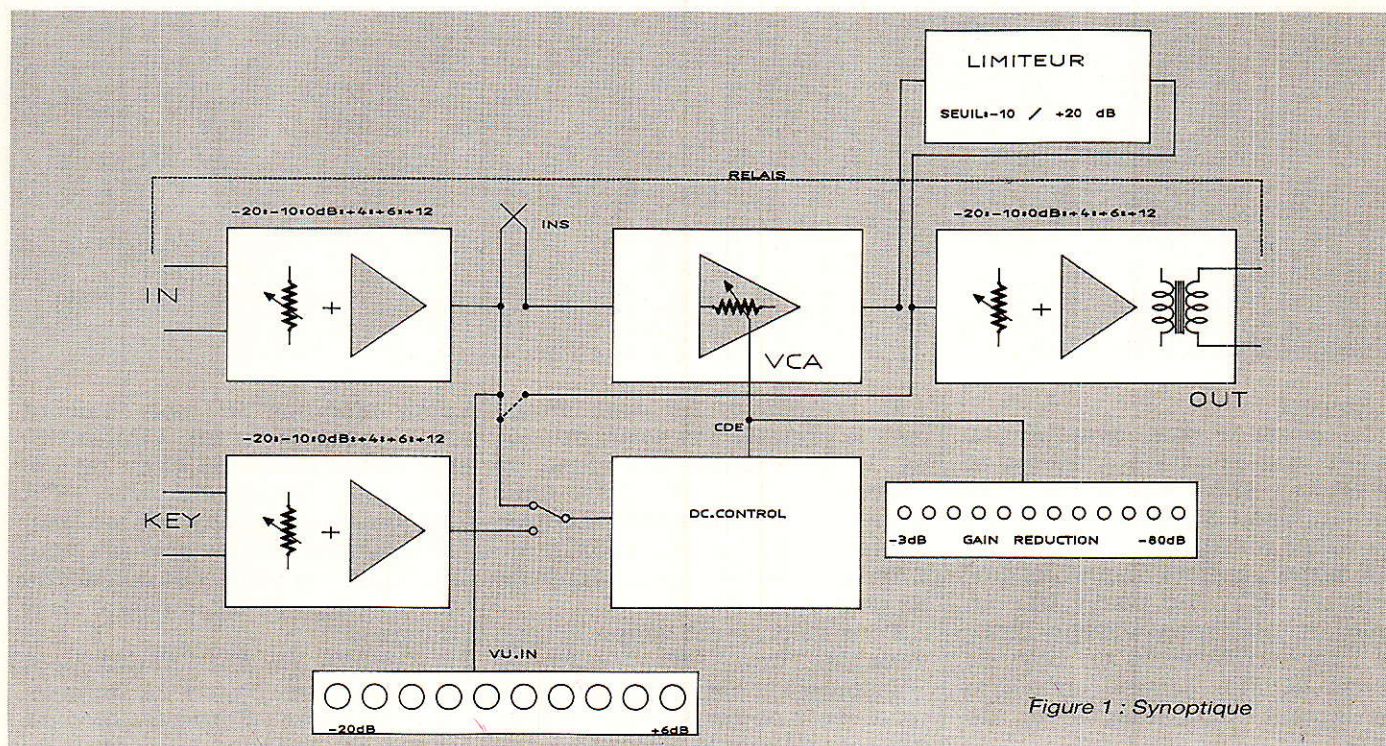


Figure 1 : Synoptique

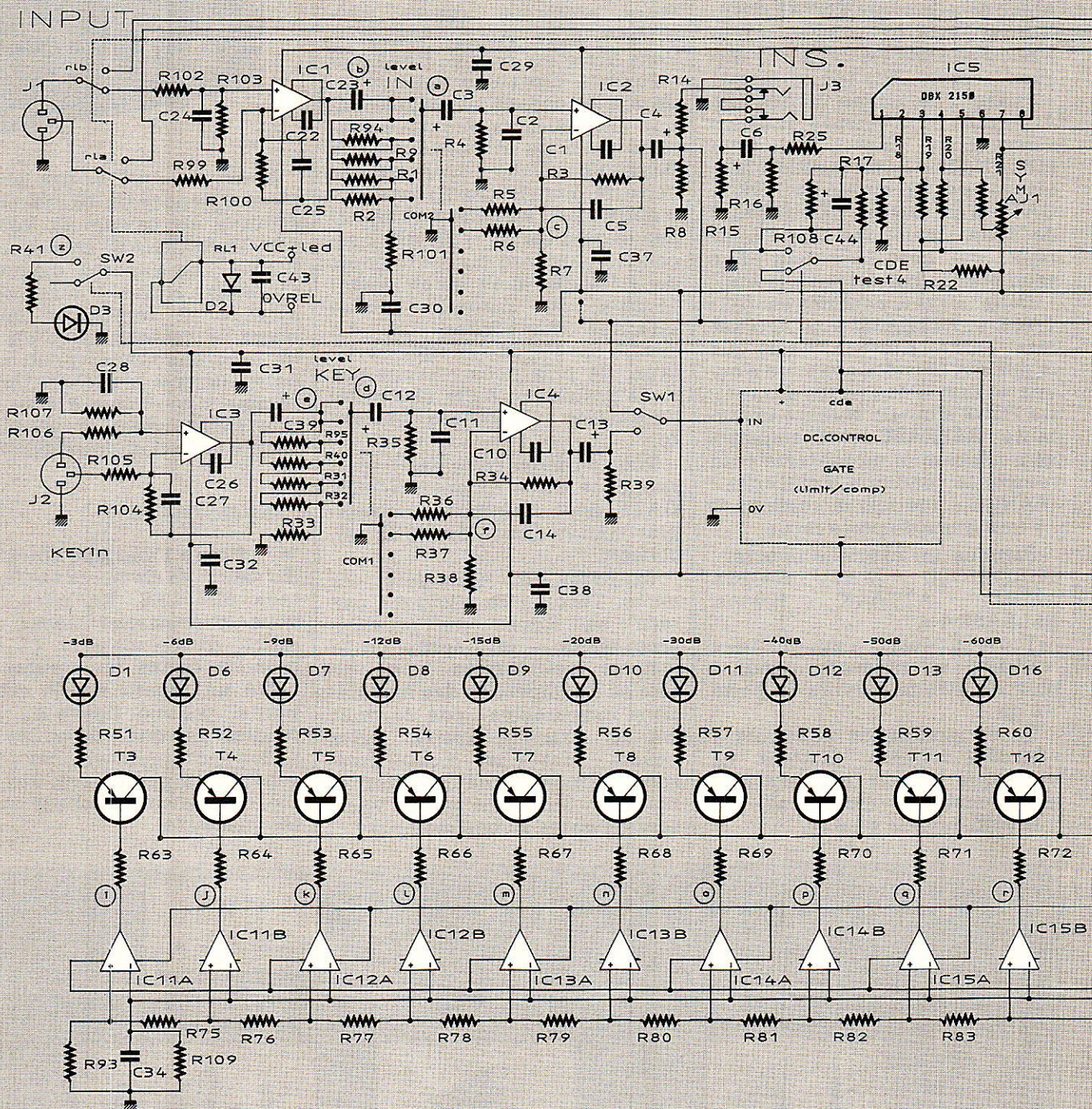


Figure 2 : Schéma du cœur

En bref :

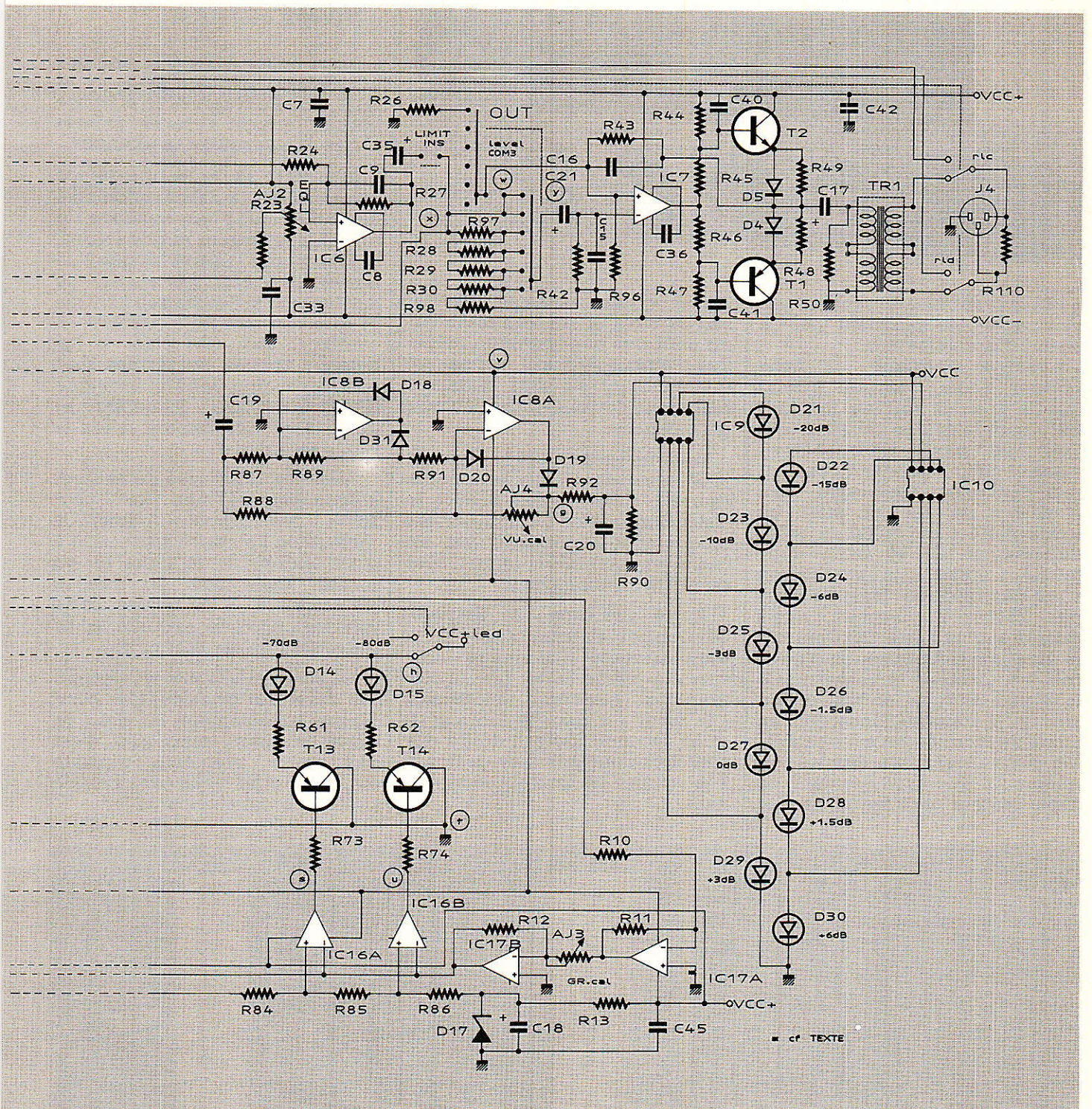
Le premier bloc, marqué IN, reçoit la modulation à traiter et effectue une adaptation de niveau. Entre sa sortie et l'entrée du VCA, on dispose d'une prise d'insertion parfois bien utile. Sortant du VCA, on passe par un limiteur totalement indépendant, et l'on accède enfin au bloc de sortie (OUT), lequel comporte également une adaptation de gain.

Deux indicateurs sont installés : le premier à la sortie du bloc IN, le second sur la broche de commande du VCA. Il est donc évident que le premier est représentatif de la modulation d'entrée et le second des variations de gain du VCA.

Pour piloter cet ampli à gain variable, une unité marquée DC Control est spécialement réservée à cette tâche. C'est elle qui sera décrite le mois prochain,

puis modifiée le mois suivant pour constituer un LIMITEUR-COMPRESSEUR. En effet, en isolant la commande du VCA comme nous l'avons fait, on peut se permettre de ne pas (ou peu) modifier « le cœur » et construire des unités de commande très diverses.

L'entrée de DC Control peut recevoir trois points de modulation au choix : Sortie du bloc IN, sortie du limiteur, ou sortie du

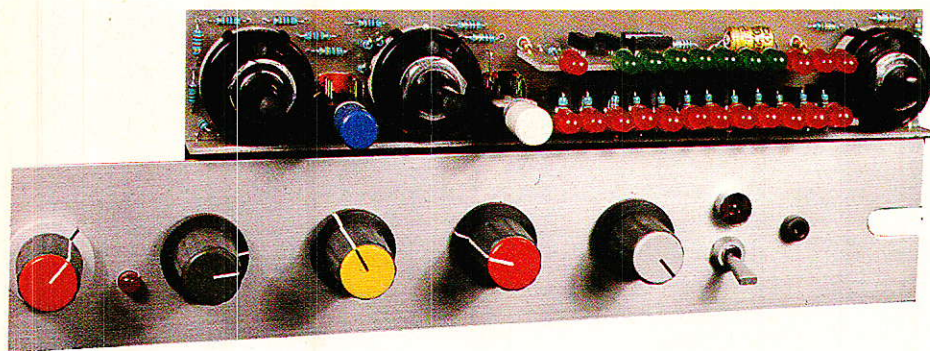


bloc KEY. Ce dernier est strictement identique à IN, et constitue l'entrée de commande extérieure. L'intérêt est évident. Exemple : un synthé est relié en IN, et une boîte à rythmes en KEY. Si l'on plaque un accord et qu'on le maintienne, à la sortie on disposera d'un son découpé au rythme de boîte. Ainsi, certaines rythmiques particulièrement hardies seront exécutées sans effort. Mieux encore, vous pouvez relier

en KEY une ligne micro, et c'est avec la voix que vous ferez votre découpage : n'oubliez pas que le LNG 188 peut écraser de 100 dB en un temps record et réouvrir aussi vite au gain unité. Si vous avez besoin de signaux toneburst, il vous suffit de relier le générateur en IN et un générateur carré en KEY, la commande RANGE permettant des écarts de 0 à 100 %. S'il ne faut pas construire le LNG 188 uniquement

pour cela, il n'est pas inintéressant de se rappeler qu'il peut AUSSI le faire (essais d'amplis de puissance, etc.).

Dernier détail important, présent sur le synoptique : une ligne en pointillé repérée RELAIS transite de IN à OUT. Nous l'avons dit, notre réalisation est destinée aux professionnels (les « amateurs » ne s'en plaindront pas). Le problème rencontré souvent avec les racks d'insertion, est



qu'ils doivent être en route si l'on veut qu'ils ne bloquent pas la chaîne d'amplification.

Exemple classique : la ligne secteur d'une insertion attend que le concert soit au moment fort, pour s'avérer défectueuse. Tout une partie d'un château s'arrête de fonctionner ou produit une distorsion intolérable. Ceci n'arrivera pas ici : en effet, un relais permet au repos de relier directement IN et OUT, donc même « éteint » la modulation n'est pas bloquée. Mais ce n'est pas tout ! Un second relais (monté sur la carte DC Control), muni d'une temporisation d'environ 4 s, pilotera le premier. Ce luxe peu coûteux, permet d'allumer et d'éteindre l'insertion en cours de modulation sans problème, mais aussi d'interdire les craquements que procureraient un câble secteur dans lequel se pro-

duirait un arc (coupure, vis mal serrée, etc.), et qui sont rarement du goût des haut-parleurs précédés d'amplis de 1 kW, ni des resquilleurs qui se sont cachés à l'intérieur des enceintes pendant les balances...

Voilà un bref survol qui devrait vous réconcilier avec le schéma **figure 2**. Comme vous pouvez le constater, le bloc DC Control est uniquement représenté par un cadre en pointillés, lequel sera rempli le mois prochain.

Autre précision : le limiteur, DC Control, l'alimentation et la temporisation d'allumage sont sur une même carte. Les photographies montrent clairement « le cœur » à gauche (normal !!) et la seconde carte à droite. Ne cherchez donc pas dans la figure 2 le schéma du limiteur indépendant.

Niveau constant

Nous avons parlé très vite des adaptations de gain pour IN et OUT, afin de réserver un chapitre spécial quant à leurs raisons d'être et aux solutions retenues.

Ici encore se cache une astuce qui résoudra le délicat problème des insertions : les réglages de niveau des entrées et des sorties. Si l'on monte l'entrée et que l'on baisse la sortie, on risque de « coincer », si l'on baisse l'entrée et que l'on monte la sortie « ça souffle », etc... De plus, si les niveaux entrant ou sortant sont traités par une unité quelconque (DC Control par exemple) et qu'ils sont désadaptés, c'est la purée totale !

Bien sûr, il est aisé de calibrer soigneusement une fois pour toute ces niveaux, dans la mesure où l'on sait exactement à quel endroit de la ligne on va insérer, mais, pour un appareil universel, il faut rendre cette adaptation aisée car elle seule autorisera un résultat parfait.

La solution retenue ici est simple dans son principe. Elle complique notablement la mise en place pratique, mais ceci n'est pas votre problème puisque RADIO-PLANS vous offre l'étude prête à l'emploi(veinards !).

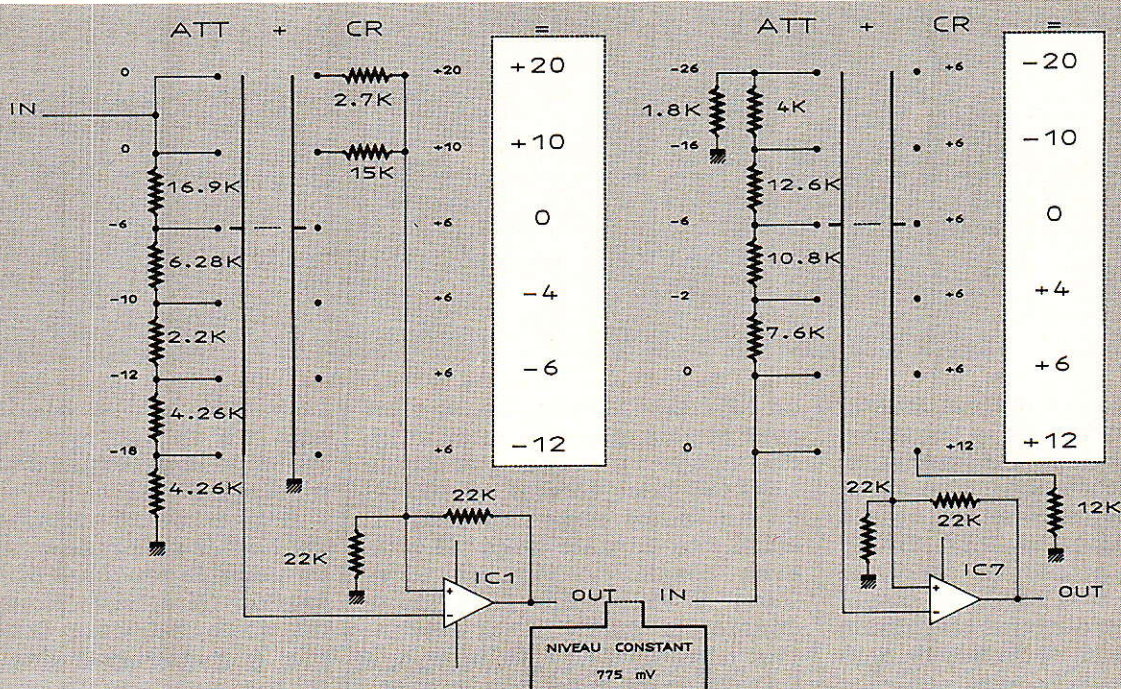


Figure 3 : Compensation des gains in/out

Voici donc « le secret » : l'idéal serait de faire travailler le VCA à un niveau nominal connu et constant, quel que soit le point d'insertion. De plus, il serait pratique de connaître immédiatement le niveau d'insertion, sans devoir jongler plus de trente secondes avec des réglages importants certes, mais sans intérêt par rapport à ceux qui permettront d'aboutir à l'effet proprement dit. En clair, passer une heure à peaufiner un réglage de compresseur sur un piano acoustique est tout à fait acceptable alors que 5 minutes à se battre avec un niveau d'insertion est intolérable.

Aussi avons nous décidé de calibrer amplis d'entrées (KEY comprise), et de sortie, de telle sorte qu'ils s'adaptent aux 6 standards classiques : -20, -10, 0, +4, +6, +12 dBu. Par ailleurs, nous avons fixé le niveau nominal constant appliqué au VCA à 0 dBu (775 mV) et placé un indicateur de modulation sur son entrée.

Pour l'utilisateur, la manipulation est simplifiée à l'extrême : il s'insère dans une ligne de niveau inconnu (au pire). Au moyen du commutateur d'entrée il fait en sorte que l'indicateur de modulation travaille normalement puis il reporte le commutateur de sortie sur la même position que celui d'entrée. Le tour est joué et l'adaptation parfaite.

Pratiquement, nous procédons ainsi : les amplis d'entrées et de sortie comportent des commuta-



teurs faisant varier les gains respectifs de manières complémentaires. Ainsi par exemple, un signal arrivant à -10 dBu et commuté sur cette valeur, sera amplifié par IC₁ de 10 dB. L'indicateur mesurera un 0 VU, et le VCA recevra ce niveau, ainsi que le limiteur et l'unité de commande DC Control.

On saura donc parfaitement traiter les variations et le « recul » ou « garde » (vieux termes de moins en moins employés, et qui se traduiraient par « dynamique »). A la sortie, il suffira de retirer 10 dB pour retrouver le niveau initial.

Certains diront que dans ce cas il est inutile de séparer les commutateurs d'entrée-sortie et qu'un seul contacteur réalisant les tandems complémentaires serait encore plus aisé à manipuler. Ils ont tout à fait raison. Pourtant, la séparation peut apporter des services irremplaçables : ainsi, dans l'exemple précédent, si la sortie est positionnée sur 0 dB au lieu de -10, on bénéficiera d'un gain de 10 dB en sortie, ce qui permet trois choses :

- 1° l'adaptation d'entrée est reconnue
- 2° le VCA est convenablement commandé

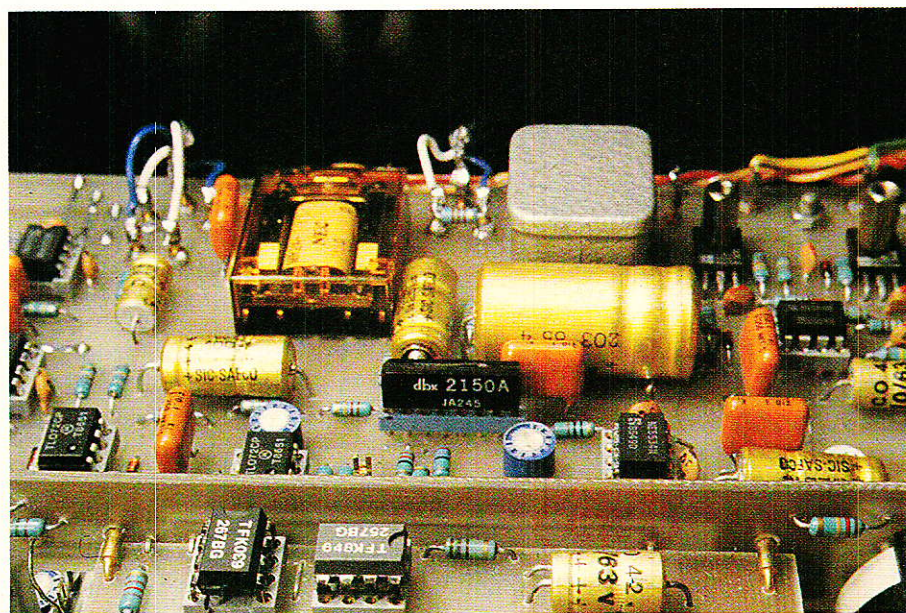
3° un gain de 10 dB en sortie est permis.

Ce troisième point peut sauver la mise pour les appareils sortant à faible niveau et qui doivent attaquer des confrères plus exigeants, sans besoin d'élément complémentaire ni compromis pour le traitement dans l'insertion proprement dite.

Nous avons isolé à la **figure 3** les commutateurs d'entrée-sortie en précisant pour chaque position les modifications de gain engendrées. Les vétérans souriront mais nos jeunes lecteurs trouveront matière à réflexion, plus intelligente en tous cas qu'un sujet de bac proposé il y a quelques années et qui commençait par « un plateau de tournedisque est entraîné par un engrenage... »!!!

Une attention toute particulière a été portée aux calculs afin de conserver le meilleur rapport signal/bruit dans la majorité des combinaisons offertes.

Nous pouvons simplifier la situation en considérant déjà que nos amplis non-inverseurs sont par définition amplificateurs de 6 dB ($G = 1 + R_{cr}/R_{in}$, comme $R_{cr} = R_{in} = 22 \text{ k}\Omega$, $G = 1 + 1 = 2$ soit 6 dB). Cela conduit pour les amplis d'entrées, à ce qu'il soit impossible d'utiliser le signal « source » sans modification : en effet, nous voulons transformer -20, -10, 0, +4 +6, +12 en 0 constant. Donc il faudra un gain de 20, 10, 0, -4, -6, -12. Il eût été envisageable d'attendre le -6 dB compensant le +6 dB, mais le rapport signal/bruit en aurait souffert, et ce niveau étant dans le domaine « pro », une atténuation était préférable à un gain unité dans la majeure partie des cas. Le « quartier général » a donc été placé de façon à ce que pour 0 dBu en entrée on atténue de 6 dB avant l'ampli de 6 dB. Pour les gains de 20 et 10 dB, on utilise le signal d'entrée intact et l'on joue sur la contre-réaction de l'ampli. Pour les autres valeurs, on atténue simplement.



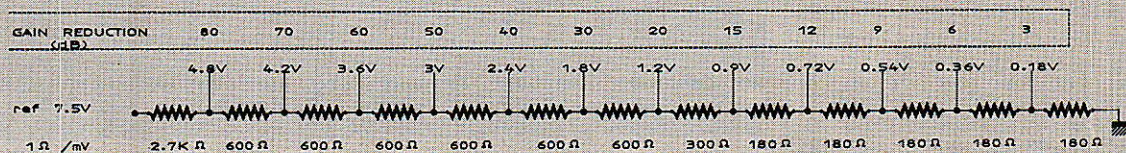


Figure 4 : Calcul de l'atténuateur GR

En sortie, la chance est avec nous et le « quartier général » est installé d'office à +6 dB, car nous utiliserons ainsi à la fois le 0 dBu issu du VCA et le +6 dB de l'ampli de sortie (IC7). Seul le cas le plus rare (+12 dBu) demandera une amplification supplémentaire de 6 dB dans la contre-réaction.

Atténuateur GR

L'indicateur dit de « GAIN RÉDUCTION » est chargé de mesurer la tension continue envoyée par DC Control sur l'entrée de commande du VCA. Nous ne reviendrons pas sur les propriétés du 2150 dbx utilisé une fois de plus, et nous prions les nouveaux venus de se reporter aux numéros 456-457 et 480 de RADIO-PLANS pour faire connaissance avec ces merveilles.

Toujours est-il que la commande suit une loi implacable de 6 mV/dB, positifs pour un affaiblissement dans le cas présent (il est possible de câbler différemment le VCA, de telle sorte qu'il soit commandé affaiblisseur par des tensions de commande positives).

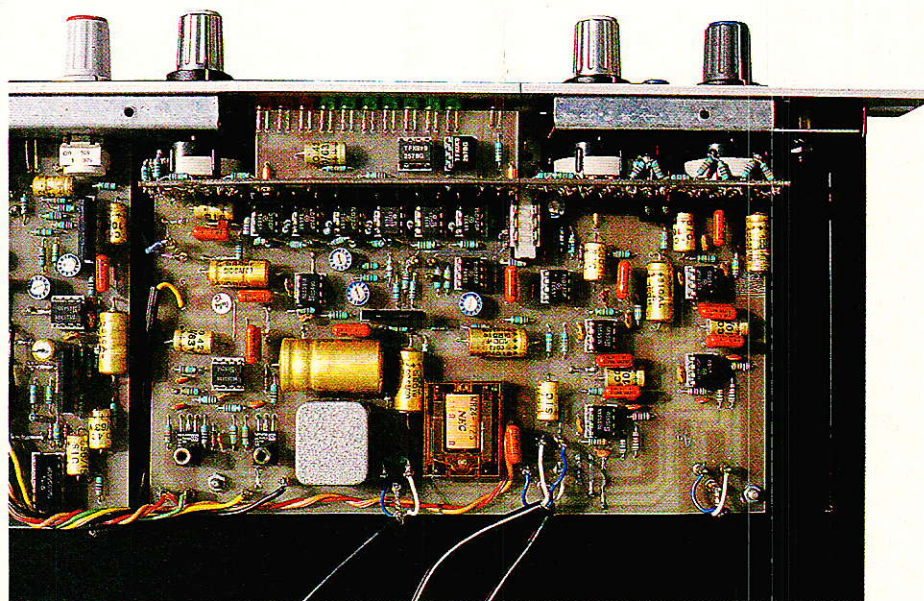
Partant de ce principe simple, il est aisé de calculer l'atténuateur qui commandera les comparateurs : IC17B permettant de multiplier par 10 ces tensions, on peut admettre 60 mV/dB pour le réseau. En prenant une référence

de 7.5 V grâce à D17, et 1 Ohm, par mV, on arrive aux résultats donnés figure 4. Les valeurs annoncées de 600 Ω s'obtiendront par mise en série de 270 + 330 Ω. Nul besoin de tomber ici dans des résistances de précision coûteuses. Pour notre part, nous avons même toléré une faible inexactitude pour la valeur -3 dB, afin de ne point devoir combattre l'offset de IC17A.

le LIMITEUR-COMPRESSEUR que ce point sera porté à une tension légèrement positive, inutile ici, mais indispensable pour que l'indicateur puisse afficher correctement 1 dB d'atténuation.

A la figure 5, nous avons isolé la partie VCA proprement dite, cela pourra vous être utile pour vos propres conceptions.

En plus du réglage de symétrie, nous avons ajouté un ajustable



Une étoile (*) placée dans le schéma attire votre attention sur la mise à la masse directe de l'entrée positive de ce même circuit : nous verrons en décrivant

permettant d'intervenir légèrement sur le gain, de telle sorte que la mise en insertion du VCA n'intervienne absolument pas dans la ligne. Avec le montage traditionnel on perdait 1/2 dB : on les rattrapera grâce à l'ajustable marqué EQL. Le principe retenu est simple : on injecte une faible tension positive ou négative suivant le défaut à corriger, sur la broche 2 du 2150. Cette broche permet d'inverser le sens des commandes par rapport à la broche 3. Comme nous avons opté pour des tensions positives entraînant l'affaiblissement, l'entrée de commande est donc en 3. « 2 » restant libre, nous nous en sommes servis pour EQL. Il est à noter pour vos études personnelles que si vous préférez entrer

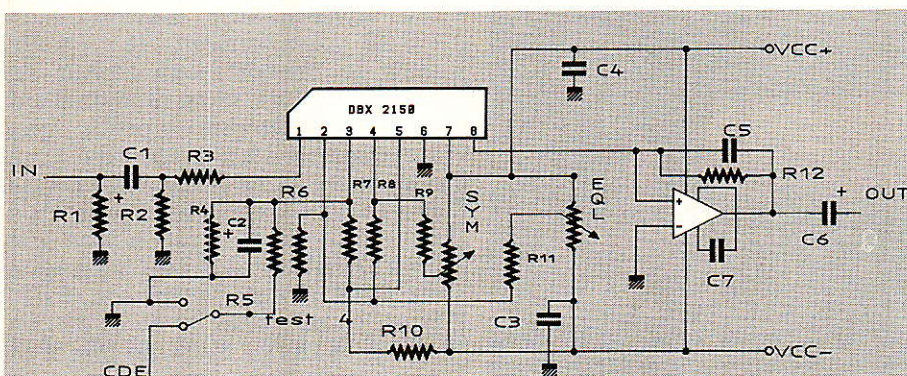


Figure 5 : Environnement du DBX 2150

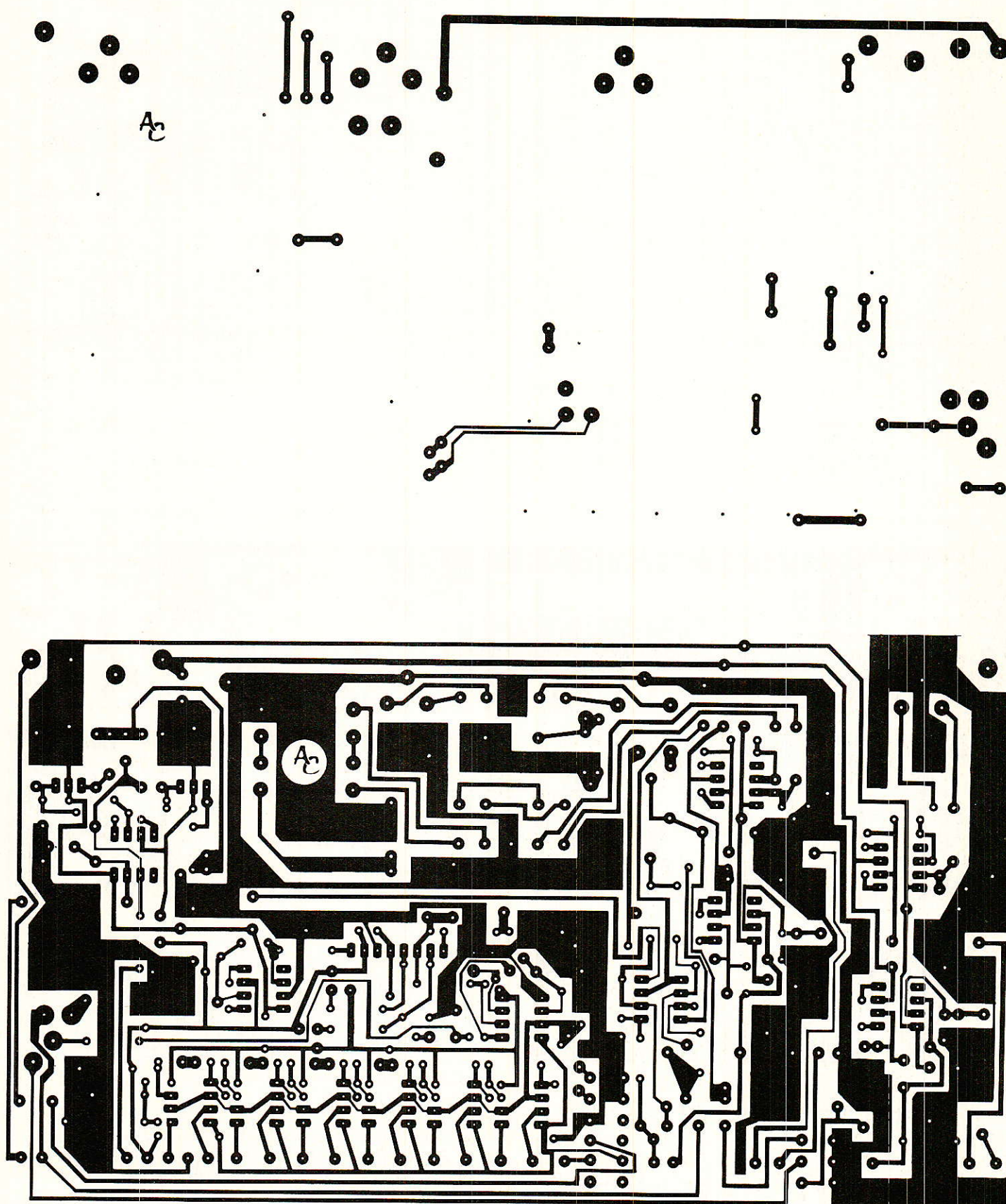


Figure 6 : Circuit imprimé

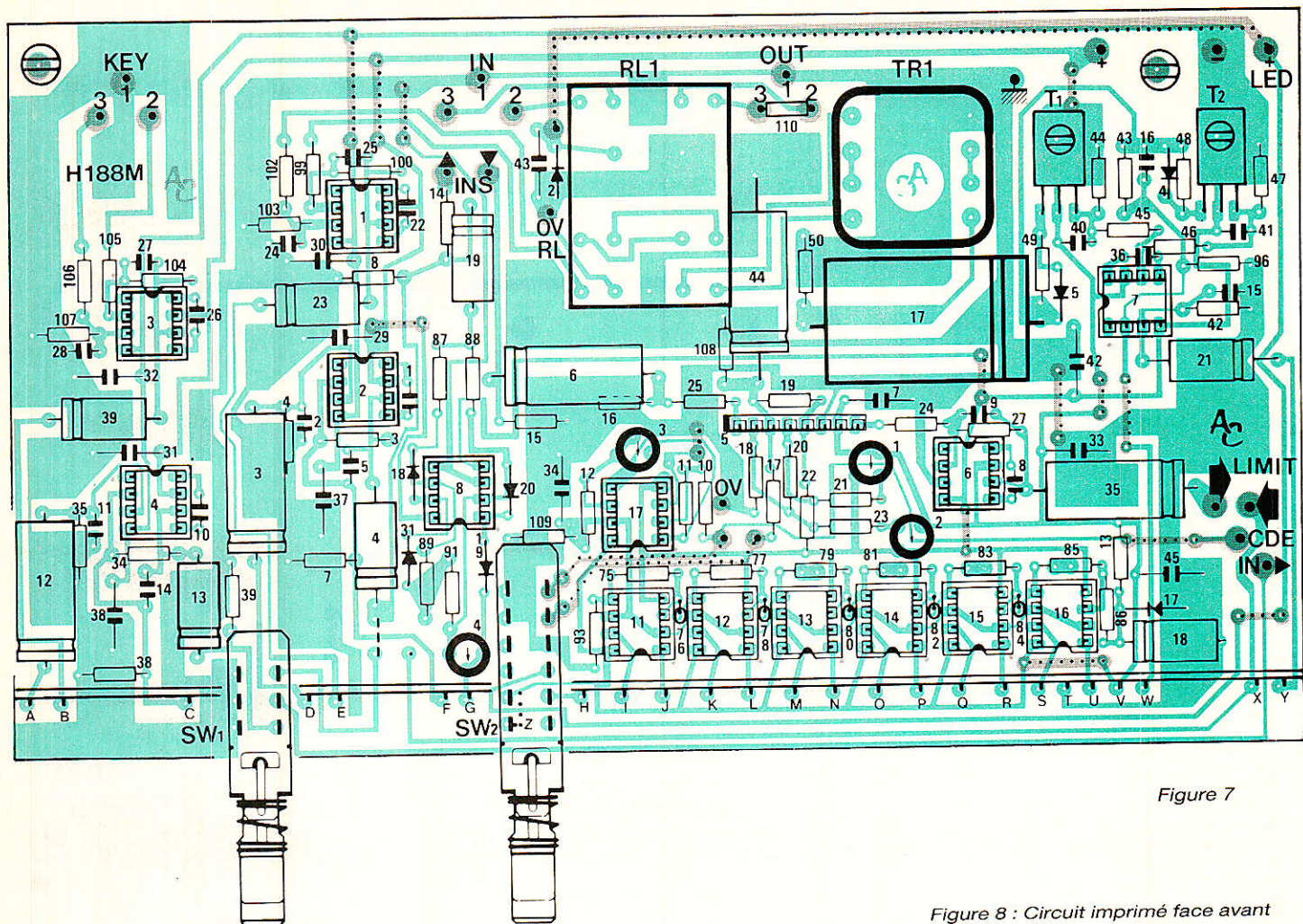


Figure 8 : Circuit imprimé face avant

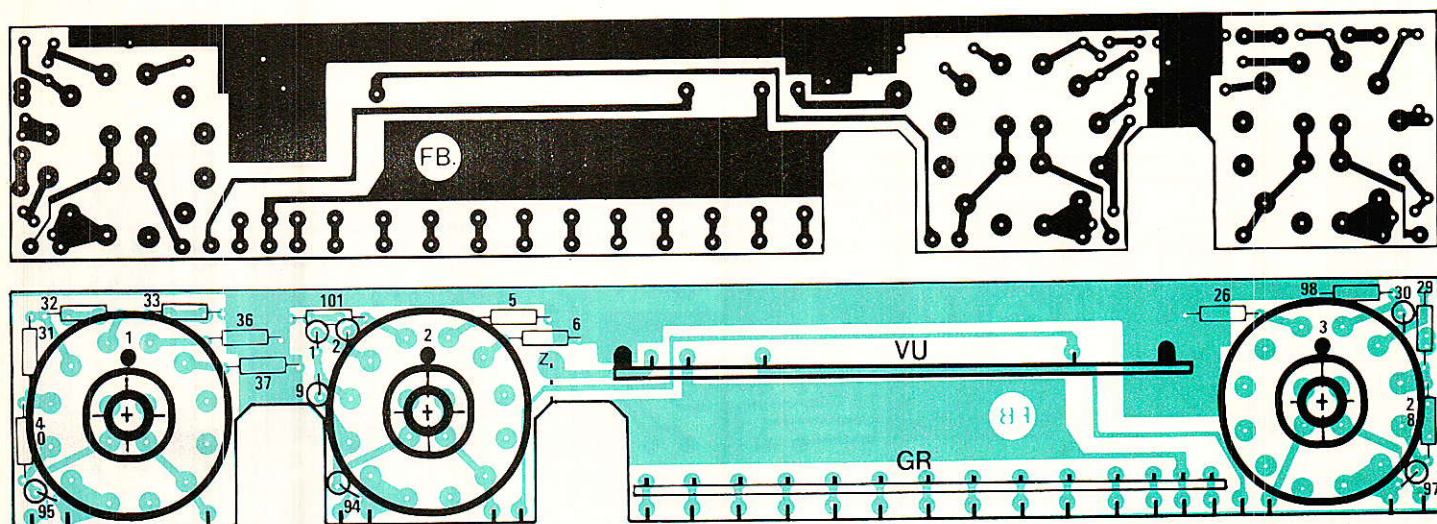
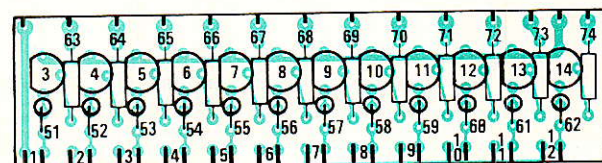
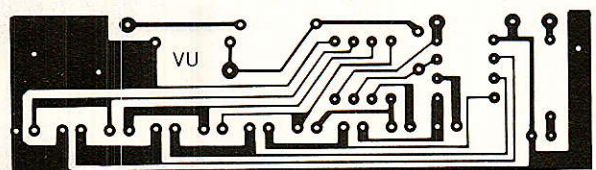


Figure 9 : Commande vu-mètre



en 2, le réglage EOL marcherait parfaitement sur la broche 3. D'ailleurs nous vous offrirons avec le rack comportant 6 limiteurs, les implantations de 2 petites cartes bien utiles pour effectuer une étude sur les dbx : dans un format minimum (55 x 35), la première comporte l'équivalent de la figure 5, avec en plus des DIP - switches permettant de choisir rapidement entre les entrées 2 ou 3.

La seconde, au même format, reçoit le fameux 2252 et ses composants périphériques.

Nous ne nous attarderons pas sur les autres éléments du schéma (circuit de VU et ampli de sortie), que vous devez connaître maintenant par cœur.

Signalons seulement les entrées symétriques sans transfo, la clé SW₁ qui permet d'actionner la commande extérieure KEY, et SW₂ qui met le système off. Trois cellules sont utilisées pour cette clé : la première met l'entrée de la broche 3 à la masse, la seconde allume une led en façade, la troisième coupe l'alimentation de l'indicateur GR.

Construction

Quand on regarde le schéma complet du « cœur », on a peine à croire que tous les éléments tiennent dans un aussi faible volume (voir photos). Seule la moitié gauche de la face avant

est allouée aux commandes de cette carte, et par miracle nous sommes arrivés à une esthétique correcte sans mettre en péril une éventuelle maintenance. Contrairement à notre habitude, certains composants (le moins possible) seront montés verticalement, mais malgré la meilleure volonté du monde, il était impossible de faire autrement.

De plus, la maquette photographiée n'est pas strictement conforme aux dessins qui vous sont donnés ici. En effet, toutes les améliorations de détails qui pouvaient rendre la vie facile, ont été portées sur certaines cartes sans que l'auteur ait le courage de transférer les pièces sur un autre circuit imprimé.

Ainsi, par exemple, pour certaines résistances constituées de 2 pièces mises en série, vous trouverez des pastilles intermédiaires évitant la solution inesthétique consistant à souder les pièces bout à bout, comme nous l'avons fait.

L'insertion limiteur dispose maintenant de picots clairement repérés. Il faut dire qu'au départ, le limiteur n'était pas prévu et qu'il a été ajouté alors que le « cœur » était déjà en marche.

Quatre circuits imprimés sont nécessaires pour réunir toutes les pièces. Le premier est visible figure 6. C'est le plus grand, et nous vous proposons un dessin en double face MAIS il n'est absolument pas indispensable. Il pré-

sente le gros intérêt de mettre en évidence les straps ou liaisons à effectuer au dessus de la carte, tout en facilitant la tâche à ceux qui voudront quand même passer en double face. Les points qui se promènent par ci par là ne sont pas des tâches, mais les repères des broches n°1 des circuits intégrés.

A la figure 7, on trouve l'implantation des composants. Les straps ou liaisons sont ici représentés par des lignes constituées de petits points. Afin d'éviter toute erreur de transcription, l'auteur a demandé à la rédaction de publier les DOCUMENTS ORIGINAUX. Ils sont moins jolis que ceux auxquels vous êtes habitués, mais en contrepartie ils ont fait leurs preuves. Pour des raisons de clarté, seuls les numéros repérant les composants ont été mis. Pas de R, de C ou de D, mais avec le graphisme retenu, aucune confusion n'est possible.

Pour le tranfo TR₁(SP61 MILLE-RIOUX) le sens est indifférent.

Le support 8 broches du dbx (IC₅) est constitué d'un demi 16 broches, coupé à la scie et figolé au cutter.

ATTENTION : la résistance repérée 110 (entre 2 et 3 de OUT), est montée sur les picots, et ce uniquement si vous implantez TR₁. Si vous remplacez celui-ci par deux straps (sortie asymétrique), oubliez R₁₁₀.

La figure 8 représente la seconde carte appelée FMB

RESISTANCES			CONDENSATEURS	
10 Ω : 3	22 Ω : 2	3.9 KΩ : 1	27 pF : 11	
1 KΩ : 12	2.2 KΩ : 2	39 KΩ : 1	100 pF : 6	
1.82 KΩ : 1 a 1%	2.21 KΩ : 2 a 1%	4.02 KΩ : 1 a 1%	470 pF : 2	
10 KΩ : 10 DONT 9 a 1%	220 KΩ : 4	4.22 KΩ : 4 a 1%	0.1 μF : 12	
10.7 KΩ : 1 a 1%	22.1 KΩ : 9 a 1%	47 KΩ : 4	10 μF 63V : 7	
1.2 KΩ : 12	27 Ω : 1	5.6 KΩ : 2	100 μF 25V : 6	
12 KΩ : 1	270 Ω : 6	56 KΩ : 1	470 μF 25V : 1	
12.7 KΩ : 1 a 1%	2.7 KΩ : 3	6.34 KΩ : 2 a 1%	7 VALEURS 45 PIÉCES	
150 Ω : 2	270 Ω : 1	6.68 KΩ : 1 a 1%		
15 KΩ : 2	330 Ω : 6	68 KΩ : 1		
16.9 KΩ : 2 a 1%	3.3 KΩ : 3	820 Ω : 1		
180 Ω : 10	330 KΩ : 2	82 KΩ : 1		

POSSIBILITES DE REMPLACEMENT des 1%		RESULTATS OBTENUS	
R 94 = R 95 = 15 KΩ + 1.8 KΩ	R 97 = 6.8 KΩ + 820 Ω	IN ET KEY	OUT
R 9 = R 40 = 6.8 KΩ	R 28 = 10 KΩ + 820 Ω	- 5.82	- 2.00
R 31 = R 1 = 2.2 KΩ	R 29 = 12 KΩ + 560 Ω	- 10.06	- 6.01
R 32 = R 2 = 3.3 KΩ + 1 KΩ	R 30 = 3.3 KΩ + 820 Ω	- 12.04	- 15.89
R 33 = R 101 = 3.3 KΩ + 1 KΩ	R 98 = 1.8 KΩ	- 18.06	- 26.23

Figure 11

(Front Mother Board !!); Elle porte les commutateurs LORLIN, les réseaux d'atténuation détaillés figure 3, et les deux cartes indicateurs. Une double implantation est prévue pour les LORLIN, permettant d'accepter bien entendu des 2 circuits 6 positions, mais également des 4 circuits 3 positions modifiés. A ce sujet, nous vous conseillons de choisir de préférence le premier type, la modification du second demandant une certaine habitude pour ne pas perdre les billes poussées par un ressort (il ne faut pas séparer les deux coquilles sans tirer en permanence sur l'axe). Il ne faut pas non plus se tromper en retirant les deux curseurs excédentaires.

Deux découpes particulières seront à pratiquer afin de laisser passer les SCHADOW.

Nous verrons plus loin comment effectuer les assemblages de résistances afin d'échapper aux 1 %.

La figure 9 présente le VU situé à l'entrée du VCA. Afin d'assurer une rigidité convenable avec la carte FMB, deux demicavaliers sont prévus aux extrémités.

La dernière carte, visible figure 10 comporte les drivers et les LED de l'indicateur GR. Comme elle possède 14 points de liaison, les traditionnelles pattes de résistances suffiront pour garantir l'assemblage avec FMB.

NOTA : Pour ces deux cartes porteuses de LED, le positionnement de celles-ci est simple : dans tous les cas elles sont en appui sur le rebord des cartes.

Avant de passer à l'assemblage proprement dit, nous avons préparé pour vous gagner un temps précieux, un tableau regroupant les quantités par valeur des résistances et condensateurs. En plus, nous avons ajouté une règle de remplacement des résistances dont les valeurs sortent de la courante série E12, ainsi que le résultat des calculs. Vous constaterez en examinant attentivement cette figure 11 que l'écart maxi est de 0.18 dB ; acceptable ?

Pour certaines valeurs, il faudra impérativement respecter les 1 % ou tout du moins l'appariement, notamment pour les entrées symétriques. Sans cela, le taux de réjection en mode commun serait désastreux et la symétrisation perdrait tout son intérêt.

Pour assembler les cartes, on s'aidera de la figure 12. Contrairement à nos maquettes, il est conseillé de couper les cosses des SCHADOW (sauf une), et ce afin de permettre un échange aisé de ces pièces en cas de besoin. La cosse restante sera reliée au point X de FMB. Si vous l'oubliez, la LED indiquant la mise hors circuit du système ne s'allumera jamais.

En fait, la fonction « marche » la plus classique voit les deux SCHADOW enfoncés, ceci afin de libérer la place autour des boutons de réglages.

Mise en route

Il est possible de vérifier le bon fonctionnement du cœur, de façon indépendante. Pour cela, on commencera par ne mettre aucun IC, et on alimentera le module en +15 V/-15 V et +15 V/LED. Le premier test consistera à vérifier que le relais colle quand on met le 0 V rel à 0 V. Laisser cette liaison temporaire.

Ensuite, on placera des ponts provisoires entre les points d'insertions (INS et LIMIT), tous les ajustables à mi-course, SW₁ enfoncé et relevé. Les entrées IN et KEY ainsi que la sortie seront reliées à des XLR (les numéros portés sur la carte correspondent aux numéros des prises). En asymétrique relier 1 à 2.

Entrer IN : générateur 0.775 V, 1000 Hz. Placer IC₁ et IC₂, puis constater le bon fonctionnement de l'atténuateur IN en mesurant sur le pont INS.

Mettre ensuite IC₈, IC₉ et IC₁₀. Ajuster AJ₄ afin d'allumer la LED 0 dB (COM₂ sur 0 dB).

Placer IC₅, IC₆ et IC₇ et ajuster AJ₁ au minimum de distorsion en mesurant sur OUT (COM₃ sur

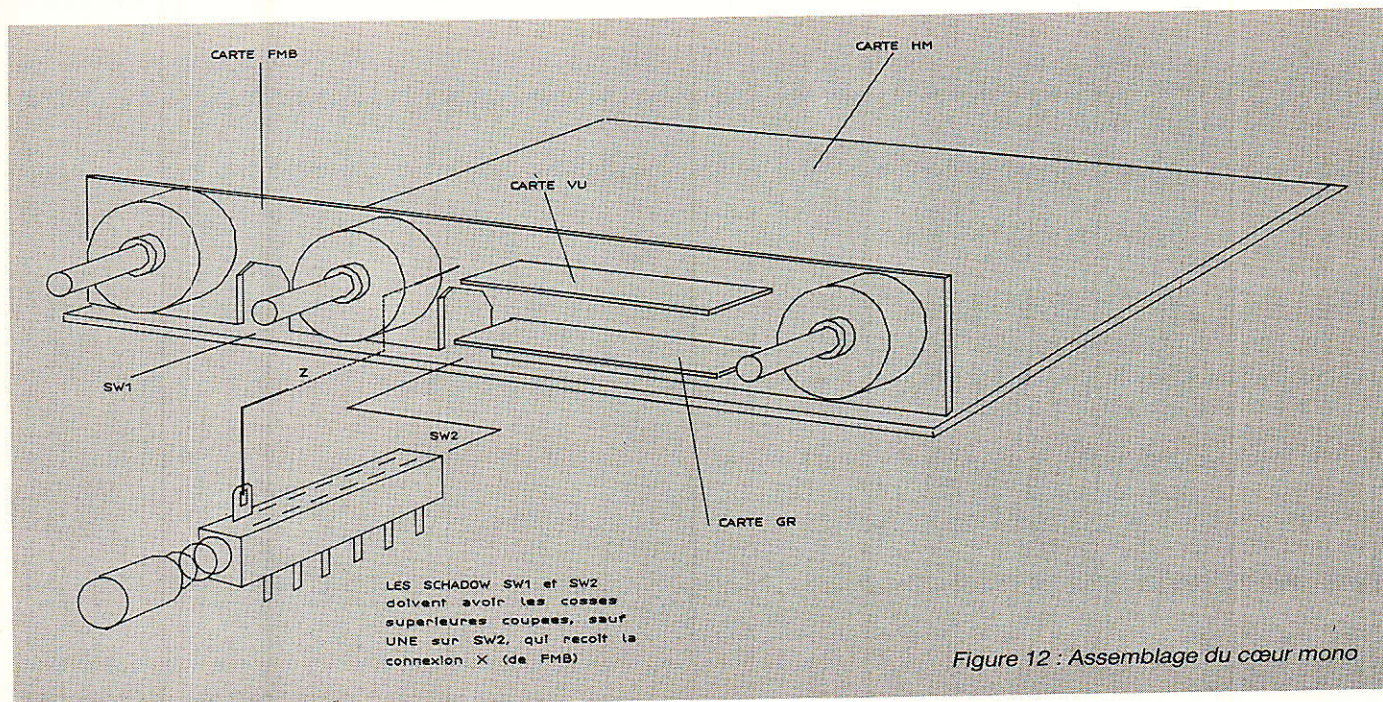


Figure 12 : Assemblage du cœur mono

0 dB). Si vous n'avez pas de distorsiomètre, laissez AJ₁ à mi-course, vous n'êtes pas loin !

Régler ensuite AJ₂ afin d'obtenir exactement 775 mV sur OUT.

Placer IC₃ et IC₄, entrer en KEY, mettre COM₁ sur 0 dB et relever SW₁, afin de vérifier la présence des 775 mV sur IN (à droite de la carte, sous CDE).

Mettre enfin IC₁₁ à IC₁₇, injecter 480 mV continus positifs sur CDE. Enfoncer SW₂ et ajuster AJ₃ afin d'allumer la LED n°12 (maxi GR).

C'est fini. Amusez-vous avec les commutateurs et retirez le 0 V rel pour constater le transfert IN/OUT au repos.

IMPORTANT : Après avoir réglé le VU GR, relevez SW₂ et n'y touchez plus afin de ne pas risquer de perturber le VCA.

Le contrôle des commutateurs est aisé : entrer en IN à -10 dBu par exemple, COM₂ et COM₃ sur -10 dB. Vous devez récupérer -10 dBu en sortie OUT, et le VU doit être à 0 dB.

Ne vous laissez pas piéger par les insertions ouvertes... et ne jouez pas trop avec CDE, sauf si vous êtes totalement maître de la situation.

Services

Dès à présent, il vous est possible de vous procurer une plaque de CI de 200x300 regroupant la totalité des cartes nécessaires pour construire le LNG 188 (5 en tout), ainsi que la face avant en lexan adhésivé, comme vous le montre une photographie.

Conclusion

Voilà déjà de quoi occuper les lecteurs passionnés d'audio qui nous écrivent ou téléphonent en demandant de ne pas les oublier !

Le mois prochain ils seront comblés, et les mois suivants seront dangereux pour les plus fragiles d'entre eux... Le plus dur avec RADIO-PLANS, c'est de choisir entre la VIDEO, l'AUDIO, l'INFORMATIQUE, le TÉLÉPHONE, etc. Nous en sommes tous là, soyez en certains.

A suivre

Jean ALARY

Nomenclature :

Résistances

R₁ : 2.21 kΩ1%
R₂ : 4.22 kΩ1%
R₃ : 22 kΩ1%
R₄ : 220 kΩ1%
R₅ : 2,7 kΩ
R₆ : 15 kΩ
R₇ : 22 kΩ1%
R₈ : 47 kΩ
R₉ : 6.34 kΩ1%
R₁₀ : 330 kΩ
R₁₁ : 330 kΩ
R₁₂ : 47 kΩ
R₁₃ : 5.6 kΩ
R₁₄ : 27 Ω
R₁₅ : 220 kΩ
R₁₆ : 22 kΩ1%
R₁₇ : 22 Ω
R₁₈ : 22 Ω
R₁₉ : 10 kΩ1%
R₂₀ : 270 kΩ
R₂₁ : 56 kΩ
R₂₂ : 3.9 kΩ
R₂₃ : 10 kΩ
R₂₄ : 10 Ω
R₂₅ : 22 kΩ1%
R₂₆ : 12 kΩ
R₂₇ : 22 kΩ1%
R₂₈ : 10.7 kΩ1%
R₂₉ : 12.7 kΩ1%
R₃₀ : 4.02 kΩ1%
R₃₁ : 2.21 kΩ1%
R₃₂ : 4.22 kΩ1%
R₃₃ : 4.22 kΩ1%
R₃₄ : 22 kΩ1%
R₃₅ : 220 kΩ1%
R₃₆ : 2.7 kΩ
R₃₇ : 15 kΩ
R₃₈ : 22 kΩ
R₃₉ : 47 kΩ
R₄₀ : 6.34 kΩ1%
R₄₁ : 820 Ω
R₄₂ : 39 kΩ
R₄₃ : 22 kΩ1%
R₄₄ : 3.3 kΩ
R₄₅ : 180 Ω
R₄₆ : 180 Ω
R₄₇ : 3.3 kΩ
R₄₈ : 10 Ω
R₄₉ : 10 Ω
R₅₀ : 2.2 kΩ
R₅₁ : 1.2 kΩ
R₅₂ : 1.2 kΩ
R₅₃ : 1.2 kΩ
R₅₄ : 1.2 kΩ
R₅₅ : 1.2 kΩ
R₅₆ : 1.2 kΩ
R₅₇ : 1.2 kΩ
R₅₈ : 1.2 kΩ
R₅₉ : 1.2 kΩ
R₆₀ : 1.2 kΩ
R₆₁ : 1.2 kΩ
R₆₂ : 1.2 kΩ

R₆₃ : 1 kΩ
R₆₄ : 1 kΩ
R₆₅ : 1 kΩ
R₆₆ : 1 kΩ
R₆₇ : 1 kΩ
R₆₈ : 1 kΩ
R₆₉ : 1 kΩ
R₇₀ : 1 kΩ
R₇₁ : 1 kΩ
R₇₂ : 1 kΩ
R₇₃ : 1 kΩ
R₇₄ : 1 kΩ
R₇₅ : 180 Ω
R₇₆ : 180 Ω
R₇₇ : 180 Ω
R₇₈ : 180 Ω
R₇₉ : 150 Ω + 150 Ω
R₈₀ : 270 Ω + 330 Ω
R₈₁ : 270 Ω + 330 Ω
R₈₂ : 270 Ω + 330 Ω
R₈₃ : 270 Ω + 330 Ω
R₈₄ : 270 Ω + 330 Ω
R₈₅ : 270 Ω + 330 Ω
R₈₆ : 2.7 kΩ
R₈₇ : 82 kΩ
R₈₈ : 47 kΩ
R₈₉ : 68 kΩ
R₉₀ : 3.3 kΩ
R₉₁ : 39 kΩ
R₉₂ : 180 Ω
R₉₃ : 180 Ω
R₉₄ : 16.9 kΩ1%
R₉₅ : 16.9 kΩ1%
R₉₆ : 220 kΩ1%
R₉₇ : 7.68 kΩ1%
R₉₈ : 1.82 kΩ1%
R₉₉ : 10 kΩ1%
R₁₀₀ : 10 kΩ1%
R₁₀₁ : 4.22 kΩ1%
R₁₀₂ : 10 kΩ1%
R₁₀₃ : 10 kΩ1%
R₁₀₄ : 10 kΩ1%
R₁₀₅ : 10 kΩ1%
R₁₀₆ : 10 kΩ1%
R₁₀₇ : 10 kΩ1%
R₁₀₈ : 180 Ω
R₁₀₉ : 180 Ω
R₁₁₀ : 2.2 kΩ

Condensateurs

C₁ : 27 pF
C₂ : 27 pF
C₃ : 100 μF 25 V
C₄ : 10 μF 63 V
C₅ : 27 pF
C₆ : 100 μF 25 V
C₇ : 0.1 μF
C₈ : 27 pF
C₉ : 27 pF
C₁₀ : 27 pF
C₁₁ : 27 pF
C₁₂ : 100 μF 25 V
C₁₃ : 10 μF 63 V

C₁₄ : 27 pF
C₁₅ : 100 pF
C₁₆ : 100 pF
C₁₇ : 470 μF 25 V
C₁₈ : 10 μF 63 V
C₁₉ : 10 μF 63 V
C₂₀ : 10 μF 63 V
C₂₁ : 100 μF 25 V
C₂₂ : 27 pF
C₂₃ : 10 μF 63 V
C₂₄ : 100 pF
C₂₅ : 100 pF
C₂₆ : 27 pF
C₂₇ : 100 pF
C₂₈ : 100 pF
C₂₉ : 0.1 μF
C₃₀ : 0.1 μF
C₃₁ : 0.1 μF
C₃₂ : 0.1 μF
C₃₃ : 0.1 μF
C₃₄ : 0.1 μF
C₃₅ : 100 μF 25 V
C₃₆ : 27 pF
C₃₇ : 0.1 μF
C₃₈ : 0.1 μF
C₃₉ : 10 μF 63 V
C₄₀ : 470 pF
C₄₁ : 470 pF
C₄₂ : 0.1 μF
C₄₃ : 0.1 μF
C₄₄ : 100 μF 25 V
C₄₅ : 0.1 μF

Ajustables

AJ₁ : 47 kΩ T7YA
AJ₂ : 47 kΩ T7YA
AJ₃ : 10 kΩ T7YA
AJ₄ : 100 kΩ T7YA

Circuits intégrés

IC₁ : NE5534
IC₂ : NE5534
IC₃ : TL071
IC₄ : TL071
IC₅ : dbx 2150
IC₆ : NE5534
IC₇ : NE5534
IC₈ : TL072
IC₉ : TFK 267
IC₁₀ : TFK 257
IC₁₁ : TL072
IC₁₂ : TL072
IC₁₃ : TL072
IC₁₄ : TL072
IC₁₅ : TL072
IC₁₆ : TL072
IC₁₇ : TL072

Schadow

SW₁ : 2 INV
SW₂ : 4 INV

Diodes + LED

D₁ : LED 5 mm rouge
D₂ : 1N 4004
D₃ : LED 5 mm rouge
D₄ : 1N 4148
D₅ : 1N 4148
D₆ : LED 5 mm rouge
D₇ : LED 5 mm rouge
D₈ : LED 5 mm rouge
D₉ : LED 5 mm rouge
D₁₀ : LED 5 mm rouge
D₁₁ : LED 5 mm rouge
D₁₂ : LED 5 mm rouge
D₁₃ : LED 5 mm rouge
D₁₄ : LED 5 mm rouge

D₁₅ : LED 5 mm rouge
D₁₆ : LED 5 mm rouge
D₁₇ : ZENER 7,5 V
D₁₈ : 1N 4148
D₁₉ : 1N 4148
D₂₀ : 1N 4148
D₂₁ : LED 5 mm verte
D₂₂ : LED 5 mm verte
D₂₃ : LED 5 mm verte
D₂₄ : LED 5 mm verte
D₂₅ : LED 5 mm verte
D₂₆ : LED 5 mm verte
D₂₇ : LED 5 mm verte
D₂₈ : LED 5 mm rouge
D₂₉ : LED 5 mm rouge
D₃₀ : LED 5 mm rouge
D₃₁ : 1N 4148

Transistors

Tr₁ : BD 238
Tr₂ : BD 237
Tr₃ : BC 557
Tr₄ : BC 557
Tr₅ : BC 557
Tr₆ : BC 557
Tr₇ : BC 557
Tr₈ : BC 557
Tr₉ : BC 557
Tr₁₀ : BC 557
Tr₁₁ : BC 557
Tr₁₂ : BC 557
Tr₁₃ : BC 557
Tr₁₄ : BC 557

Lorlin

COM₁ : 2C/6P
COM₂ : } ou
COM₃ : 4C/3P

Divers

RL₁ : MR24125 (NEC ou National)
TR₁ : SP61B (MILLERIOUX)
Supports IC 8 br. : 17
Picots : 22
Cavaliers : 2 de 10.16
Colonnnettes : 2 MF10 + écrou
Boutons FG : 1 blanc - 1 bleu

INFOS

Véronique : le 1^{er} Minitel qui parle !

Véronique, un joli prénom féminin, mais aussi le nom de code d'un projet qui constitue une véritable révolution dans le monde de la télématique. Car maintenant, le minitel prend la parole !

Les ingénieurs de la Société de Développement Télématique SYSTEM (filiale de SLIGOS - Crédit Lyonnais) viennent de mettre au point un nouveau procédé permettant aux correspondants d'une messagerie télématique de pouvoir se parler.

Le principe est simple. Jusqu'à présent, le minitel ne permettait un dialogue que par l'intermédiaire d'un écran vidéotexte. Lorsque deux personnes dialoguant sur minitel souhaitaient se parler, elles devaient obligatoirement échanger leurs numéros de téléphone.

Les deux correspondants se servant, pour faire fonctionner leur minitel, d'une ligne téléphonique, l'idée a germé de pouvoir utiliser cette ligne pour une conversation téléphonique qui permettrait aux deux interlocuteurs de pouvoir se parler sans jamais avoir échangé leur propre numéro de téléphone.

Désormais sur le 3615 Véronique, en appuyant sur l'une des

touches de leur minitel, les deux correspondants seront déconnectés et pourront se retrouver sur une ligne téléphonique permettant un dialogue à deux. Cette nouvelle messagerie accessible sur l'ensemble de la France, en

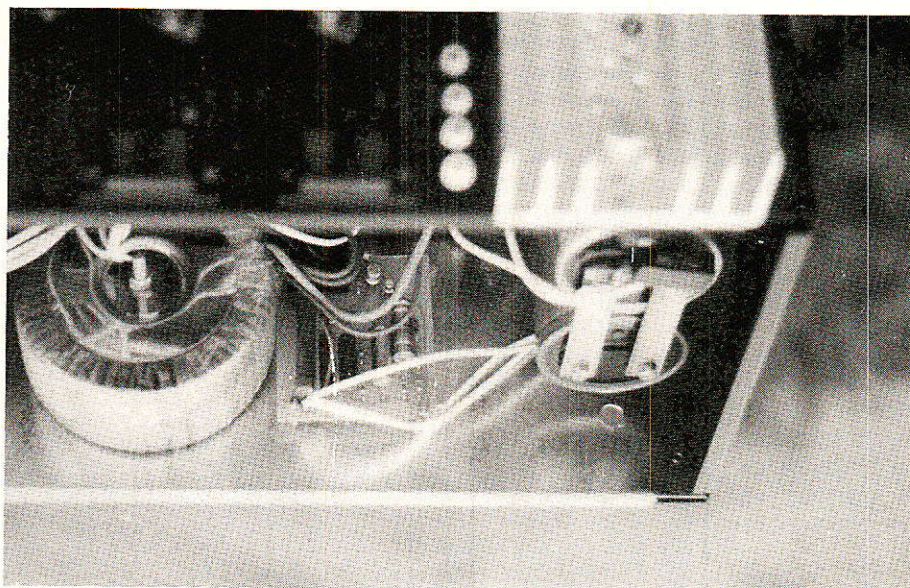
composant le 3615 Véronique, va démoder toutes les autres messageries télématiques.

Véronique, c'est le premier minitel qui parle !

Informations : 3615 VERONIQUE.



Mise sous tension temporisée pour transformateur de puissance



Lors de la conception d'alimentations destinées à délivrer une forte puissance, comme celles décrites pour la série des Hexorcistes, il se pose toujours le problème du courant circulant dans le primaire du transformateur d'alimentation lors du démarrage du système. Le redresseur de puissance ainsi que les transistors ballast sont également mis à rude épreuve par les capacités de tête et de sortie, équivalentes à un court-circuit car déchargées.

Afin d'éviter, d'une part une crête de courant importante sur le réseau (accompagnée soit par la disjonction générale soit par la destruction du fusible de ligne) et d'autre part la mort du redresseur ou du ballast, il se révèle utile de doter le système d'un montage destiné à limiter le courant transitoire lorsqu'on bascule l'interrupteur sur Marche. Plusieurs méthodes existent afin de brider ce courant d'initialisation, mais nous allons d'abord étudier son origine avant d'aborder la réalisation pratique.

Origine du courant de démarrage

Comme autres dispositifs demandeurs de fort courant de départ, on peut également citer le cas des ampoules à filament dont la valeur de résistance à froid peut descendre jusqu'au septième de la valeur à chaud (cas d'un flood de 500 W). Il en résulte une intensité à la mise en route suffisante pour activer le disjoncteur de votre installation domestique !

Même problème pour les moteurs série qui absorbent, lors de leur connexion au réseau, un courant supérieur à celui consommé en régime permanent. En effet, l'induction n'est suffisante que lorsque le moteur commence à tourner.

Cas du transformateur

Lorsque l'on coupe l'alimentation d'un transformateur réalisé sur noyau magnétique, l'hystérésis du matériau utilisé pour le noyau interdit à l'induction de retomber à zéro. Il persiste dans le tore une induction rémanente dont le signe dépend de la polarité du courant interrompu.

Ainsi, si l'alternance appliquée au bobinage à la remise sous tension se trouve de même signe, il y a cumul de l'induction nominale B_n avec l'induction rémanente B_r . La **figure 1** illustre la relation liant le champ H avec l'induction B . En présence d'un transformateur de qualité, ce dernier est calculé pour fonctionner avec une induction B_n élevée.

C'est pourquoi la somme ($B_n + B_r$) risque de dépasser la valeur de saturation B_s (dessinée en **figure 2**). Il s'ensuit un accroissement de courant puisque le réseau ne voit plus qu'une self équivalente à un modèle bobiné sur air, le matériau constituant le transformateur étant saturé. La **figure 3** représente les variations de courant entre type de self bobiné sur air et sur tore (ou barreau) magnétique : La montée du courant est linéaire pour le modèle air, alors qu'elle augmente brusquement à la saturation du noyau, pour les modèles réalisés sur support magnétique. La valeur de la

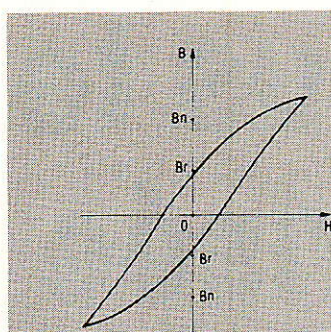


Figure 1

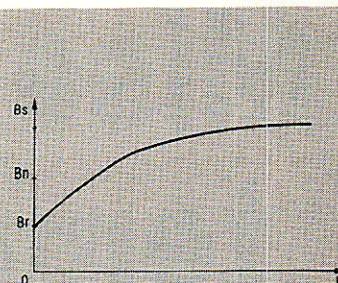


Figure 2

pointe de courant transitoire peut atteindre jusqu'à dix fois l'intensité nominale, mais le transformateur n'en souffre absolument pas.

Limitation du courant du démarrage

De nombreuses méthodes existent. Elles sont décrites en détail par D. Jacovopoulos dans *Electronique Applications* N° 58 page 18. Le principe global (et simplifié !) consiste à mettre sous tension le transformateur lors d'une crête de tension, contrairement aux ampoules que l'on devra démarrer au zéro de tension.

Dans notre cas, nous voulons un montage économique et facile à intégrer dans un coffret d'amplificateur. C'est pour cela que nous avons retenu le principe de la résistance série...

Principe adopté

Le synoptique du montage est représenté en **figure 4**. Lorsque l'interrupteur K se ferme, le transformateur (ou tout autre système connecté en sortie) voit son intensité limitée par R pendant quelques instants, le temps que le régime permanent s'établisse et que les capacités de tête et sortie soient chargées lentement (soft-start). Ensuite, le contact du relais court-circuite R , autorisant la pleine tension aux bornes du transformateur.

Ainsi, les transistors ballast et le redresseur ne sont pas détruits par surcharge transitoire et le fusible de ligne apprécie le démarrage en douceur. De même, on supprime quasiment le « clic » généré habituellement par les haut-parleurs.

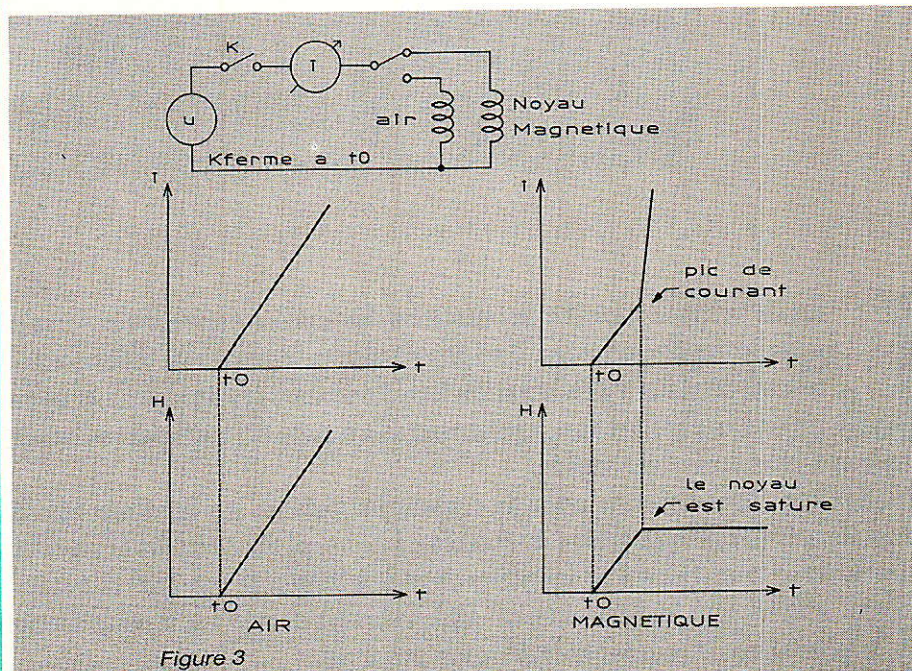


Figure 3

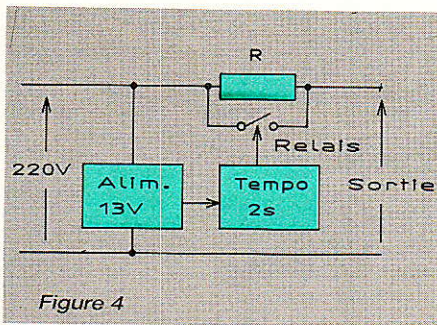


Figure 4

Schéma complet

Celui-ci est proposé en **figure 5**. L'alimentation de l'électronique se fait par le biais du réseau R_1 , R_2 , C_1 , D_1 , D_2 et C_2 . R_1 limite le courant dans C_1 au départ (encore !) et permet également de chuter un peu de potentiel à ses bornes, lui évitant de recevoir la quasi totalité du secteur sur ses armatures. R_2 décharge rapidement C_1 à la coupure du réseau, autorisant une manipulation de la maquette sans surprise désagréable. D_2 écrête à quinze volts la tension à ses bornes, tandis que D_1 la redresse afin que C_2 effectue un filtrage grossier. La temporisation met en jeu R_4 , C_3 , D_5 et T_1 , alors que T_2 assure le pilotage du relais. C_3 se charge exponentiellement via R_4 et lorsque V_{C3} atteint la valeur $V_{D5} + V_{beT1}$, T_1 conduit. L'adjonction de D_5 permet de relever le seuil de conduction de T_1 , évitant ainsi d'utiliser une capacité de forte valeur pour C_3 . Pour ceux d'entre vous qui désireraient accroître ou diminuer la valeur de temporisation, la loi régissant cette dernière s'écrit :

$$t(s) = R_4 \times C_3 \times 1,6.$$

Le réseau D_3 , R_3 agit comme un reset. En effet, si l'on coupe le secteur quelques secondes et qu'on le réapplique ensuite, C_3

conserve sa tension de charge initiale et la temporisation devient inexistante.

Il faut donc décharger C_3 à la coupure de l'alimentation. On pourrait connecter une résistance

en parallèle sur ses bornes mais cela perturberait la constante de temps du réseau RC initial. C'est pourquoi R_3 décharge rapidement C_2 mais également C_3 grâce à D_3 . Cette dernière n'intervient pas au départ puisqu'elle reste bloquée.

Réalisation pratique

Le montage tient sur un petit circuit imprimé dont les dessin et implantation sont proposées aux **figures 6 et 7**. En principe, le montage fonctionne dès la mise sous tension. On pourra mesurer treize volts environ sur C_2 , tension chutant légèrement lorsque le relais colle. On gardera à l'esprit que le réseau se pro-

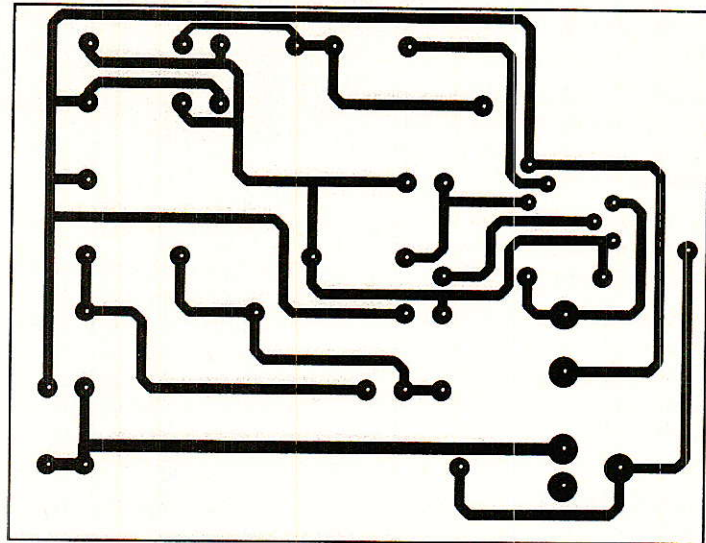


Figure 6

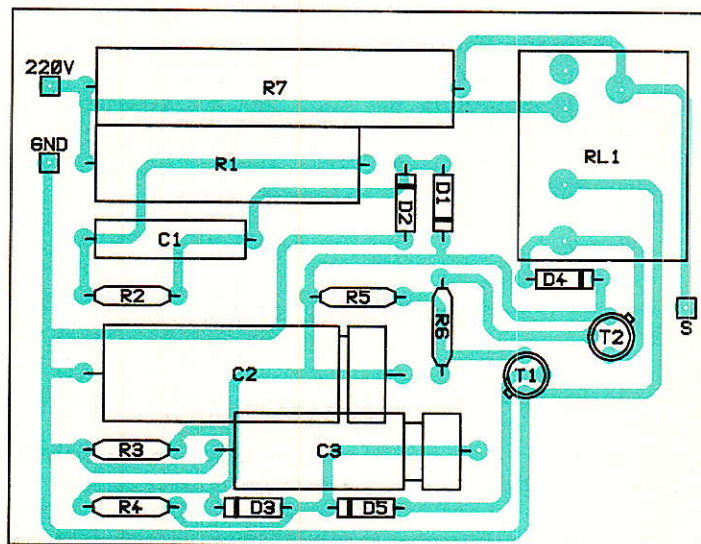


Figure 7

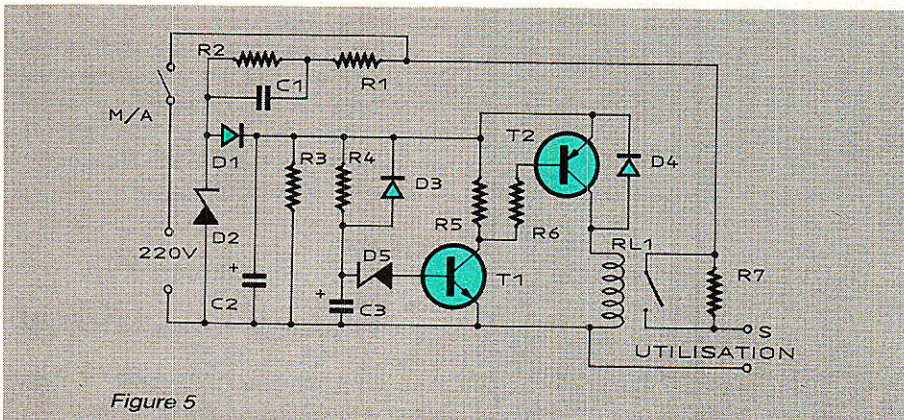


Figure 5

mène partout sur le circuit, donc prudence lors des manipulations sous tension.

Concernant C_1 , on veillera à n'utiliser qu'un modèle 400 volts, bien qu'un type 250 convienne pour les essais.

Le relais sera un modèle à un contact travail, capable de couper une intensité moyenne de 4 A.

En fait, ce montage s'adresse, en audio, aux gens désireux de préserver leurs ballasts dans les alimentations non pourvues de démarrage doux.

Amélioration du dispositif

Sur un amplificateur, le montage sera activé par basculement du switch Marche/Arrêt. Par contre, lors d'utilisation de perceuse ou autres moteur et ampoule, il s'avèrerait intéressant de commander automatiquement le montage par détection de consommation dans la ligne :

Une chute de tension dans une résistance, court-circuitée ensuite, ou bien un réseau de diodes, par exemple. Peut-être aurons-nous l'occasion d'étudier cela prochainement.

Conclusion

Ce petit système devrait éviter à bien des darlington et autres éléments de puissance, de périr lors de mises sous tension hasardeuses. De même, on supprime toute situation conflictuelle avec notre ami disjoncteur...

Christophe BASSO

Nomenclature :

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 150 Ω /5 W
 R_2 : 220 k Ω
 R_3 : 1 k Ω
 R_4 : 22 k Ω

R_5 : 22 k Ω
 R_6 : 10 k Ω
 R_7 : 150 Ω /8 W

Condensateurs

C_1 : 2,2 μ F/400 V
 C_2 : 470 μ F/16 V
 C_3 : 100 μ F/16 V

Transistors

T_1 : BC238
 T_2 : 2N2905

Diodes

D_1 : 1N4001
 D_2 : Zener 15 V/1,3 W
 D_3 : 1N4148
 D_4 : 1N4001
 D_5 : Zener 9,1 V/400 mW

Divers

Relais 1 RT/5 A ou plus, 12 Volts.

INFOS

ENFIN DES TRANSFORMATEURS STANDARD-CATALOGUE MULTISECONDAIRES DISPONIBLES EN STOCK CHEZ DES DISTRIBUTEURS

MYRRA présente en Première Internationale au prochain SALON ELEC de novembre 88, toute une nouvelle gamme de transformateurs de qualité professionnelle à des prix de grande série, conçus, fabriqués et homologués aux normes UL, IEC, NFC, VDE.

Cette nouvelle gamme de transformateurs d'alimentation de sécurité pour circuit imprimé, est constituée d'éléments entièrement moulés sous vide sur chaîne automatique, avec des matériaux ininflammables et autoextinguibles.

La qualité et le sérieux professionnels sont étendus à la production de série, à des prix industriels compétitifs. Normes européennes et internationales.

Garantis aux normes par construction et homologation
 (Contrôlés unitairement et à 100% sur chaîne automatisée)

396 modèles standard-catalogue
 - 3 versions de primaires 240 V - 220 V - 117 V
 - 12 versions de secondaires pour chaque tension primaire (6 V - 9 V - 12 V - 15 V - 18 V - 24 V et 2 $\times$ 6 V - 2 $\times$ 9 V - 2 $\times$ 12 V - 2 $\times$ 15 V - 2 $\times$ 18 V - 2 $\times$ 24 V)
 - 1000 pièces en stock de chaque modèle en 220 V

Une gamme complète et homogène de onze standard de puissance
 - 0,5 VA / 1 VA / 1,2 VA / 1,8 VA / 2,5 VA / 3,2 VA / 5 VA / 10 VA / 16 VA / 22 VA / 30 VA (de E1 30 à EI 66)

Interchangeabilité complète par picotage grille européenne

Automatisation modulaire et versatile de la production autorisant la fabrication des séries spécifiques sur demande

Études et devis gratuits toutes quantités / toutes tensions / toutes puissances / toutes normes.

Saisissant l'opportunité, distributeurs et fabricants sont tombés très rapidement d'accord sur la constitution d'un stock minimal constant.

Pour répondre à la demande, MYRRA et ses Distributeurs se sont constitués chacun un stock disponible de 100 à 1000 pièces de toutes les variantes de secondaires en Primaire 220 V.

MYRRA

112 bis, rue du Chemin Vert
 des Mèches - BP 31
 94001 CRÉTEIL Cedex - FRANCE
 Tél. : (1) 43.76.66.83 -
 Télex : myrahig 680843 F
 Fax : (1) 43.76.81.68

Suite de la page 22.

Sensibilité à l'entrée

Avant de détailler les constituants du synoptique il est intéressant d'évaluer la sensibilité à l'entrée et pour cela nous avons recours au schéma synoptique simplifié de la **figure 2**.

La sensibilité est évaluée dans les cas extrêmes, pire des cas et meilleur des cas.

Pour le module Mitsumi le gain est maximal lorsque la tension de commande automatique du gain est voisine de zéro et ce gain est compris entre 15 et 17 dB. Pour les amplificateurs à fréquence intermédiaire, le gain sera compris entre 17 et 19 dB.

Pour le filtre à ondes de surface, la perte d'insertion est comprise entre 6 et 8 dB et finalement la sensibilité à l'entrée du PLL comprise entre -10 et -20 dBm.

Dans ces conditions à chaque étage nous avons les chiffres indiqués à la figure 2, dans le pire des cas une sensibilité à l'entrée de -51 dBm et dans le meilleur des cas -69 dBm. Ceci nous donne une valeur moyenne de -60 dBm.

Sur notre prototype, la sensibilité était voisine de -65 dBm et cette valeur est plus que convenable car elle permet au récepteur de s'adapter à quasiment

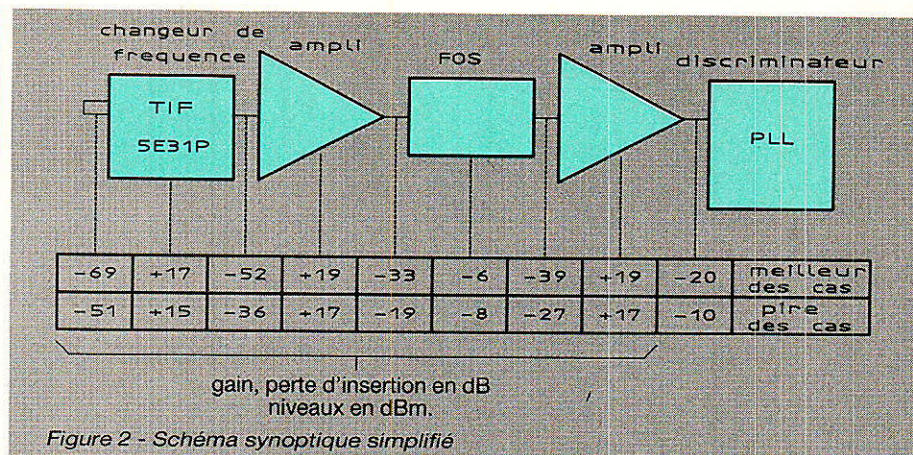


Figure 2 - Schéma synoptique simplifié

toutes les installations sans qu'il soit nécessaire d'intercaler un ampli de ligne.

Constituants du système

Nous avons relevé la courbe de gain du module Mitsumi, gain entre l'entrée 950-1750 MHz et la sortie FI à 480 MHz. Le résultat de cette mesure est donné à la **figure 3**.

Lorsque la tension de CAG passe de 0 à 2 volts le gain varie assez peu, lorsque la tension de CAG passe de 3 à 5 volts, le gain varie d'environ 30 dB.

Pour les amplificateurs à fréquence intermédiaire nous utilisons des circuits RTC NE 5205 en version CMS. Les courbes du

gain en fonction de la fréquence, pour plusieurs tensions d'alimentation, sont données à la **figure 4**.

Si la tension d'alimentation vaut environ 7 volts, le gain est voisin de 19 dB à 480 MHz.

Pour le filtre à ondes de surface, nous utilisons le modèle RFM référencé ML 1025. Brochage et schéma d'application de ce filtre sont représentés à la **figure 5**. Remarquez que le filtre est vu de dessus.

Ce filtre est probablement le meilleur filtre à ondes de surface, destiné à la réception TV par satellite, que nous ayons essayé. Les deux selfs de 40 nH agissent sur l'adaptation et donc sur la perte d'insertion globale. Cette

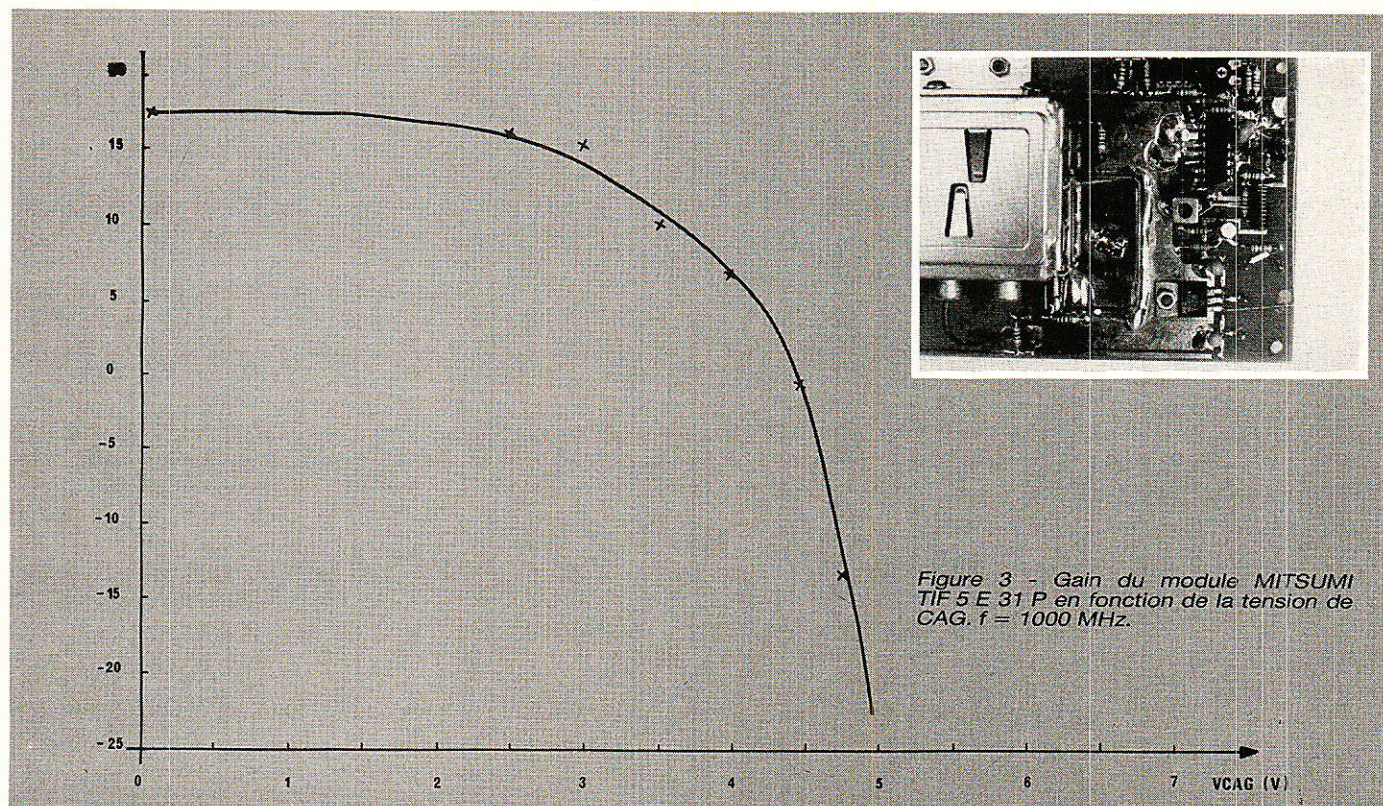


Figure 3 - Gain du module MITSUMI TIF 5 E 31 P en fonction de la tension de CAG. $f = 1000$ MHz.

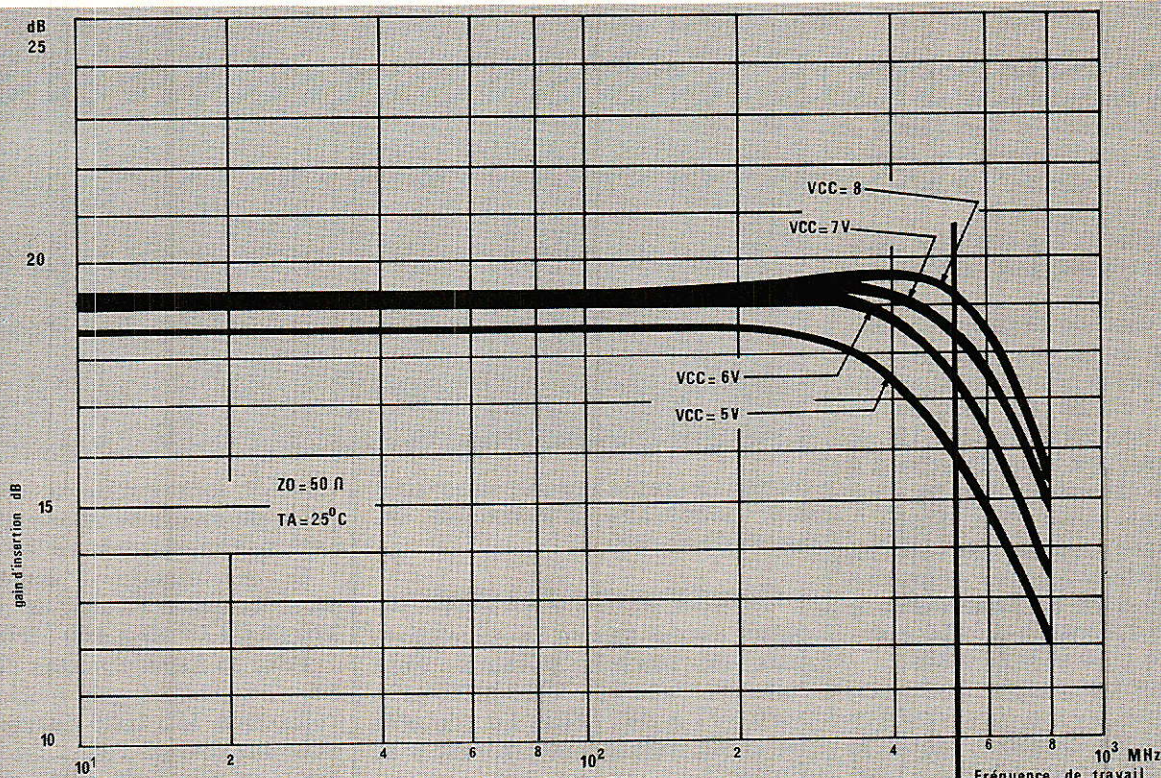


Figure 4 - Gain du NE 5205 (S21, matrice S) en fonction de la fréquence pour des tensions d'alimentation de 5 à 8 V.

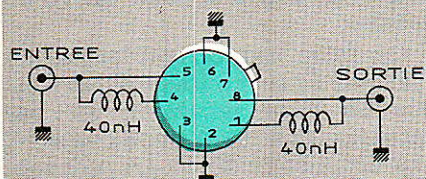


Figure 5 - brochage du filtre RFM ML 1025 et application (vu de dessus).

perle d'insertion est faible, environ 6 dB. Ce résultat est particulièrement remarquable et il faut le comparer à la perte d'insertion des filtres concurrents : Siemens ou Signal Technology.

Pour le filtre Siemens, il s'agit du modèle OFW Y 6950 et pour le

filtre Signal Technology, le module SW 504.

Dans les deux cas la perte d'insertion est voisine de 17 dB. La différence de 10 dB se traduit donc par une différence de sensibilité à l'entrée si l'on conserve le même schéma Si l'on veut

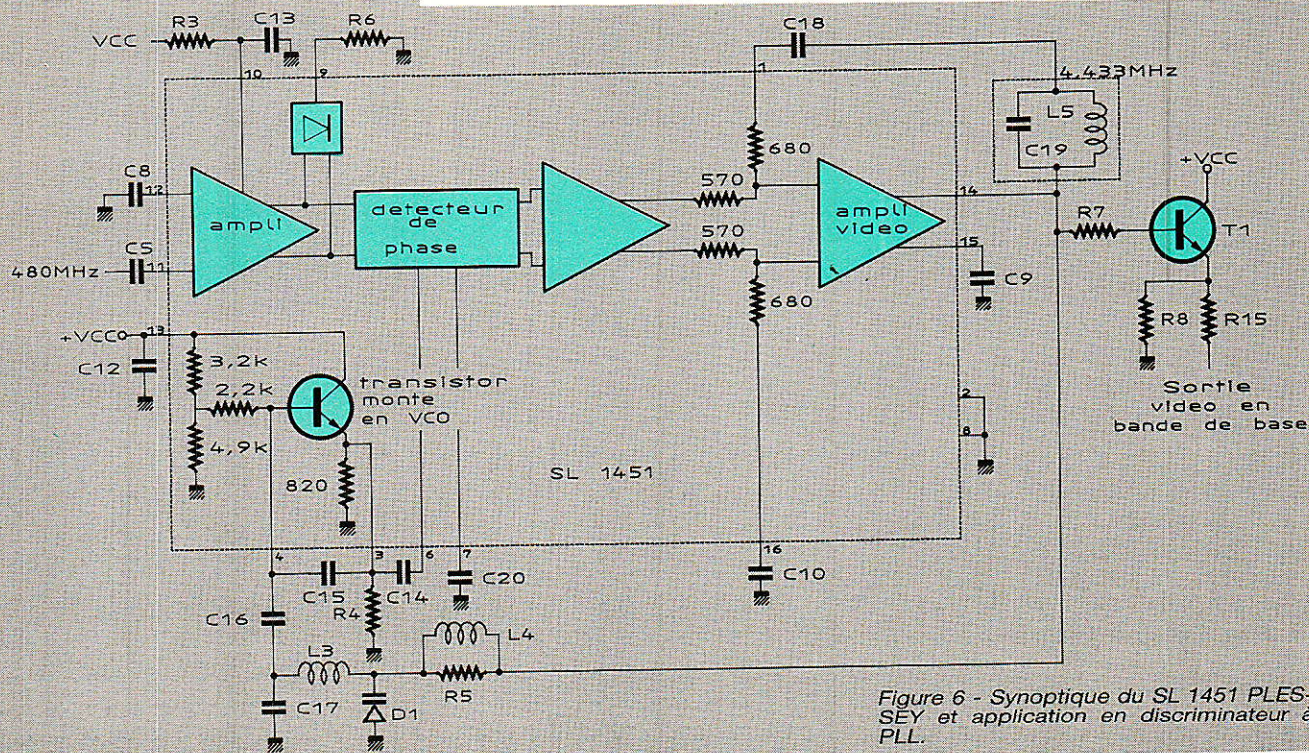


Figure 6 - Synoptique du SL 1451 PLESSEY et application en discriminateur à PLL.

atteindre la même sensibilité on doit intercaler un étage amplificateur supplémentaire dans la chaîne à fréquence intermédiaire.

Nous terminerons la description des constituants par la description du démodulateur à PLL, SL 1451 Plessey.

Le schéma synoptique interne complété par le schéma d'application est donné à la **figure 6**.

Les références des composants externes sont identiques à celles du schéma de principe général et global que nous découvrirons par la suite.

Nous ne reviendrons pas sur le fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase mais examinerons rapidement le fonctionnement du SL 1451.

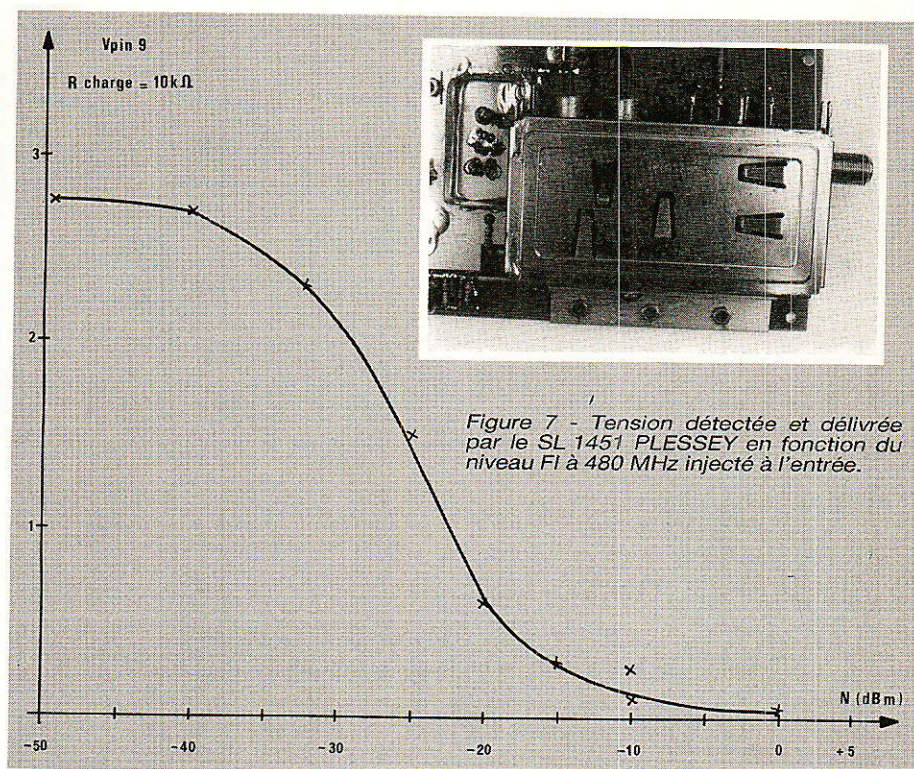
Avant tout, osons le dire, même si le principe du démodulateur à PLL est simple, la mise en œuvre de ce circuit l'est beaucoup moins.

Le VCO est bâti autour d'un transistor interne : émetteur à la broche 3 et base à la broche 4. La fréquence centrale du VCO ainsi que sa pente : $\Delta f/\Delta v$ sont déterminés par les capacités C_{15} , C_{16} et C_{17} ainsi que la self L_3 et la diode varicap D_1 . Fréquence d'entrée et fréquence du VCO sont comparées dans le comparateur de phase. Le signal résultant de la comparaison est intégré par le filtre de boucle, la sortie de l'intégrateur est finalement rebouclée sur l'entrée de commande du VCO. En fonctionnement normal, la fréquence du VCO **suit** la fréquence d'entrée. Le signal de sortie du filtre de boucle est le signal démodulé.

Le filtre de boucle intégrateur est constitué par les résistances internes de 570 et 680 ohms et l'impédance constituée par C_{18} , C_{19} et L_5 placée entre les broches 1 et 14 du circuit SL 1451. L_5 et C_{19} sont calculés pour resonner à 4433 kHz et C_{19} vaut 270 pF. Ceci donne environ 4,77 μH pour L_5 .

L'amplificateur d'entrée est un amplificateur à gain commandé et le constructeur recommande l'application en gain fixe : polarisation par la résistance R_3 .

Ce circuit a une particularité très intéressante : un détecteur interne délivre une information relative au niveau appliqué à l'entrée. Ce signal est disponible à la broche 9. Le détecteur de niveau



délivre une information en courant, une résistance de charge R_6 est placée entre broche 6 et masse pour obtenir une image en tension de ce courant. Avec $R_6 = 10\text{ k}\Omega$, la tension disponible à la broche 9 en fonction du niveau d'entrée est donnée par la courbe de la **figure 7**.

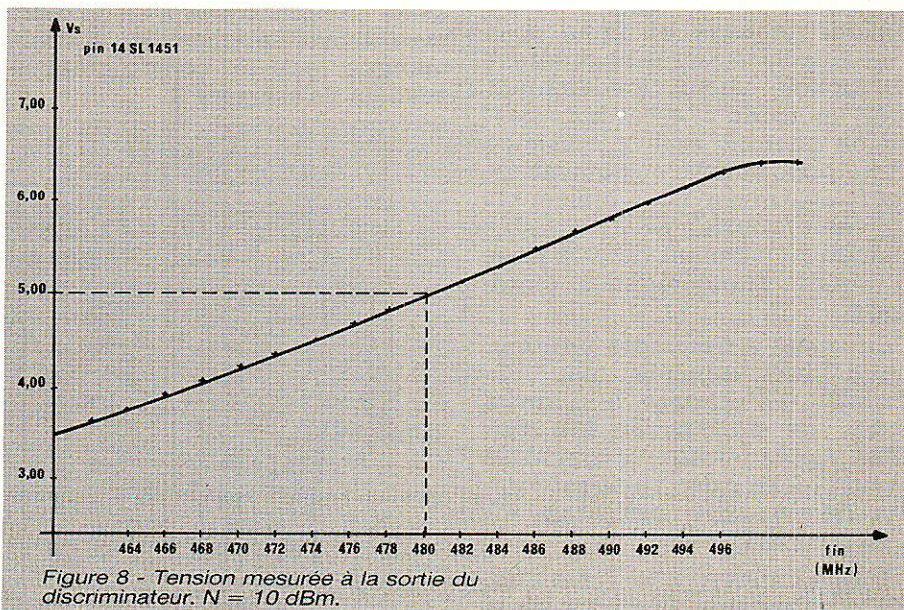
Nous voyons, sur cette courbe, que la tension de sortie diminue lorsque le niveau d'entrée augmente. Le sens de variation est incompatible avec l'entrée CAG du module Mitsumi, la tension délivrée à la broche 9 devra

être amplifiée et inversée pour attaquer l'entrée CAG du TIF 5 E 31 P.

Finalement le schéma de la **figure 8** donne la réponse du discriminateur lorsque le niveau d'entrée vaut -10 dBm . Dans ces conditions le PLL se verrouille sur une plage d'environ 40 MHz.

Schéma de principe.

Le schéma de principe complet est représenté à la **figure 9**. Le module Mitsumi reçoit les alimentations $+18\text{ V}$ et $+12\text{ V}$ et l'information commande du VCO



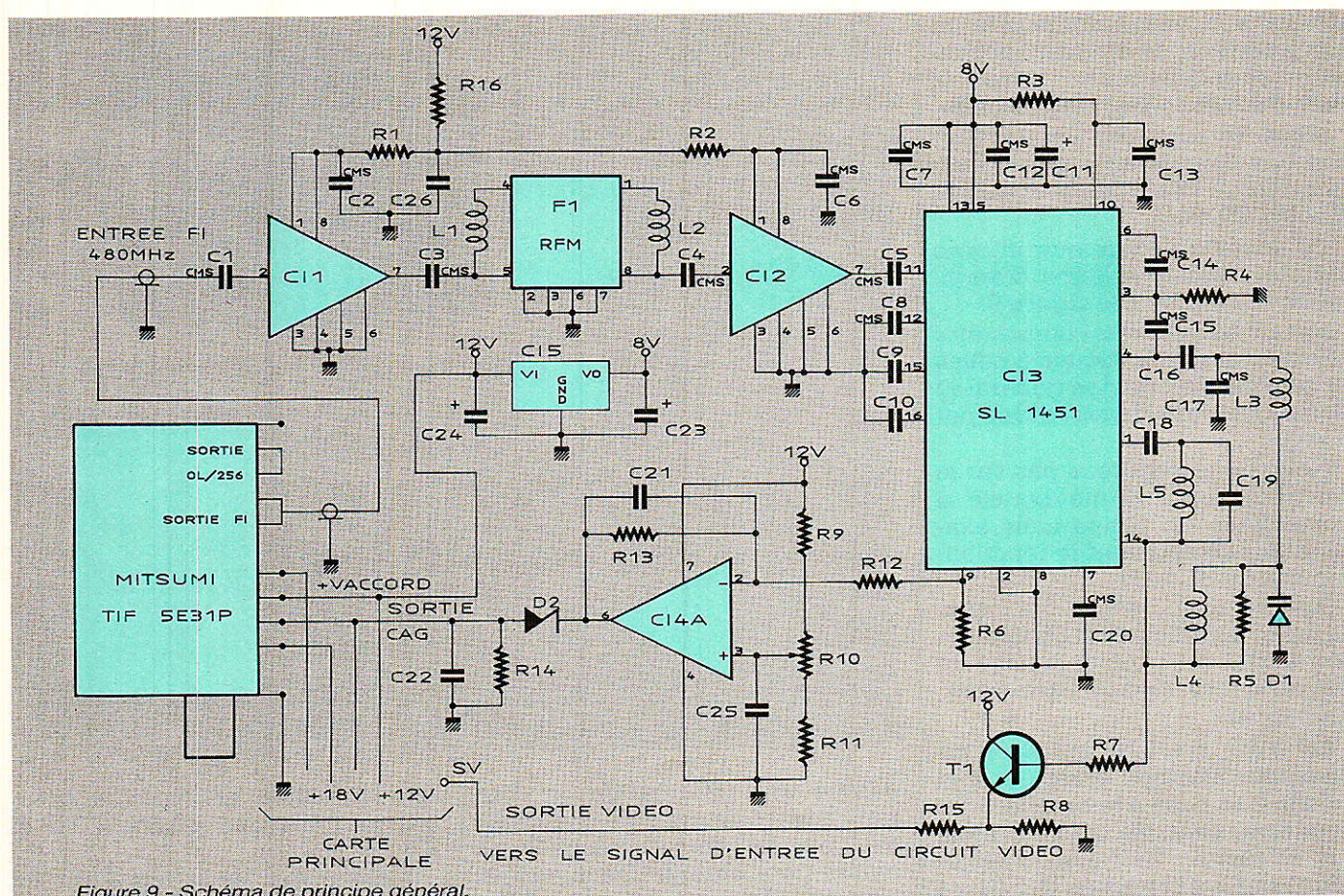


Figure 9 - Schéma de principe général.

de la carte principale décrite dans le précédent numéro.

L'entrée LNC est du type F femelle beaucoup plus classique que la prise E équipant le module CB 112/512. La sortie FI 480 MHz utilise une prise RCA femelle.

Bien que l'emploi de ces prises se soit généralisé en VHF, nous n'aimons guère les utiliser car elles sont souvent source de contacts douteux, même si en principe embase et prise sont d'un modèle légèrement différent du modèle audio. Evidemment pour un module aussi bon marché, on imagine mal la présence d'une prise subcluc ou équivalent. Pour cette raison nous utiliserons un câble coaxial KX 21 - faible diamètre - introduit dans la prise et soudé directement à l'intérieur.

Le signal à fréquence intermédiaire est amplifié par IC1 NE 5205 et attaque le filtre à ondes de surface F1 ML 1025 RFM. Après filtrage, le signal de sortie broche 8 de F1 attaque l'entrée du second amplificateur IC2 type NE 5205.

L'alimentation + 12 V est utilisée pour les amplificateurs IC1 et

IC2. La chute de tension nécessaire de 5 V est assurée par une résistance d'alimentation commune R16 et par les deux résistances R1 et R2.

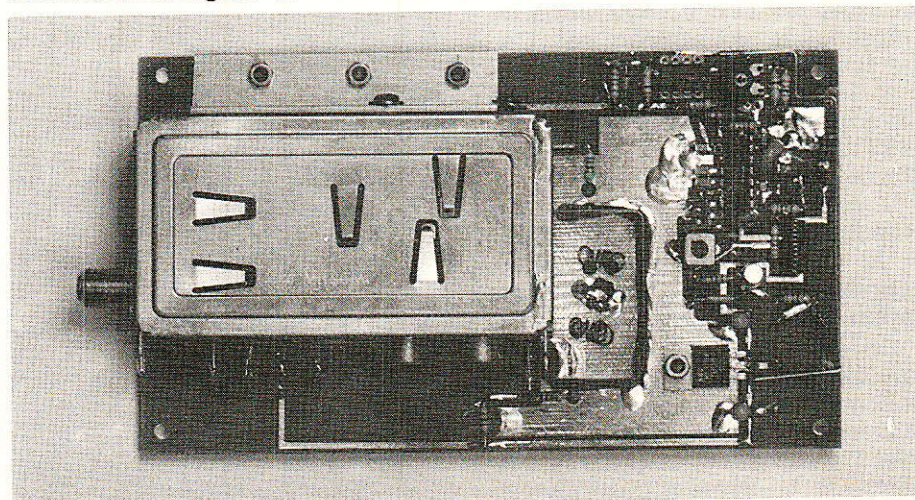
C2, C6 et C26 sont des capacités de découplage obligatoirement du type CMS.

Le signal de sortie de IC2 est injecté à l'entrée du démodulateur IC3 : SL 1451. Les composants périphériques sont conformes avec l'application recommandée par le constructeur - schéma de la figure 6.

La tension détectée est disponible à la broche 9. Cette tension est amplifiée et inversée grâce à IC4. Le pont R9, R10, R11 fixe le seuil de CAG.

Le signal de sortie de l'amplificateur opérationnel est finalement légèrement décalé par la diode D2 avant de pouvoir être appliqué à l'entrée de commande de gain du TIF 5 E JIP.

Le signal vidéocomposite est disponible sous faible impédance sur l'émetteur de T1 et la résis-



tance R_{15} fixe l'impédance de sortie à 75 ohms.

Réalisation pratique

Tous les composants, y compris le module Mitsumi sont montés sur une carte imprimée double face à trous métallisés de dimensions très voisines du module CB 112 / 512 : 90 x 160 mm.

Le tracé des pistes coté soudures est représenté à la **figure 10**, le tracé des pistes côté composants à la **figure 11**.

Première remarque, sur le prototype que nous avons réalisé, les films ont été intervertis par le fabricant de circuit imprimé et ceci nous a contraint à quelques pirouettes, surtout en ce qui concerne les amplificateurs IC_1 et IC_2 .

Il est très important de respecter la bonne position des deux tracés coté composants et coté soudure car les composants sont implantés sur les deux faces.

Le schéma de la **figure 12** représente le plan d'équipement en composants coté composants et le schéma de la **figure 13** le plan d'équipement coté soudures.

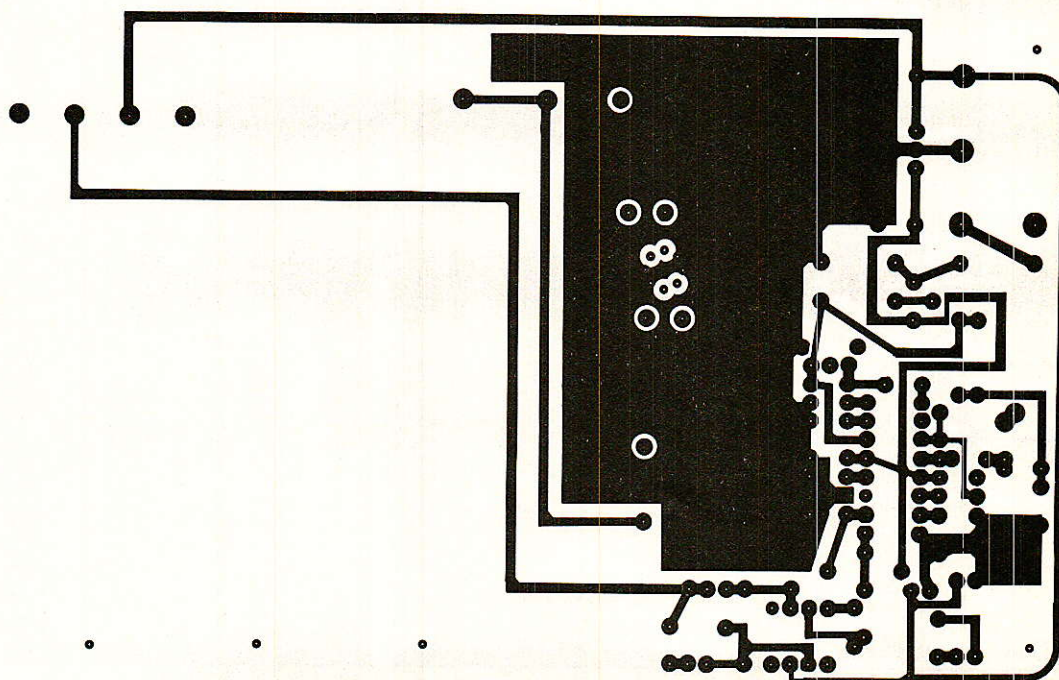


Figure 10

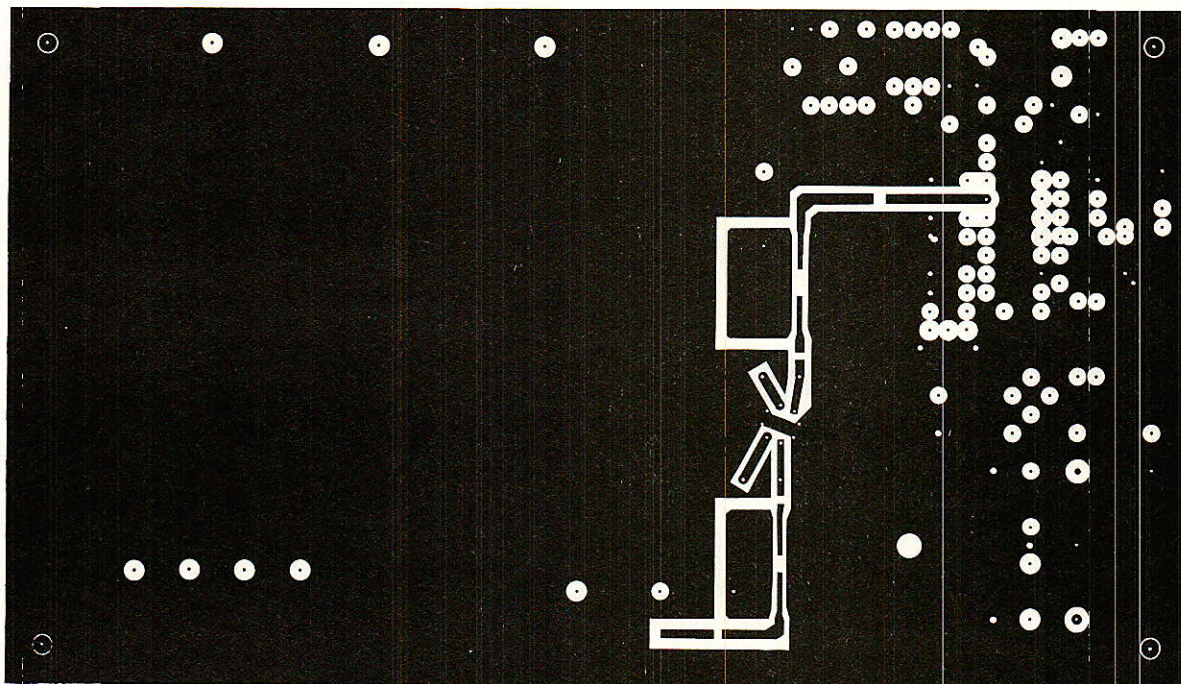


Figure 11

Pour un meilleur fonctionnement du SL 1451, un grand nombre de composants sont du type CMS et ceux-ci sont placés coté soudure : il s'agit des condensateurs C₇, C₈, C₁₂, C₁₃, C₁₄, C₁₅, C₁₇ et C₂₀.

Sur la face composants, on trouve tous les éléments traditionnels, les amplificateurs IC₁ et IC₂ en version CMS, les condensateurs de liaison C₁, C₃, C₄ et C₅

et les condensateurs de découplage C₂ et C₆.

La réalisation pratique doit être menée avec le plus grand soin, même si le soudage des capas CMS est fastidieux, celui-ci ne pose pas de problème dans le calme.

Le module Mitsumi est monté à plat sur la carte. La fixation est assurée par une cornière 15 × 15 longueur 100 mm.

En outre on soudera entre le boîtier du module et le plan de masse du circuit une tresse de masse ou éventuellement une patte de tôle étamée assurant un bon contact.

Les deux selfs L₁ et L₂ seront blindées comme le montrent les diverses photos du module mais le blindage peut être plus petit. Il doit d'ailleurs l'être si l'on veut placer les 5205 coté composants

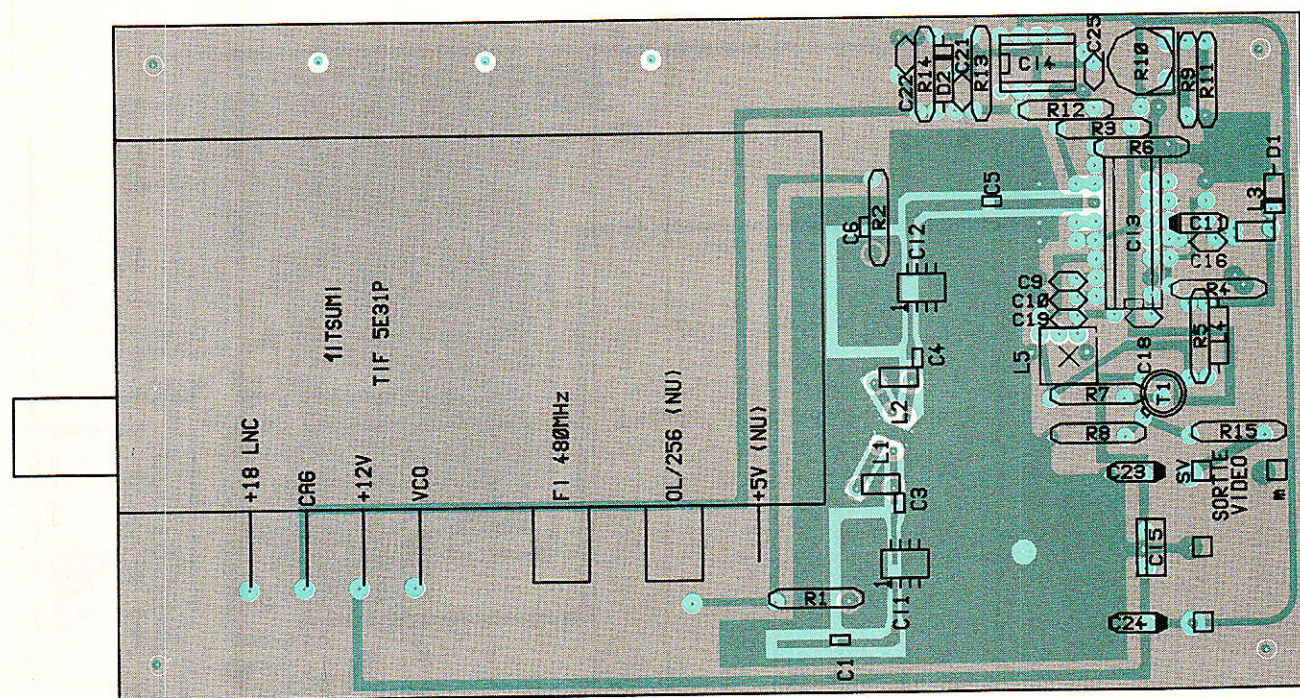


Figure 12

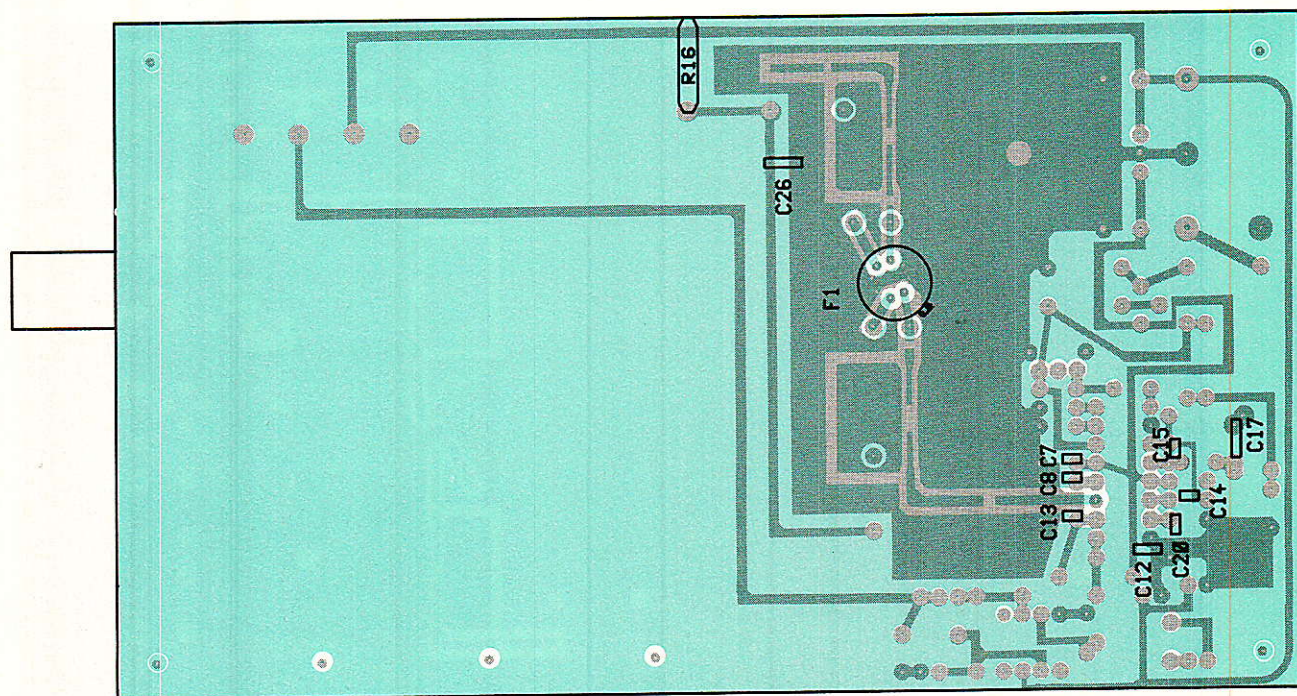


Figure 13

comme il se doit (sinon il faut replier toutes les pattes en sens inverse).

Nous supposons donc que le circuit est câblé correctement, le bon composant à la bonne place, et abordons donc le réglage des selfs L_1 à L_4 .

Réglage des selfs L_1 à L_5

Le réglage s'effectue après mise sous tension et vérification de l'établissement des diverses tensions d'alimentation : + 12 V pour le module Mitsumi, IC_4 et T_1 , + 8 V pour les broches 5 et 13 de IC_3 , + 12 V pour la résistance R_3 et finalement environ + 7 V pour les broches 1 et 8 des amplificateurs IC_1 et IC_2 .

Le réglage de cet ensemble nécessite obligatoirement l'emploi d'un générateur UHF capable de délivrer de - 40 à - 10 dBm à 480 MHz.

Diamètre et nombre de tours des selfs sont choisis en utilisant la formule de Nagaoka :

$$L \text{ (nH)} = 100 n^2 d^2 / (4 d + 11l)$$

Dans un précédent numéro nous avons donné un petit programme de calcul en Basic et l'on pourra éventuellement s'y reporter (amplis HF mini-circuits). Les selfs bobinées se règlent simplement en écartant ou en resserrant les spires. Lorsque l'on écarte les spires, la valeur de la self diminue et inversement lorsque l'on resserre les spires.

Cette caractéristique est utilisée au cours des essais : on choisit n pour une valeur L légèrement plus élevée que la valeur requise, on écarte les spires jusqu'à l'optimum, si celui-ci n'est pas atteint, on coupe la self en l'amputant d'une demi-spire ou d'une spire entière et ceci jusqu'à l'obtention du résultat souhaité.

Réglage de L_1 et L_2

Déconnecter l'entrée de IC_1 de la sortie FI du module Mitsumi.

Laisser le condensateur C_1 en place, injecter sur C_1 un niveau voisin de - 40 dBm à $f = 480$ MHz grâce au générateur UHF.

Régler L_1 et L_2 pour un niveau maximal à la sortie de l'amplificateur IC_2 .

La mesure du niveau peut se faire soit directement à la sortie de l'amplificateur IC_2 , dans ce cas dessouder provisoirement C_5 , soit en mesurant très précisément la tension continue présente à la broche 9, légèrement inférieure à 2,0 volts. A ce point de la courbe, la pente est la plus importante, la mesure n'en sera que plus précise, des petites variations de niveau se traduisant par une importante variation à la broche 9. Ne pas déconnecter le générateur UHF. Eventuellement reconnecter C_5 .

Réglage de L_3

Injecter, à l'aide du générateur, un signal à 480 MHz, niveau voisin de - 30 dBm. Régler L_3 en écartant ou resserrant les spires de manière à avoir aux bornes de la résistance R_8 une tension continue voisine de 5 volts. Faire varier la fréquence du signal injecté et observer les variations de la tension continue aux bornes de R_8 .

Comparer le résultat à la courbe de la **figure 8**.

La pente peut être légèrement différente sans inconvénient. Elle dépend en grande partie des caractéristiques de la diode D_1 . Ces caractéristiques pouvant varier d'une série à l'autre.

En l'absence de signal, le PLL n'est pas verrouillé et le point de repos n'étant pas le point milieu, c'est la raison pour laquelle un générateur est impératif pour le réglage.

En principe L_4 ne nécessite aucun réglage. On se contente d'une self à spires jointives en fil de cuivre émaillé de 8/10 comme ceci est indiqué dans la nomenclature.

Réglage de R_{10}

A ce stade nous avons deux options dépendant des performances du générateur.

Si le générateur est capable de délivrer un signal à plus de 1000 MHz, nous utiliserons la méthode suivante :

Reconnecter la sortie à fréquence intermédiaire du module Mitsumi à l'entrée de l'amplificateur IC_1 . **Déconnecter l'alimentation + 18 V LNC**. Injecter un signal à 1000 ou 1200 MHz sur l'entrée 950-1750 MHz du module, niveau = 60 dBm. Mesurer la tension continue sur la broche CAG du module, et finalement régler R_{10} de manière à amener cette tension au voisinage de 2,00 volts.

Faire varier le niveau d'entrée et observer les variations de la tension de CAG, celle-ci doit augmenter en même temps que le niveau d'entrée.

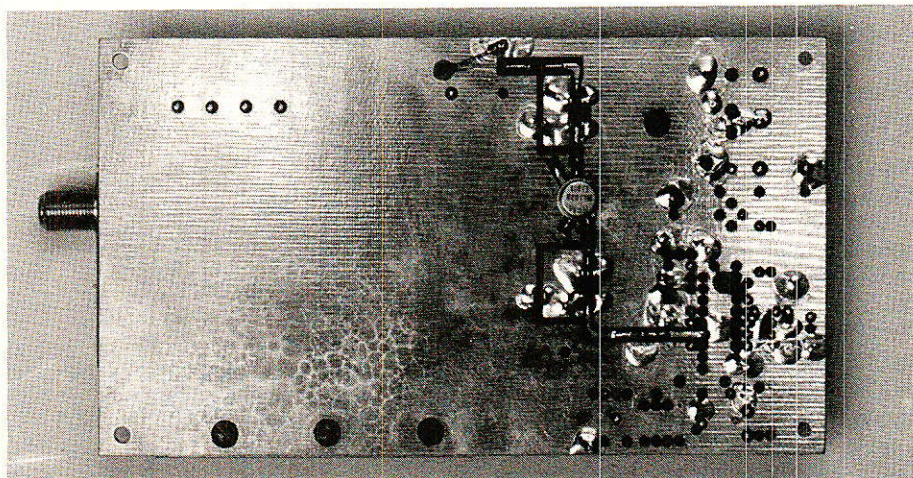
Cette information de CAG pourra éventuellement être utilisée pour visualiser l'intensité du signal reçu : échelle de diodes ou galvanomètre.

Si l'on ne dispose pas d'un générateur capable d'atteindre 1000 MHz, on procédera de la manière suivante :

Connecter le LNC, régler R_{10} en l'absence d'émission pour que la tension de CAG vaille environ 2,00 V. Vérifier le bon fonctionnement en mesurant cette tension en présence d'une émission. Comme précédemment la tension de CAG doit augmenter en présence d'émissions.

Réglage de L_5

Pour L_5 il existe aussi deux solutions. La première consiste à régler le circuit oscillant seul sur



table, et à ajuster L_5 pour que L_5 et C_{19} résonnent à la fréquence de la sous-porteuse chrominance : 4,433 MHz.

La deuxième solution consiste à régler L_5 à vue sur une image ayant des couleurs fortement saturées et antenne légèrement dépointée.

On réglera L_5 pour un minimum de « poissons » dans les couleurs fortement saturées.

A ce stade le module doit être entièrement et parfaitement réglé, il peut donc être relié définitivement à la carte principale décrite dans le précédent numéro.

Comparaison entre les deux solutions Mitsumi/RTC

D'un strict point de vue qualité des résultats : avantage à la solution Mitsumi + Plessey, les inconvénients résident dans la réalisation pratique et l'emploi de composants CMS.

Les points faibles du module Mitsumi sont finalement son entrée 950-1750 MHz unique et la présence du prédiviseur par 256 Fujitsu MB 506 H, inutile dans le cas de la synthèse de tension.

Le prédiviseur est un élément coûteux qui augmente d'autant le coût du module. La même remarque est applicable au CB 112/512.

Pour le module Mitsumi, la fréquence du VCO varie de 1430 MHz à 2230 MHz lorsque la tension de commande du VCO passe de 0 à 18 V.

Sur la carte mère nous disposons d'une tension de 30 V destinée à la commande du VCO du module RTC CB 112/512. Avec le module Mitsumi cette tension de 30 V devient inutile, elle peut simplement être remplacée par la tension de 20 V.

A propos du récepteur à CB 112/512

Une question est généralement posée : pourquoi ne pas avoir prévu un affichage de l'intensité du signal reçu ? Réponse, tout simplement parce que ceci est impossible sans intervenir dans le CB 112/512, l'information CAG étant inaccessible de l'extérieur. L'indicateur de champ est extrêmement simple à mettre en

œuvre dans cette nouvelle version.

A propos des selfs Neosid

Sur la carte principale nous utilisons deux selfs Neosid 00-5164-00 et deux selfs 00-5853-10. Les valeurs de ces selfs sont respectivement 3,2 μ H et 3 μ H.

Ces valeurs sont très voisines et il est certainement possible d'utiliser quatre selfs identiques 00-5164-00.

Si pour des raisons de disponibilité ces selfs ne pouvaient être employées, on pourrait se tourner vers les modèles suivants : 00-5313-07 : $L = 3,3 \mu$ H ou encore 00-5044-00 : $L = 3,3 \mu$ H.

Dans ce numéro, la self Neosid 00-5313-09 a une valeur de 4,7 μ H, éventuellement la self 00-5251-10 d'une valeur de 5,0 μ H

pourrait convenir à condition de modifier légèrement la valeur de C_{19} : 258 pF.

Avec les produits TOKO il est difficile de trouver une équivalence dans un format 7 x 7.

Pour la self de 4,77 μ H le modèle TOKO le plus voisin est le modèle A2, $L = 4,3 \mu$ H mais le format est 10 x 10.

Ceci clot la description du récepteur 39 canaux.

Vous avez été beaucoup plus nombreux que prévu à montrer un vif intérêt pour les circuits imprimés. Nous mettons donc tout en œuvre pour que cette opération soit un succès total.

Nous serons alors fins prêts pour ASTRA.

François de DIEULEVEULT

Nomenclature changeur démodulateur

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 10 Ω	R_9 : 56 k Ω
R_2 : 10 Ω	R_{10} : 10 k Ω ajust
R_3 : 330 k Ω	R_{11} : 1 k Ω
R_4 : 1 k Ω	R_{12} : 10 k Ω
R_5 : 1 k Ω	R_{13} : 100 k Ω
R_6 : 10 k Ω	R_{14} : 2,2 k Ω
R_7 : 100 Ω	R_{15} : 75 Ω
R_8 : 470 Ω	R_{16} : 100 Ω

Condensateurs

C_1 : 1 nF CMS
C_2 : 100 nF CMS
C_3 : 1 nF CMS
C_4 : 1 nF CMS
C_5 : 1 nF CMS
C_6 : 100 nF CMS
C_7 : 1 nF CMS
C_8 : 1 nF CMS
C_9 : 100 nF
C_{10} : 100 nF
C_{11} : 4,7 μ F
C_{12} : 1 nF CMS
C_{13} : 1 nF CMS
C_{14} : 5p6 CMS
C_{15} : 4p7 CMS
C_{16} : 4p7
C_{17} : 5p6 CMS
C_{18} : 270 pF
C_{19} : 270 pF
C_{20} : 1 nF CMS
C_{21} : 10 nF
C_{22} : 100 nF
C_{23} : 10 μ F tantale 25 V
C_{24} : 10 μ F tantale 25 V
C_{25} : 100 nF
C_{26} : 10 nF CMS

Circuits intégrés

IC ₁ : NE 5205 CMS RTC
IC ₂ : NE 5205 CMS RTC
IC ₃ : SL 1451 Plessey
IC ₄ : LF 356
IC ₅ : 7808 (TO 220)

Inductances et filtres

F ₁ : ML 1025 RFM
L ₁ : 40 nH. fil Cu emailé 6/10 : 5 tours
L ₂ : 40 nH. fil Cu emailé 5/10 : 5 tours
L ₃ : 20 nH. fil Cu emailé 8/10 : 3 tours
L ₄ : fil Cu emailé 8/10 : 11 tours
L ₅ : Neosid 00-5313-09 ($L = 4,7 \mu$ H, $Q = 120$ à 5 MHz) équivalent approximatif BTKAN 34722 TOKO (A2) avec condensateur incorporé (C ₁₉ plus nécessaire dans ce cas) mais attention aux brochage et encombrement.

Semiconducteurs

D ₁ : OF 643 RTC
D ₂ : Zener 2,7 V
T ₁ : 2 N 3904

Divers

Module changeur : Mitsumi
TIF 5 E 31 P : distribution Sonelec - Orly
1 morceau de KX 21
Circuit imprimé avec plan de masse.

Queue de foret $\varnothing$ 4 mm pour réaliser les selfs L_1 à L_4 .

« Théorie et pratique de la télévision par satellite » Michel Remoissenet - Editions Eyrolles

Bien que présente depuis quelques années déjà, la télévision par satellite ne va véritablement prendre son essor que dans les mois qui viennent. Jusqu'à maintenant, il existait peu de littérature dans le domaine hormis quelques articles publiés dans la presse spécialisée (dont Radio-Plans).

C'est donc à point nommé que l'ouvrage de M. Remoissenet arrive, peu avant le lancement d'As-tra qui va sans nul doute donner le coup d'envoi de ce marché.

Ce livre, écrit dans un style clair, concis et agréable, couvre tous les problèmes liés à la réception satellitaire, lesquels sont abordés en bon équilibre entre les données théoriques et pratiques. Il est par conséquent accessible à une large audience.

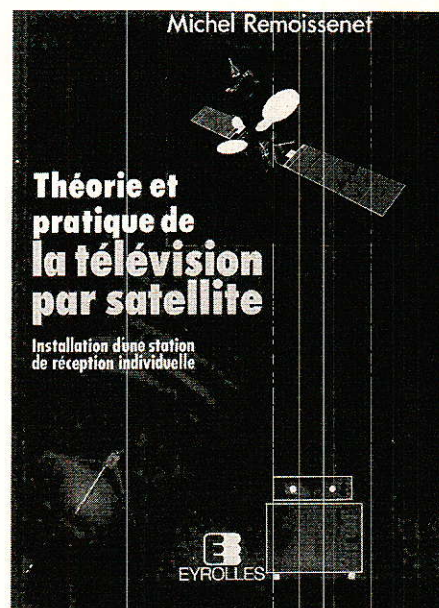
Au sommaire :

- Principe des télécommunications par satellite (avec un bon rappel sur la télévision en couleurs).
- Eléments d'une station de réception.
- Liaison satellite-station terrestre.
- Installation d'une station de réception.
- Annexes.

Dans le chapitre annexes, le lecteur dispose de l'information afférente aux programmes existants et d'une liste de fabricants, importateurs et distributeurs de matériel de réception.

Pour finir, il nous faut souligner la qualité des illustrations, schémas et iconographie.

Un volume broché de 139 pages sous couverture pelliculée 210 F.



Logique programmée et Grafcet

Des séquenceurs câblés aux microcontrôleurs
de A. Jacques, J.-C. Lafont et J.-P. Vabre - Éditions Ellipses

Dans cet ouvrage très bien architecturé, les auteurs prennent le contrepied de la démarche habituelle qui consiste à partir de la « théorie » et de généralités pour aboutir aux cas concrets. Ici, on part du concret pour avancer progressivement vers la connaissance. Cette méthode est évidemment plus fructueuse : elle correspond à la réalité.

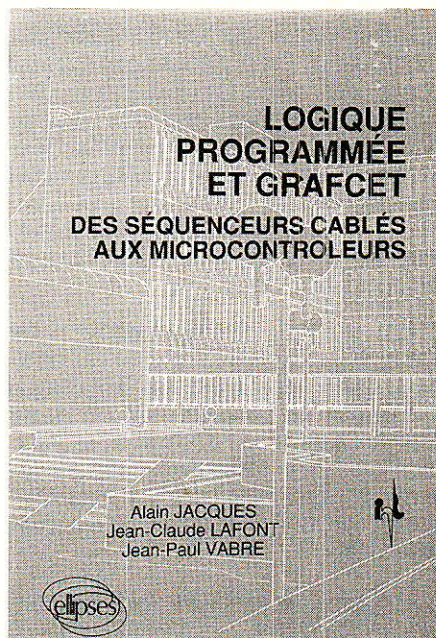
Bien qu'il s'agisse avant tout d'un livre d'enseignement, nous ne saurions que trop le conseiller à tous ceux qui veulent **apprendre** et **maîtriser** les automatismes. Nous avons en outre apprécié les citations en exergue de chaque tête de chapitre ainsi que les « défoulements » : « Let's take a break », de fin de chapitre.

Un livre qui donne à réfléchir bien au-delà du sujet qu'il traite.

Au sommaire

- Structure d'un automatisme.
- Représentation graphique du fonctionnement d'un automatisme.
- Eléments de Grafcet.
- Les séquenceurs asynchrones.
- Les séquenceurs synchrones.
- Les séquenceurs câblés.
- Les séquenceurs microprogrammés.
- Trois exemples de séquenceurs microprogrammés.
- Structure d'automate programmable.
- Programmation de l'automate.
- Utilisation du microcontrôleur 8751.
- Quelques exemples.
- Le test final.
- Le mot de la fin.
- Annexe.

Un volume broché de 288 pages - 140 F.



CANAL FRANCE : C'est pour bientôt

CANAL FRANCE

Annoncée pour le mois d'avril, la chaîne française à vocation internationale « CANAL FRANCE » ne sera vraisemblablement émise qu'à la fin de cette année, voire au début de l'année prochaine.

CANAL FRANCE diffusée sous l'égide du Ministère de la Coopération et du développement, dispose déjà, d'un transpondeur diffusant une mire et une porteuse audio loué par la D.T.R.E. à l'organisation internationale de Télécommunication par satellite, l'INTELSAT.

Le satellite devant être retenu pour cette mission est l'INTELSAT 232.5 désignation officielle, mais plus connu sous le vocable d'INTELSAT VA F 11 positionné à 27.5° de longitude Ouest.

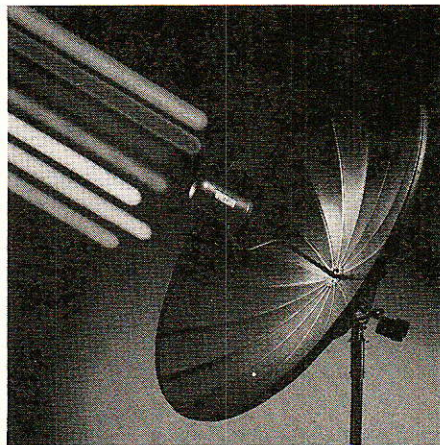
Il fait partie du Service Fixe par Satellite (S.F.S.). Cet engin orbital nous est familier puisqu'il dispose de 2 faisceaux en bande K.U., l'un axé sur et pour la desserte de la Grande-Bretagne (première, Screen Sport, etc.) et l'autre à couverture plus continentale et plus étendue distribuant notamment CNN.

Pour la transmission de CANAL FRANCE, c'est la bande C qui va de 3.7 à 4.2 GHz qui a été retenue. La polarisation dans ces fréquences allouées à l'INTELSAT est évidemment circulaire ce qui nécessite un traitement dans la source (Polarisation CD).

Quant à la zone de service elle est classifiée d'hémisphérique Est correspondant à la couverture de l'Afrique, du Moyen-Orient et bien sûr à l'Europe.

Avec une zone de réception aussi étendue, les PIREs rencontrées varient de 32 dBW maxi à 29 dBW ce qui entraîne l'utilisation de paraboles (ajourées) de 5 mètres en moyenne. Une tête de l'ordre de 50° Kelvin (0.7 dB environ) convient au traitement du signal.

Nous reviendrons en détails et en temps utile sur le côté réception.



Antenne bande C pour la réception de CANAL FRANCE et CANAL AFRIQUE (1989)

Cette information consacrée à CANAL FRANCE permet de répondre globalement au courrier de nos lecteurs demeurant en Afrique exceptés ceux de l'Afrique du Nord qui sont à la portée des satellites EUTELSAT et TELECOM (voir Radio-Plans n°488 et 489 et la suite prochaine).

Notons que la possibilité de réception d'une chaîne française, destinée principalement aux diffuseurs de l'Afrique francophone, permet également à ces populations et aux coopérants en mal de télé française de « garder le contact ».

La radio par la voie de RFI (Radio France Internationale) semble

à ce propos donner satisfaction, la TV est la suite logique...

Les anglais, par exemple, ont compris depuis belle lurette la nécessité pour les sujets de sa Gracieuse Majesté de pouvoir suivre des programmes anglophones couvrant l'Afrique et d'autres continents et s'apprêtent à créer une chaîne de l'information semblable à CNN.

La France dans le monde de l'audiovisuel (à dominante anglo-saxonne) et plus particulièrement dans le domaine des « Infos » sera-t-elle encore une fois à la traîne, il y va de l'usage du français comme langue véhiculaire.

INTELSAT 5 AF 11 : des problèmes

Depuis environ la mi-août, les téléspectateurs équipés de paraboles pointées sur INTELSAT 5 AF 11 (27.5° ouest) ont pu constater une baisse de niveau de réception et cela sur le faisceau ouest diffusant screen Sport, children channel, etc...

En effet, nous avons mesuré une chute de signal de près de 6 dB qui serait attribué à une erreur de la télémessure (pointage du faisceau).

En cette fin septembre, nous ne pouvons pas préciser si le retour à la normale peut être envisagé. Dans ces conditions, dans les sites les moins favorables (S.E. de la France), une antenne de près de 3 m s'avère actuellement nécessaire à la réception.

EUTELSAT I F5 :

Le dernier de la première génération

EUTELSAT I F5

Le 21 juillet 1988 a été mis en orbite le 4^e satellite de l'organisation EUTELSAT, portant la désignation d'EUTELSAT I F5 : I = (chiffre romain pour la génération), F = (Flight/Vol), et 5 (pour ordre).

Courant août 88 a été pratiqué la phase dite de recettes ce qui a permis le mois suivant la mise en service opérationnelle d'EUTELSAT I F5 à 13° EST.

Au terme d'une procédure de basculement des chaînes de I F1 sur F5, n'ayant point entraîné d'interruption de service, EUTELSAT I F1 a regagné sa nouvelle affectation, 16° de longitude EST où son exploitation semble être assurée par une dizaine de réservations correspondant à sa capacité de diffusion.

Avec 7, 10, 13 et 16° Est, l'EUTELSAT forme avec la S.E.S. (Société Européenne de Satellites) devant exploiter un service à 11 GHz à 19° Est, le point chaud de l'orbite géostationnaire puisque une trentaine de chaîne sont en passe d'être transmises.

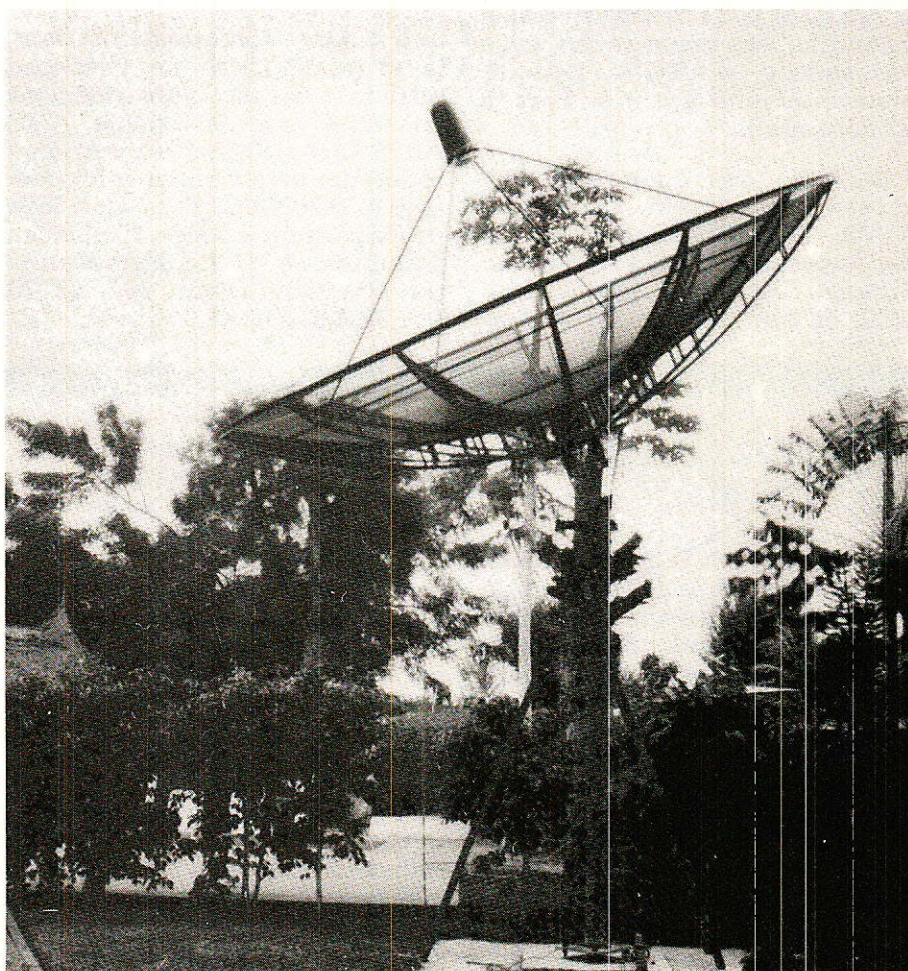
Un petit mot sur EUTELSAT I F5 qui ressemble comme deux gouttes d'eau à ses frères. En effet, EUTELSAT I F5 est équipé de 12 TOP (ou ATOP) de 20 watts pouvant assurer la transmission simultanée, même en éclipse de 10 canaux de 36 MHz dont 2 loués à France Telecom, 12,520 GHz V et 12,560 GHz V (Zone SMS, PIRE Maxi 44 dBW).

Avec une PIRE minimum garantie de 46 dBW au centre du

faisceau (Ouest et Centre) l'acquisition des satellites EUTELSAT est possible sur la France avec des paraboles de l'ordre du mètre bien que des essais classifiés de « curiosité de laboratoire » ont permis une réception marginale avec des paraboles de 77 cm off-set (partie Nord de la France).

Notons sur EUTELSAT I F4 (ex ECS 4) la diffusion de la chaîne italienne RAI Uno sur 11,007 GHz H devant être suivie de la RAI Due sur 11,042 GHz V.

Le répéteur ainsi libéré sur I F1 sera repris ultérieurement par la chaîne récréative germanophone RTL PLUS.



Antenne de 4,50 m à Abidjan réceptionnant la couverture hémisphérique est de l'INTELSAT VAF 11.

Photo J.P. KEUSCH

DERNIERE MINUTE : EUTELSAT I F 5 : des petits ennuis...

La loi des séries continue. Après TELECOM I B, TV SAT I, INTELSAT VA F 1 et METEOSAT, une anomalie de fonctionnement sur l'un des répéteurs d'EUTELSAT I F 5 a conduit les responsables de l'Organisation Européenne EUTELSAT à effectuer un réaménagement de tout le trafic d'EUTELSAT I F 1 à 13° Est sur le nouveau satellite.

Afin de garantir la non interruption des services, ni du transfert du trafic d'un emplacement orbital à un autre, il a été décidé de commuter sur EUTELSAT I F 4, les canaux de télévision et radiophonique d'EUTELSAT I F 1. EUTELSAT I F 4 sera ainsi immédiatement transféré de son emplacement de 10° à 13° Est pour reprendre le trafic de F 1, avec normalement 10 répéteurs en service à cet emplacement. La totalité du trafic via F 4 à 10° Est sera ultérieurement distribué par F 5 à 10° Est.

Une fois le transfert des services accompli, F 1 sera amené au

nouvel emplacement assigné à 16° Est, où pourront fonctionner jusqu'à 10 répéteurs, déjà loués au Royaume-Uni, à la France et à l'Espagne, qui sont signataires d'EUTELSAT.

Voici les étapes prévues pour septembre :

- Positionnement de F 4 et F 5 au même emplacement 10° Est.
- Transfert de F 5 à 10° Est de tout le trafic de F 4.
- Changement de position de F 4 de 10° Est à 13° Est et transfert de trafic de F 1 à F 4 à 13° Est.
- Changement de position orbitale de F 1 de 13° Est à 16° Est.

Quelles chaînes sur ASTRA ?

C'est un lanceur de type ARIANE IV qui, lors du vol 27, mettra en orbite le satellite de télévision directe ASTRA de la société luxembourgeoise SES (Société Européenne des Satellites). Ce vol est prévu pour le 8 novembre 88 si le calendrier est respecté. La mise en service d'ASTRA pourrait alors intervenir entre le 9 et le 23 décembre.

Du côté des opérateurs, les choses se précisent. Le groupe NEWS INTERNATIONAL dirigé par Rupert Murdoch a signé avec British Telecom International (BTI) en juin dernier, un contrat

de distribution et de marketing de 10 ans pour 4 répéteurs sur ASTRA. Rappelons que BTI et ASTRA sont liés par un accord de joint venture.

Sous le nom de SKY TELEVISION qui regroupera trois chaînes, NEWS INTERNATIONAL lancera deux chaînes nouvelles, SKY MOVIES spécialisée dans la diffusion de films et SKY NEWS, une chaîne d'informations dans le style de CNN. Le troisième maillon serait probablement constitué par la chaîne THE ARTS CHANNEL et le quatrième répéteurs serait quant à lui destiné à EUROSPORT, produit issu de l'association entre 15 chaînes membres de l'Union Européenne de Radiodiffusion et NEWS INTERNATIONAL.

Le poste de directeur général de SKY TELEVISION et D'EUROSPORT est assuré par Jim STYLES actuellement directeur de SKY CHANNEL.

Par ailleurs Robert Maxwell dont le groupe est concurrent à celui de R. Murdoch a lui aussi conclu un accord avec la British Telecom et l'éditeur WH Smith pour « monter » sur ASTRA. Cet accord porte sur la commercialisation de 7 chaînes soit :

- MTV, Children's channel, Première et Home Vidéo Company pour Maxwell et BTI,
- Screensport et Lifestyle pour WH Smith, ainsi que CNN pour Ted Turner dont les trois groupes sont actionnaires.

NOUVELLE ADRESSE JELT/C.M.

La société Jelt C.M. spécialisée dans l'étude et la fabrication de produits chimiques pour l'industrie et le grand public nous informe de son changement d'adresse. Son siège, est implanté désormais 8, rue Latérale à Courbevoie, 92400. Ces nouveaux locaux, situés dans un petit immeuble neuf, couvrent 600 m² et vont permettre à la société de poursuivre son expansion avec un taux de croissance qui, depuis sa création en 81, dépasse 30 % par an. Profitons de cette information pour présenter les nouveautés Jelt C.M. pour

la période du premier semestre 88, et tout d'abord, les produits conditionnés en atomiseurs comme le sont la majorité des produits de la marque.

- Produit de retouche sur aluminium anodisé. Cette peinture cellulosique existe en 6 coloris dans les teintes or, argent et noir. On pense tout de suite aux faces avant d'appareils HiFi ayant subi de mauvais traitements.

- Une graisse multi usages convenant à une multitude d'applications mécaniques, tant en milieu industriel qu'à la maison.

Sous d'autres formes de conditionnement, voici deux produits qui rejoignent la gamme spécialisée pour l'électronique.

- L'étamage à froid qui dépose

par trempage une épaisse couche d'étain sur les pistes de circuits imprimés. Conditionnement par litre, ½ litre et ¼ de litre.

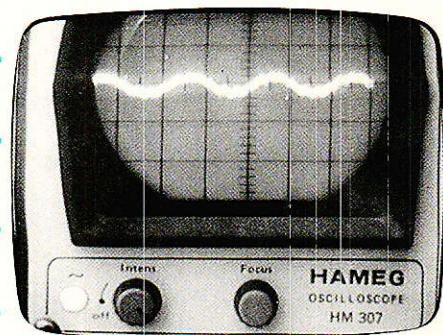
- Le vernis conducteur à l'argent qui permet la réparation des circuits imprimés, des fragiles claviers souples ou encore des lunettes arrière dégivrantes dans les automobiles. Ce vernis autorise le passage de courants forts comme de courants faibles. Conditionnement en petit flacon.

Enfin, pour une foule d'application, un stylo applicateur de colle cyanoacrylate dont on appréciera le côté pratique.

Jelt C.M.

Tél. 47.88.36.73 - Telex 615 556 F

Un oscilloscope à mémoire qui s'ignore



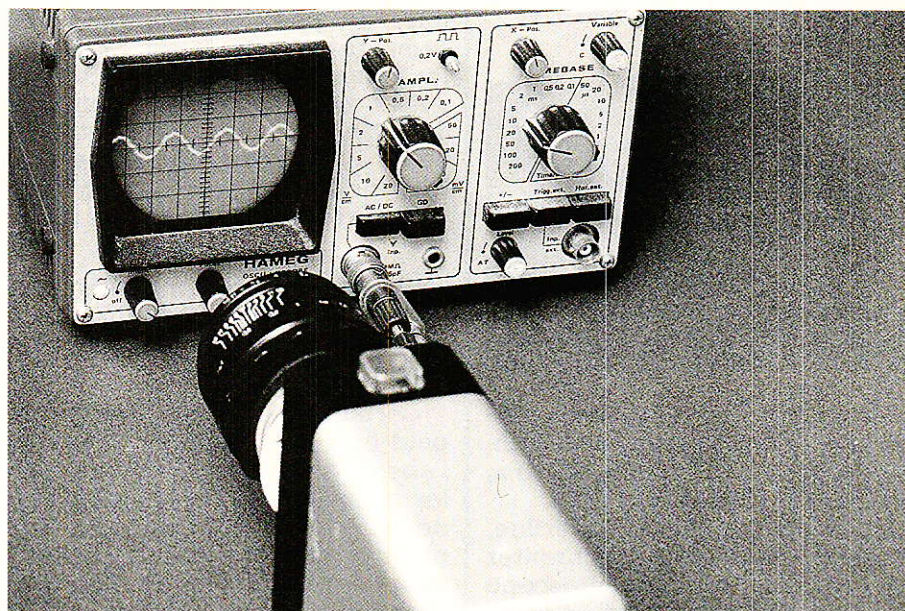
L'oscilloscope à mémoire est un magnifique instrument sans lequel bien des mesures seraient pratiquement impossibles.

Même si la généralisation des techniques digitales fait baisser les prix tandis que les performances s'améliorent, l'amateur est encore bien loin de pouvoir s'offrir ce genre de matériel !

Par contre, beaucoup de nos lecteurs sont équipés d'un magnétoscope, voire d'une caméra vidéo : filmer l'écran de l'oscilloscope est une idée qui mérite d'être creusée, puisque l'arrêt sur image est possible sur pratiquement tous les magnétoscopes...

Naissance d'un besoin

Ceux de nos lecteurs qui ont suivi notre série d'articles sur les systèmes de télécommande connaissent bien le MM 53200 : ce circuit intégré numérique peut indifféremment servir de codeur et de décodeur dans des systèmes réputés « inviolables » : douze bits programmables librement par l'utilisateur donnent naissance à 4096 combinaisons possibles.



Pour les essayer toutes, il faudrait une bonne heure à un opérateur courageux...

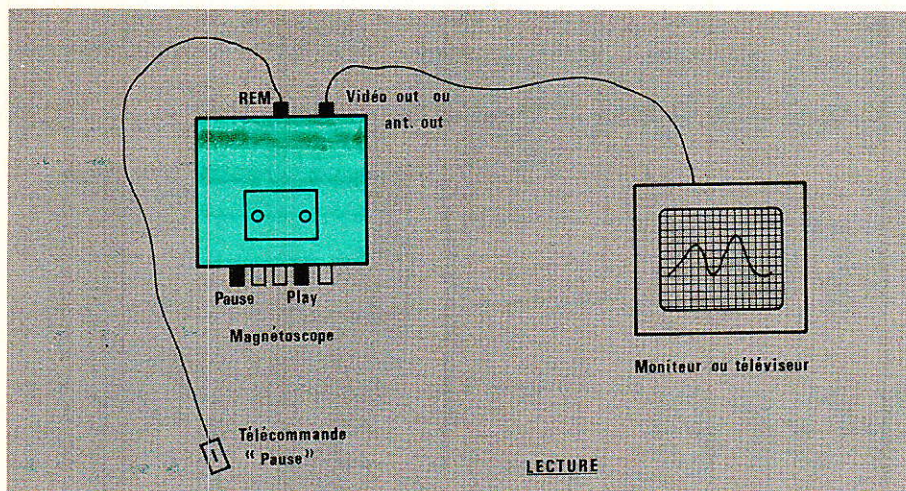
Lorsque la télécommande s'opère par radio (27 MHz), la clef du code peut être captée par le premier récepteur venu. L'identifier est une toute autre affaire, car chaque ordre dure à peine une seconde tandis qu'il faut près d'une minute pour déchiffrer correctement l'oscillogramme.

Confronté à ce problème, l'auteur a songé à filmer en vidéo l'écran d'un oscilloscope aussi

courant que possible, puis à utiliser l'arrêt sur image. La qualité des résultats obtenus constitue un encouragement à employer la même méthode dans toutes sortes de cas similaires.

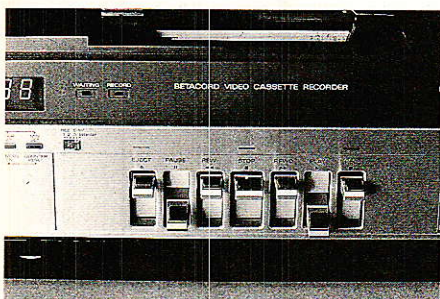
Une technique simple

Photographier des oscillogrammes n'est pas toujours facile pour un opérateur n'ayant pas l'habitude de ce travail : les réglages à utiliser diffèrent fort de ceux utilisés en photo tradi-



tionnelle, et la pose longue n'est pas toujours possible.

En vidéo, pas besoin d'attendre le développement de la pellicule pour analyser ses erreurs : l'écran de contrôle permet d'obtenir très vite une excellente image.



La plupart des caméras modernes possèdent de larges possibilités de prises de vues « macro », c'est-à-dire en très gros plan.

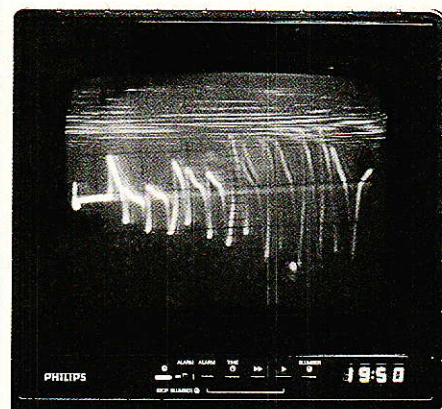
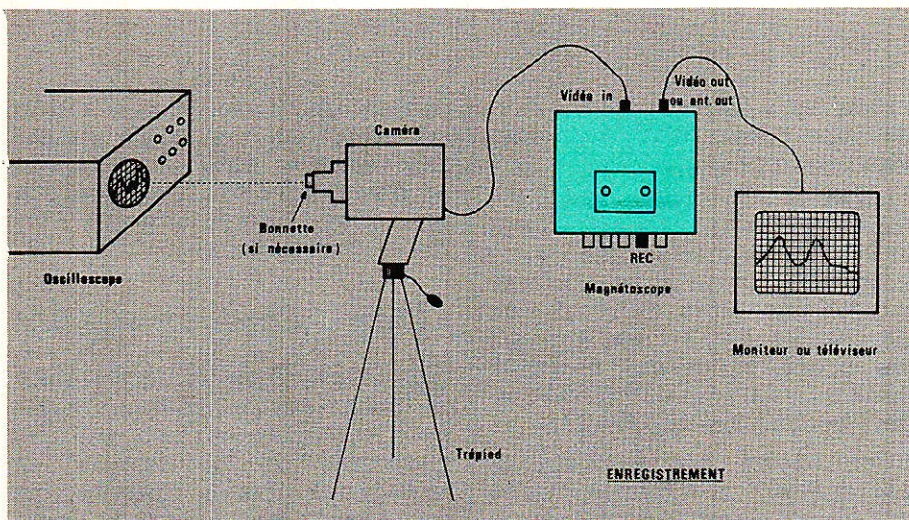
La couleur étant ici superflue, on peut d'ailleurs se contenter de raccorder au magnétoscope une caméra noir et blanc d'occa-

sion du genre de celles utilisées dans les installations de surveillance : on peut s'en procurer assez facilement à des prix dérisoires.

Si l'objectif ne permet pas une mise au point à distance suffisamment courte, il est facile de lui ajouter une lentille additionnelle ou « bonnette » obtenue chez le premier photographe venu. A la limite, une loupe pas trop forte ou un verre de lunettes (pour presbyte) peut parfois suffire.

Un trépied (ou tout bricolage équivalent) est souhaitable pour maintenir la caméra bien immobile en face de l'écran.

Certains lecteurs émettront peut-être des craintes quant à l'absence de synchronisme entre les balayages de l'oscilloscope et de la caméra. En pratique, les phénomènes de **rémanence** masquent à peu près totalement les problèmes de cette nature.



Lors de la lecture de la cassette, il faudra de bons réflexes pour arrêter la bande au bon endroit, d'autant que des parasites affectent souvent les images ainsi immobilisées : s'ils tombent au mauvais endroit, il faut avancer un peu.

L'idéal est évidemment un magnétoscope « haut de gamme » muni de possibilités de ralenti avant et arrière en plus de l'arrêt sur image.

A défaut, on se tire très bien d'affaire avec un peu de patience, surtout si l'on se sert de la télécommande par fil de la fonction « pause » : c'est bien plus précis et beaucoup plus pratique que d'appuyer sur la touche de l'appareil !

D'autres avantages

Une cassette vidéo offre couramment trois ou quatre heures d'enregistrement ininterrompu. Il est tentant de profiter de cette capacité pour mettre sous « haute surveillance » un circuit sujet aux pannes intermittentes ou à une dérive : rien de plus facile que d'« échantillonner » la cassette enregistrée pour obtenir un « résumé » de ce qui s'est passé pendant ces quelques heures.

Votre ensemble vidéo habituel peut donc non seulement vous servir d'oscilloscope à mémoire, mais aussi d'enregistreur beaucoup plus rapide que les appareils à défilement de papier.

Ne vous privez surtout pas de ces vastes possibilités !

Patrick GUEULLE

Les monostables

Les monostables, one-shots dans la littérature anglosaxonne, sont d'un emploi fréquent en électronique. Comme pour tous les circuits utilisés couramment, on finit souvent par en oublier les règles simples de bonne utilisation, ce qui conduit inévitablement à de mauvais fonctionnements. Leurs applications découlent de deux fonctions générales :

- calibrage temporel d'impulsions.
- Génération de retards « programmables »

A l'instar de nombreux circuits actifs impulsifs, les monostables ont successivement été élaborés avec des tubes, des transistors, des amplis opérationnels et des portes logiques.

Aujourd'hui on préfère exploiter, à chaque fois que cela est possible, les circuits logiques dédiés en technologies LSTTL, CMOS, HCMOS, voir ECL pour l'électronique rapide.

Notre propos sera donc de vous présenter les circuits dédiés les plus courants.

Nous n'aborderons pas le cas de 555 dans ses différentes versions : il nécessiterait un très long développement à lui seul. Nous aurons l'occasion d'en reparler pour les versions CMOS qui autorisent une foule d'applications nouvelles.

Tout d'abord, qu'est-ce qu'un monostable ?

Comme son nom le laisse entendre, c'est un dispositif qui ne possède qu'un état stable, contrairement au bistable (deux états stables) ou à l'astable (pas d'état stable).

L'état instable est réglable en durée et déterminé par une fonction de la constante de temps d'un réseau passif, généralement externe. On pourrait concevoir des monostables à partir de compteurs programmables attaqués par une fréquence d'horloge donnée. Ce n'est pas le but de cet exposé où nous nous proposons principalement d'étudier les monostables courants en circuits logiques TTL, LSTTL, CMOS et HCMOS.

La durée de l'état instable, qui est provoqué par une transition entre deux niveaux ou par un niveau sur une entrée adéquate, est appelée période du monostable.

A la fin de la période, le dispositif revient dans son état stable.

Il faut ici faire la distinction entre deux types de monostables : les redéclenchables (retriggerable) et les non-redéclenchables. Les premiers repartent pour une période si une impulsion de déclenchement intervient durant la période en cours. Les seconds ne peuvent pas être redéclenchés même pendant un certain laps de temps après la période : cette durée s'appelle temps de recouvrement et impose une fréquence maximal d'exploitation $1/(T_{\min} + t_r)$

Règles générales d'utilisation :

Lorsqu'on se réfère aux tableaux de sélection joints sur les circuits monostables TTL, CMOS et HCMOS, la période notée t_w est donnée en fonction de R_{ext} et C_{ext} respectivement en $k\Omega$ et en pF , ce qui conduit à un temps libellé en ns. Pour les

monostables non redéclenchables, il existe une spécification sur le rapport cyclique qui définit la fréquence maximale de déclenchement en fonction de la résistance de temporisation, R_{ext} (pour le temps de recouvrement).

Dans tous les cas, cette résistance est reliée entre le V_{cc} (alimentation positive) ou une autre tension positive par rapport à la masse du circuit et la borne notée $R_{\text{ext}}/C_{\text{ext}}$. Le condensateur C_{ext} est quant à lui relié entre les broches notées « $R_{\text{ext}}/C_{\text{ext}}$ » et « C_{ext} » pour un fonctionnement connect. Dans certains cas, et pour certains circuits, la broche « C_{ext} » peut être connectée à la masse (pour le 74 C 221, LS 123) mais, attention, cette opération conduit le plus fréquemment pour d'autres circuits à un mauvais fonctionnement, voir à plus de fonctionnement du tout. R_{ext} et C_{ext} sont les deux seuls éléments qui caractérisent la période du monostable, la valeur de la capacité extérieure pouvant varier

Tableau des monostables TTL courants

Référence	Nombre de monostables par boîtier	Redéclenchable	Reset	Condensateur externe min max en μF	Résistance externe min max en $\text{k}\Omega$	Equation de temporisation période, t_w en ns, R en $\text{k}\Omega$ et C en pF pour $C_{\text{ext}} \geq 1\,000\text{ pF}$
54 121 74 121	1 1	non non	oui oui	0 1000 0 1000	1,4 30 1,4 40	$t_w = \text{KRC} (1 + 0,7/\text{R})$ $\text{K} = 0,7$
54 LS 122 74 LS 122	1 1	oui oui	oui oui	pas de limitation	5 180 5 260	$t_w = \text{KRC}$ $\text{K} = 0,37$
54 123 74 123	2 2	oui oui	oui oui	pas de limitation	5 25 5 50	$t_w = \text{KRC} (1 + 0,7/\text{R})$ $\text{K} = 0,34$
54 L 123 74 L 123	2 2	oui oui	oui oui	pas de limitation	5 200 5 400	$t_w = \text{KRC} (1 + 0,7/\text{R})$ $\text{K} = 0,29$
54 LS 123 74 LS 123	2 2	oui oui	oui oui	pas de limitation	5 180 5 260	$t_w = \text{KRC}$ $\text{K} = 0,37$
54 LS 221 74 LS 221	2 2	non non	oui oui	0 1000 0 1000	1,4 70 1,4 100	$t_w = \text{KRC}$ $\text{K} = 0,7$

Les équations déterminant la période ne sont valables que pour $C_{\text{ext}} \geq 1\,000\text{ pF}$ en tenant compte de la zone de validité sur R_{ext} et C_{ext} . K est constant pour $C_{\text{ext}} \geq 1\,000\text{ pF}$. Pour $C_{\text{ext}} < 1\,000\text{ pF}$, se référer aux courbes annexées.

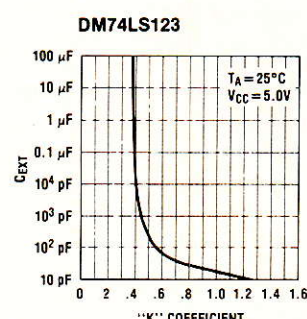
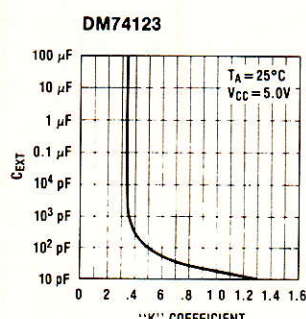
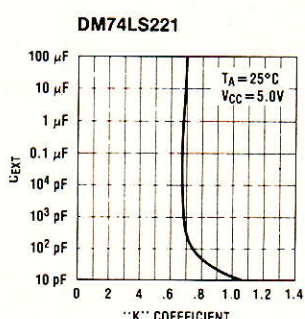
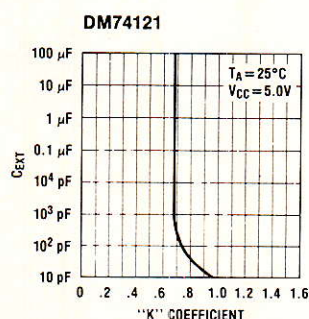


Tableau des monostables CMOS et HC CMOS courants

Référence	Nombre de monostables par boîtier	Redéclenchable	Reset	Condensateur externe en μF	Résistance externe en $\text{k}\Omega$ min max	Equation de temporisation pour $C_{\text{ext}} \geq 1\,000\text{ pF}$ période t_w en ns R en $\text{k}\Omega$ et C en pF
54 HC 123 74 HC 123	2 2	oui oui	oui oui	pas de limitation	2 * 2 *	$t_w = \text{RC}$
54 C 221 74 C 221	2 2	non non	oui oui	pas de limitation	5 * 5 *	$t_w = \text{RC}$
54 HC 221 74 HC 221	2 2	non non	oui oui	pas de limitation	2 * 2 *	$t_w = \text{RC}$
54 HC 423 74 HC 423	2 2	oui oui	oui oui	pas de limitation	2 * 2 *	$t_w = \text{RC}$
CD 4528BM CD 4528BC	2 2	oui oui	oui oui	pas de limitation	5 * 5 *	$t_w = 0,2 \text{ RC} \ln (V_{\text{DD}} - V_{\text{SS}})$
CD 4538BM CD 4538BC	2 2	oui oui	oui oui	pas de limitation	5 * 5 *	$t_w = \text{RC}$
54 HC 4538 74 HC 4538	2 2	oui oui	oui oui	pas de limitation	1 * 1 *	$t_w = \text{KRC}$ $\text{K} = 0,7$

* R_{ext} maximum est fonction du courant de fuite de C_{ext} et de la résistance de surface du circuit.

entre quasiment 0 et la valeur maximale spécifiée.

Il faut toujours veiller à placer R_{ext} et C_{ext} le **plus près possible** du circuit intégré lors des opérations d'implantation, que ce soit au plan mécanique ou électrique.

Toute distance trop importante causerait des erreurs en ce qui concerne la durée programmée d'après les abaques ou l'équation donnant t_w , à cause de l'impédance série aussi ajoutée (aussi bien résistive que selfique) qui impose une chute de tension entre le condensateur et le circuit. Etant donné que les dispositifs sont tous élaborés autour de la charge du condensateur jusqu'à un niveau de référence interne, qui entre sur un comparateur, toute tension dans la maille du condensateur externe autre que celle aux bornes du condensateur lui-même induit des erreurs. En général on obtient de la sorte des durées plus courtes que celles prévues.

N'oublions pas non plus que la stabilité en fonction de la température ainsi que la précision des éléments passifs interviennent dans l'obtention d'un bon résultat. On choisira de préférence des condensateurs à faible fuite avec un diélectrique présentant de bonnes caractéristiques d'absorption.

Pour les petites constantes de temps on s'orientera vers les condensateurs au mica, au polystyrène, au polypropylène ou au polycarbonate. Pour les plus grandes constantes de temps, la préférence ira vers le tantale solide ou les condensateurs aluminium (chimiques).

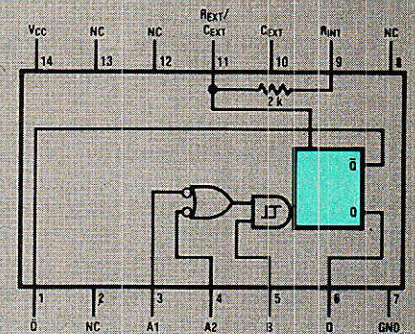
Généralement, si une capacité présente un courant de fuite approchant les 100 nA ou si la capacité répartie du câblage est supérieure à 50 pF, les équations données dans les tableaux 1 et 2 conduisent à une largeur d'impulsion différente de celle constatée en pratique.

Tous les monostables présentés ici disposent d'au moins deux entrées de déclenchement, une sur front montant, l'autre sur front descendant. Il est nécessaire de se reporter à la table de vérité associée à chaque brochage.

Certains peuvent être déclenchés par un front montant sur

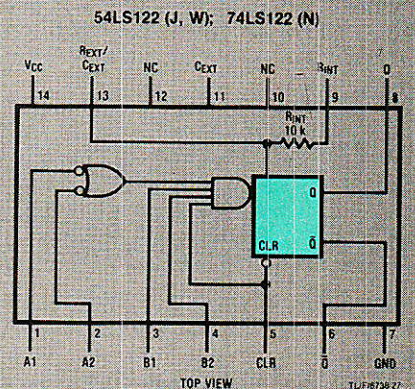
'121

Inputs			Outputs	
A1	A2	B	Q	$\bar{Q}$
L	X	H	L	H
X	L	H	L	H
X	X	L	L	H
H	H	X	L	H
H	↓	H	⌋	⌋
↓	↓	H	⌋	⌋
L	X	↑	⌋	⌋
X	L	↑	⌋	⌋



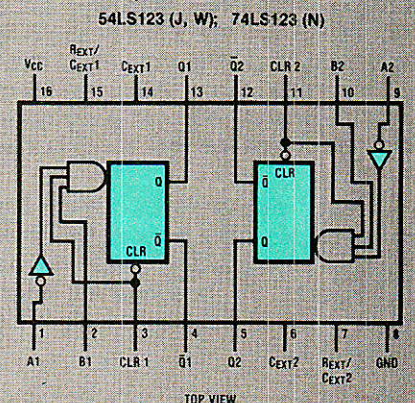
'122 Retriggerable One-Shots with Clear

Clear	Inputs				Outputs	
	A1	A2	B1	B2	Q	$\bar{Q}$
L	X	X	X	X	L	H
X	H	H	X	X	L	H
X	X	X	L	X	L	H
X	X	X	X	L	L	H
X	L	X	H	H	L	H
H	L	X	↑	H	⌋	⌋
H	L	X	H	↑	⌋	⌋
H	X	L	H	↑	⌋	⌋
H	X	L	H	H	⌋	⌋
H	↓	↓	H	H	⌋	⌋
H	↓	H	H	H	⌋	⌋
H	L	X	H	H	⌋	⌋
↑	X	L	H	H	⌋	⌋



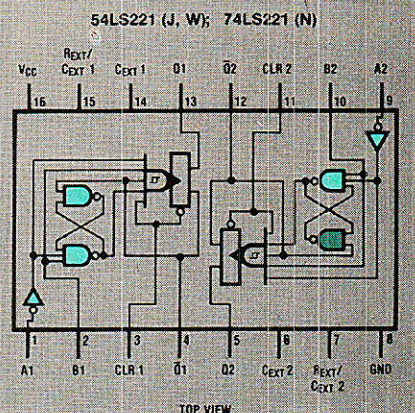
'LS123

Clear	Inputs		Outputs	
	A	B	Q	$\bar{Q}$
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	⌋	⌋
H	↓	H	⌋	⌋
↑	L	H	⌋	⌋



'221 Dual One-Shots with Schmitt Trigger Inputs

Clear	Inputs		Outputs	
	A	B	Q	$\bar{Q}$
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	⌋	⌋
H	↓	H	⌋	⌋
↑	L	H	⌋	⌋



H = HIGH Level
L = LOW Level
↑ = Transition from LOW-to-HIGH
↓ = Transition from HIGH-to-LOW
⌋ = One HIGH Level Pulse
⌋ = One LOW Level Pulse
X = Don't Care

l'entrée « clear » (cas des LS 122, LS 123, LS 221, HC 123). D'autres possèdent des entrées trigger de schmitt (121, LS 221).

Les monostables de la famille 121, 221 ne sont pas redéclenchables.

Lorsqu'on emploie un condensateur électrochimique pour Cext, les notices préconisent souvent de placer une diode de commutation rapide pour les monostables TTL, comme indiqué en **figure 1**. Cette diode n'est pas nécessaire et même parfois nuisible dans le cas de circuits LS TTL, CMOS et HCMOS. De même n'est-elle pas recommandée dans les applications où on utilise le redéclenchement.

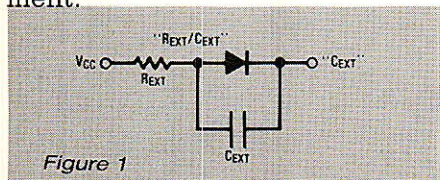


Figure 1

En TTL elle sert à éviter des courants de fuite inverses importants.

Le LS 221 est le **seul** monostable présenté où, dans le cas de l'emploi d'un condensateur polarisé en Cext, la borne positive (anode) devra être reliée à Cext.

Pour **tous** les autres, ce sera toujours la cathode du condensateur qui sera reliée à la borne Cext.

Il est primordial, avec les monostables plus encore qu'avec d'autres circuits logiques, de ne pas laisser de broches en l'air, broches de déclenchement ou de remise à zéro.

Quelques applications courantes :

Discriminateur de bruit (figure 2)

Avec ce circuit, toute impulsion de durée inférieure à la période

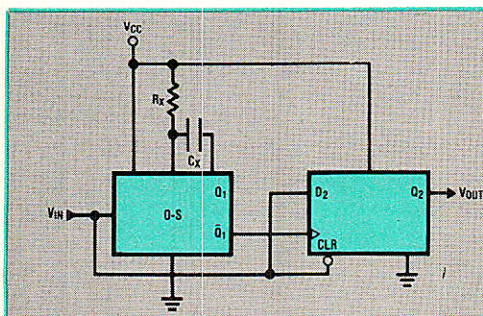


Figure 2

MM54HC123 (J); MM74HC123 (J, N)
MM54HC221 (J); MM74HC221 (W, N)

Inputs			Outputs	
Clear	A	B	Q	Q̄
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	⌊	⌋
H	↓	H	⌊	⌋
H	↑	L	⌊	⌋

MM54HC423/MM74HC423
54HC423 (J) 74HC423 (J, N)

Inputs			Outputs	
Clear	A	B	Q	Q̄
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	⌊	⌋
H	↓	H	⌊	⌋
H	↑	L	⌊	⌋

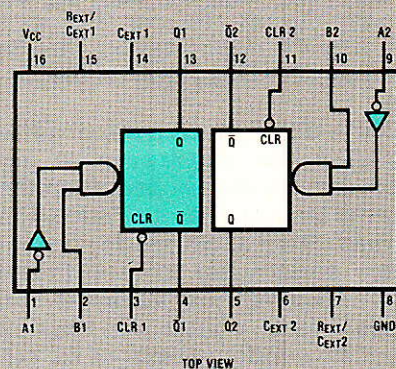
MM54C221
MM74C221

Inputs			Outputs	
Clear	A	B	Q	Q̄
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	⌊	⌋
H	↓	H	⌊	⌋
H	↑	L	⌊	⌋

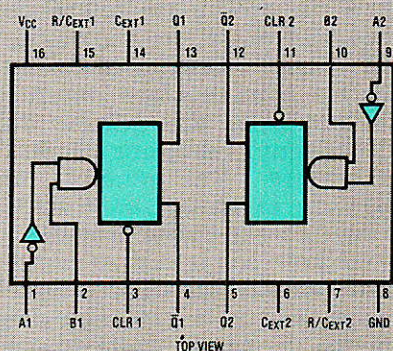
MM54HC4538/MM74HC4538
54HC4538 (J) 74HC4538 (J, N)

Inputs			Outputs	
Clear	A	B	Q	Q̄
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↓	⌊	⌋
H	↑	H	⌊	⌋
H	↓	L	⌊	⌋

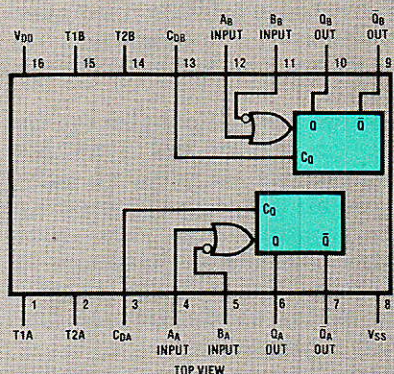
H = HIGH Level
L = LOW Level
↑ = Transition from LOW-to-HIGH
↓ = Transition from HIGH-to-LOW
⌊ = One HIGH Level Pulse
⌋ = One LOW Level Pulse
X = Don't Care



TOP VIEW



TOP VIEW



TOP VIEW

Le HC 423 a le même brochage que le HC 123. Les CD 4528, CD 4538 et HC 4538 ont le même brochage et la même table de vérité.

du monostable, ne sera pas prise en compte. La sortie Q_2 de la bascule D « suit » l'impulsion d'entrée avec son front montant retardé par la durée (période) choisie.

Discriminateur de fréquence (figure 3)

A l'aide d'un monostable et d'un intégrateur sommaire (réseau R, C du 1^{er} ordre) ou réalise un convertisseur fréquence-tension. La largeur de l'impulsion délivrée par le monostable étant constante, la tension issue du réseau R_1, C_1 sera proportionnelle à la fréquence d'entrée (dispositif à redéclenchement nécessaire).

Générateur d'impulsions (figure 4)

Deux monostables en cascade avec le premier rebouclé (fonctionnant en astable) réalisent un générateur d'impulsions à peu de frais. Pour prélever en sortie les signaux sous faible impédance, il est conseillé d'utiliser un MOS-FET genre BS 170 (dispositif à redéclenchement nécessaire).

Retardateur d'impulsion

On peut avoir besoin de décaler temporellement l'apparition d'une impulsion. Dans ce cas, le schéma donné en figure 5 fait parfaitement l'affaire. Le premier monostable détermine le temps de retard ($tw_1 - t_{in}$), le second la largeur de l'impulsion retardée.

Détecteur d'impulsion manquante

Sur un signal de fréquence de récurrence connue, par exemple sur une transmission série, il peut s'avérer nécessaire d'opérer une détection d'erreur. Pour ce qui concerne les erreurs imputables à des interruptions de transmission, le circuit fourni à la figure 6 rendra de grands services. En effet la sortie du montage délivre un état haut transitoire lorsqu'une impulsion du message manque. La période du premier monostable (R_{x1}, C_{x1}) devra être supérieure ou égale à la période de la transmission. Dans ces conditions, ce monostable sera constamment redéclenché lors d'une transmission normale. Dès qu'une impulsion manque, le deuxième monostable est déclenché pour une durée fonction de R_{x2}, C_{x2} .

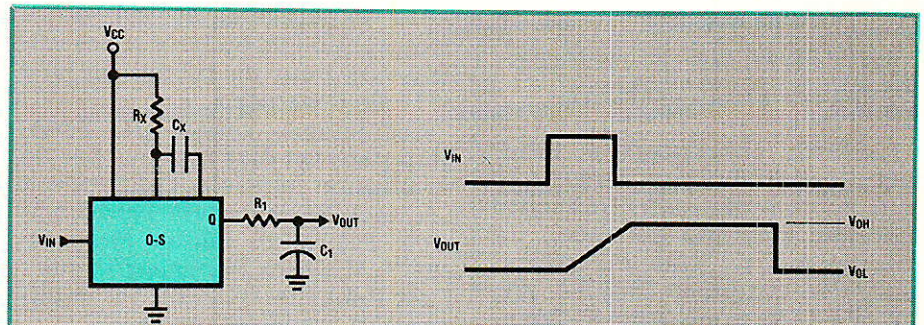


Figure 3

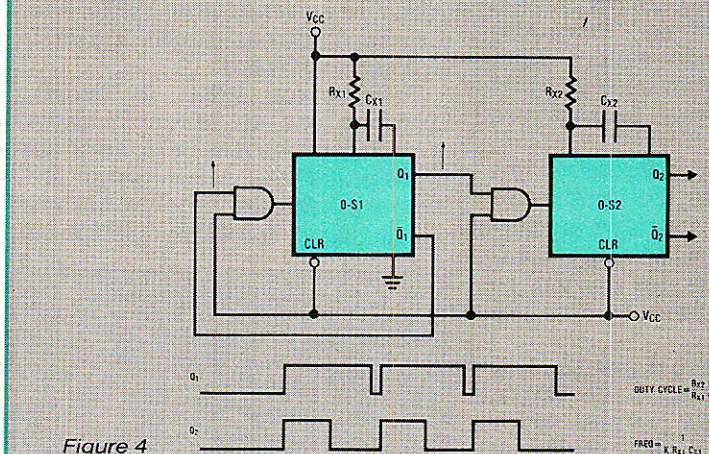


Figure 4

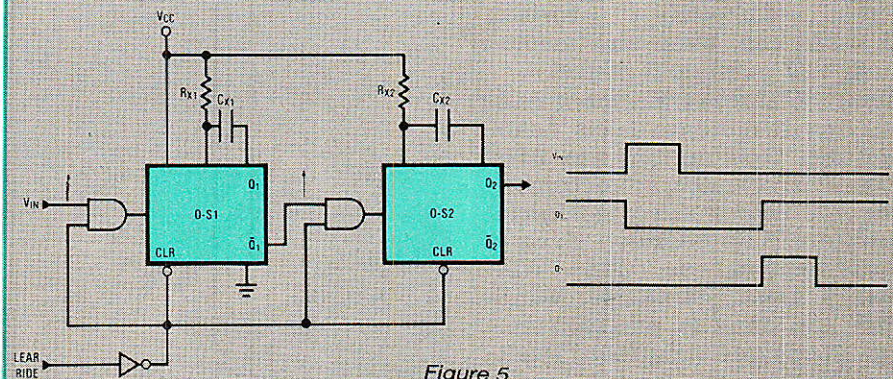


Figure 5

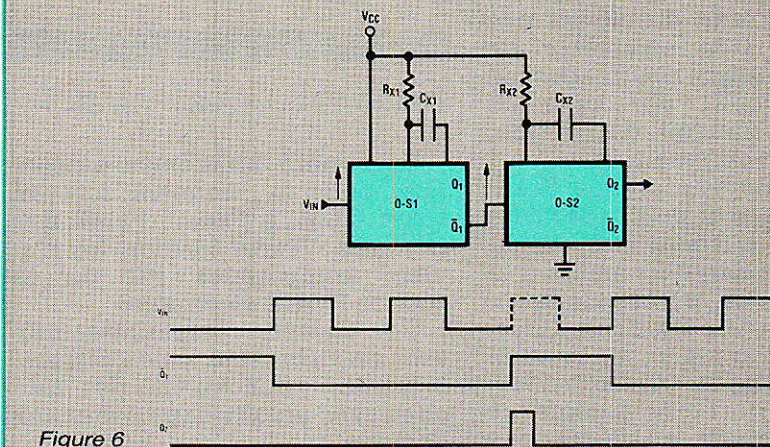


Figure 6

Nous remercions la société National Semiconductor de nous avoir permis d'exploiter sa note d'applications AN 366 ayant servi

de support à ce bref panorama des monostables « intégrés ».

Cl. D

LE SCANMAN DE LOGITECH, UN SCANNER AU BOUT DES DOIGTS

Logitech, concepteur et fabricant de périphériques personnels pour micro-ordinateurs, présente ScanMan (Marque déposée), un scanner à main pour les utilisateurs des systèmes IBM PC, XT, AT, PS 2 ou compatibles. ScanMan leur permet d'intégrer facilement graphiques, photographies, dessins, articles de journaux, logos ou cartes de visites dans toutes sortes de documents qu'ils réalisent sur leurs ordinateurs personnels.

ScanMan sera disponible au cours du mois de septembre au prix de 575 francs suisse en version anglaise. La version française sera livrable dès novembre pour un supplément de 125 francs suisse.

ScanMan dispose d'une fenêtre de saisie de 102 mm de large, contre seulement 64 mm pour d'autres modèles disponibles. Il est possible de scanner un document jusqu'au format 102 x 280 mm, avec une résolution de 200 points par pouce.

Pour faciliter le traitement ultérieur des documents saisis, ScanMan offre trois options aux utilisateurs : scanner directement dans un fichier avec le logiciel ScanWare™ de Logitech, dans le Presse-papiers de MS Windows™ avec l'utilitaire WinScan™, ou dans le puissant éditeur graphique Logitech PaintShow™ Plus.

Ce dernier est d'une utilisation très simple, tout en offrant des possibilités très complètes de dimensionnement des images, de déplacement et de copie de zones, de coloriage, d'inversion, de rotation ou d'insertion.

« Notre nouveau produit ScanMan est un outil de productivité personnelle qui met enfin l'analyse optique des documents à la portée de tous les utilisateurs » déclare Jean-Luc Mazzone, Directeur du Marketing au siège européen de Logitech. « Avec le développement de notre gamme de souris, Logitech a acquis une grande expérience des périphériques de saisie qui combinent du matériel et des logiciels. Le développement de ce nouveau produit dans notre gamme est basé sur

cette expérience, et sur notre compréhension du besoin des utilisateurs pour un produit intuitif et facile à manier ».

Les images saisies par ScanMan peuvent être reprises par de nombreux logiciels comprenant Logitech PaintShow™ Plus, Logitech Publisher, Aldus PageMaker™, Ventura Publisher™, pfs : First Publisher™, ZSoft PC Paintbrush™ et bien d'autres.

L'ensemble ScanMan comprend le scanner, une carte d'interface, l'éditeur graphique et le logiciel ScanWare.

Fondée en 1981, la société Logitech est un leader mondial dans le marché des périphériques personnels de saisie pour PC, comprenant une large gamme de souris. Les solutions périphériques

de Logitech associent matériel et logiciels dans des produits uniques et personnalisables. Logitech produit également une gamme de logiciels indépendants qui comprend Logitech PaintShow et Logitech Modula-2.

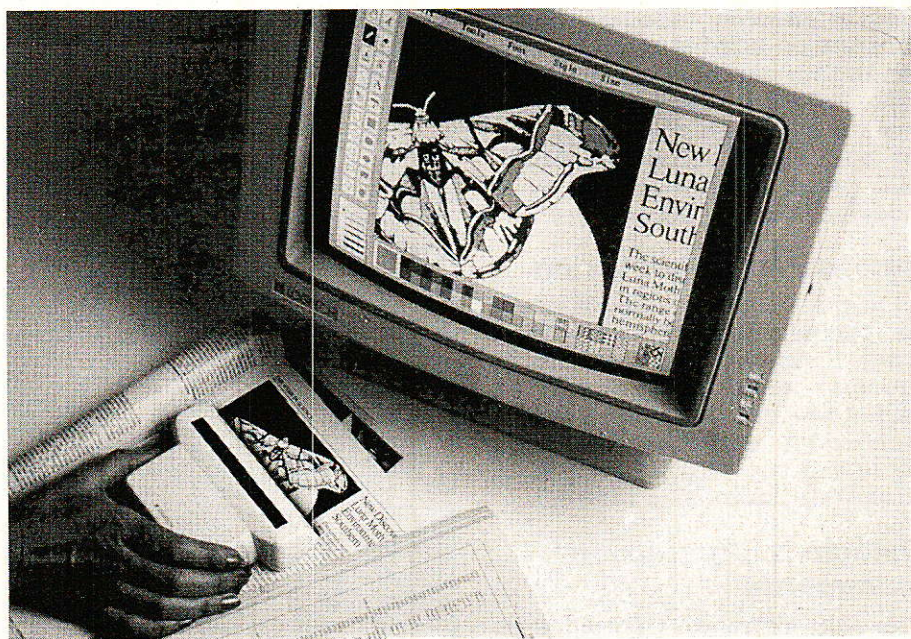
La société est présente sur tous les marchés mondiaux et possède des centres de production et de vente en Suisse, aux Etats-Unis et à Taiwan, ainsi que des bureaux de vente en Grande Bretagne, Italie, RFA, Scandinavie et au Japon.

Pour toute information, contactez : LOGITECH S.A.

Siège Européen
CH-ROMANEL SUR MORGES
Suisse

Tél. : ++ 41.21.869.96.56

Fax : ++ 41.21.869.97.17



Claviers compatibles PC

La société MGtronics présentera pour la première fois au salon OEM, à Paris - Palais des Congrès - Porte Maillot, les claviers compatibles PC de la société HOHE electronics.

Ces claviers compatibles utilisent partiellement ou en totalité, selon les applications, des touches avec un affichage à cristaux liquides.

Chaque cabochon est un affichage LCD d'une résolution de 20 à 8 pixels et chaque touche est programmable selon les besoins de l'application.

Ainsi très rapidement l'utilisateur peut créer sa propre police de caractères.

Conseillés aux linguistes, parfaitement adaptés pour le traitement de textes scientifiques, les claviers « the boards » de HOHE electronics sont la solution idéale et simple de mise en œuvre.

Les polices de caractères tels que Japonais, Cyrillique, mathématiques, etc., sont disponibles et sont fournies sur disquette.

MGtronics - Place de la Gare,
78590 NOISY-LE-ROI
Tél. : (1) 34.62.11.05

Carte mère CRITERE BABY AT 286

Le marché français foisonne de micro-ordinateurs de toutes marques et de toutes qualités. Chacune de ces marques ne cache pas un constructeur. Nombre d'entre elles jouent le difficile rôle d'ensemblier. Les assembleurs achètent, selon leurs propres critères : carte mère, boîtier, alimentation, disque dur, lecteur de disquette, etc., pour constituer un micro-ordinateur qu'ils revendent sous leur label. Les cartes mère qu'utilisent les assembleurs sont, le plus fréquemment, d'origine Taïwanaise.

Une jeune société française, CRITERE, s'est fixé un objectif ambitieux : « faire aussi bien que le haut de gamme taïwanais à un tarif concurrentiel ». Pour atteindre cet objectif, la société CRITERE a conçu, développé et réalisé une carte mère de type AT 286. De nombreux assembleurs font déjà confiance à CRITERE pour l'équipement de leurs micro-ordinateurs. C'est le cas de WINNERS qui a bien voulu nous prêter une machine pour que nous puissions réaliser nos tests.

Le micro-ordinateur WINNERS qui nous a permis de procéder aux tests était équipé :

- d'une carte CRITERE 286 à 10 MHz. (Baby AT).
- d'un lecteur de disquettes 1,2 Mega octets.
- d'une carte PARADISE autoswitch EGA 480.

Parlons technique

La forme de la carte est on ne peut plus classique, tous les composants permettant d'accéder à la compatibilité IBM AT sont présents.

Voici une rapide description technique de la carte :

- dimensions : 330 mm x 220 mm.
- processeur : 80286-10 avec 0 wait state.
- coprocesseur : 80287 en option. Coprocesseur enfichable sur support tulipe.
- mémoire : extension possible jusqu'à 1 Mega Octets on board.
- bios : award 3.03
- dma : 7 canaux.
- extension : 2 slots 8 bits et 6 slots 16 bits.

Le circuit est un 4 couches, mais aucune piste n'est présente

sur les couches centrales, celles-ci étant réservées au plan de masse et aux alimentations. La particularité de cette carte réside certainement dans l'utilisation des composants VLSI. L'utilisation de tels composants se justifie pleinement, la fiabilité se trouve renforcée, les dépannages sont plus rapides donc moins coûteux, le chips set est de type CMOS et assure une faible consommation en courant.

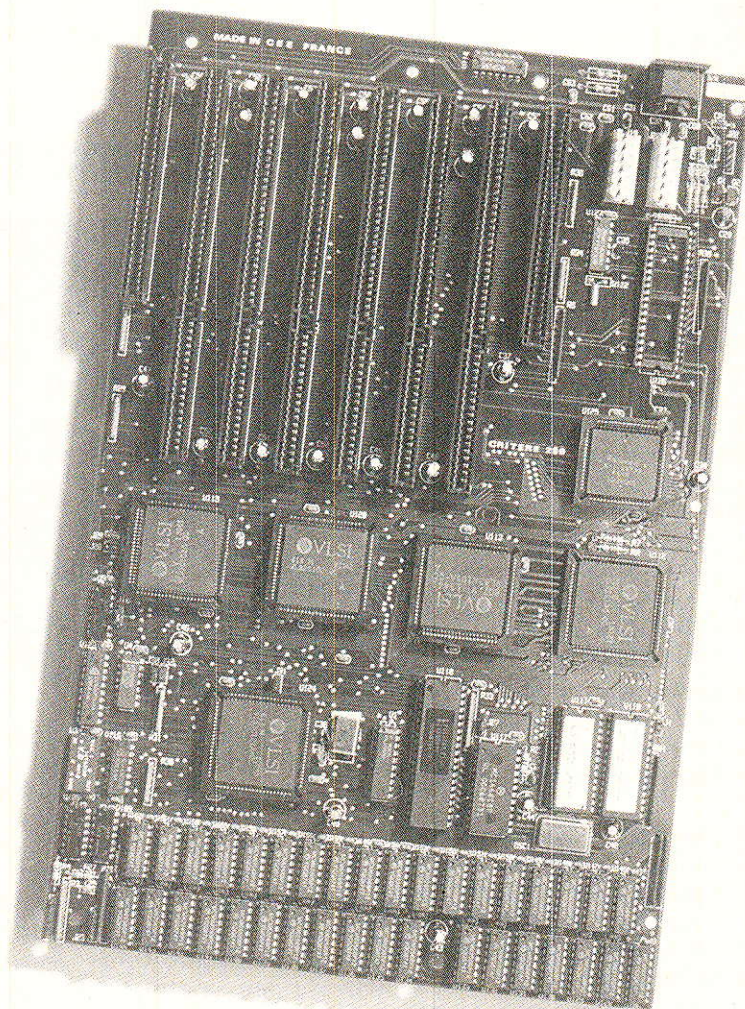
Le point de vue de l'utilisateur

D'aspect extérieur, rien de bien nouveau ; on trouve en façade le verrouillage du système, un bouton de RESET et un bouton TURBO. Les programmeurs avertis et les autres apprécieront l'existence de ce bouton de RESET. La mise en service de cet ordinateur

ne peut pas passer inaperçue, il est effectivement plus bruyant que ses aînés AT286 IBM. La meilleure chose que nous pouvions faire pour le tester était de l'utiliser avec un grand nombre de logiciels, nous avons travaillé avec les logiciels suivant :

Turbo Pascal version 3.0
Langage C version 4.0
Masm version 1.0
Masm version 5.0
PLM version 2.7
ASM86 Intel
XEC (noyau temps réel)
Gem
Windows
Word
Dbase III
Smartwork
Orcad
Lotus 1, 2, 3

Parmi cette liste de logiciels, le Masm version 1.0 (macro assembleur MICROSOFT) est le seul que nous n'ayons pas réussi à faire



fonctionner, mais il faut noter que sur certain AT 286 IBM, ce logiciel ne fonctionne pas non plus.

Pour développer des logiciels, ce micro-ordinateur est très confortable. On est agréablement surpris par la rapidité aussi bien en compilation de grands programmes, qu'en exécution de programmes complexes. L'énorme atout de cet ordinateur est à coup sûr sa rapidité, rapidité qui devient un luxe lorsque l'on utilise un traitement de texte. A la rapidité vient s'ajouter un clavier 102 touches très agréable, on peut seulement regretter que la touche AltGraph ne soit pas présente comme sur les AT et XT 286.

Le coffret est lui très astucieux, deux boutons pressés en même temps vous permettent d'ouvrir la machine. Ainsi vous avez accès aux 8 slots d'extension et surtout, cela vous assure une facilité de mise en place de vos cartes d'extensions. Si vous développez vous même des cartes d'extension, vous apprécierez sans nul doute cette commodité.

Les amateurs de réseaux ne regretteront pas que le choix du bios se soit arrêté sur le bios AWARD.

Nous avons utilisé le programme SysInfo.Com pour connaître l'indice Norton de cette machine, la documentation constructeur donne un indice de 15.3.

Nous avons refait le test en tenant compte des deux positions possibles de la touche turbo : en position normale nous obtenons un indice Norton de 13.3 et en position Turbo, nous obtenons l'indice Norton 15.3 annoncé par le constructeur.

Nous ne pouvons pas passer sous silence les problèmes que nous avons rencontrés lors de l'utilisation de cet ordinateur. Tout d'abord, les problèmes liés au disque dur :

A la mise en route, le BOOT ne fonctionne pas à chaque fois et vous voyez apparaître le message suivant « DISK BOOT FAILURE ». Sur 2 mois d'utilisation, cette mésaventure nous est arrivée 7 fois.

Lors de quelques utilisations prolongées et intensives, le message suivant est aussi apparu « NOT READY ERROR READING DRIVE C ».

Ces deux problèmes sont à priori à mettre au compte du disque dur et de sa carte contrôleur.

Cet ordinateur n'a pas à rougir devant la concurrence, la carte mère est dans les plus rapides de sa catégorie. La société Critère, avec cette carte, veut entamer le marché détenu par les cartes d'origine Taïwanaise. La carte Baby AT ne sera bientôt plus seule puisqu'une carte 80286 à 16 MHz est à l'étude chez CRITERE.

Si cette carte vous intéresse, voici une liste non exhaustive des assembleurs utilisant dans leurs produits les cartes CRITERE :

WINNERS
C & D INFORMATIQUE
JUPITER
FORUM INTERNATIONAL
GLAAD (DYNAMIQUE COMPUTER)

G. de DIEULEVEULT

PRESENTATION DE « 1000 ET UNE PILES »

La miniaturisation des composants électroniques permet à bien des fabricants de mettre sur le marché des matériels électriques et électroniques portables, légers et compacts, alimentés par leur propre source d'énergie autonome. Ces matériels rencontrent un grand succès par leur facilité de transport et leur aisance d'utilisation grâce à l'absence de câble électrique.

La seule contrainte, reste la nécessité du remplacement périodique de la pile, ou de la recharge dans le cas d'un accumulateur.

Jusqu'à présent la diversité de ces éléments d'alimentation nécessitait parfois de la part de l'utilisateur une longue recherche pour trouver la pile, l'accumulateur ou la batterie adaptée.

L'enseigne « 1000 ET UNE PILES » est un nouveau concept de point de vente auprès duquel



le grand public et les professionnels peuvent trouver tous les types de remplacement, depuis la pile bouton d'une montre jusqu'à la batterie au plomb d'un coffret d'alarme, en passant par l'accumulateur nickel cadmium d'un récepteur radio messagerie.

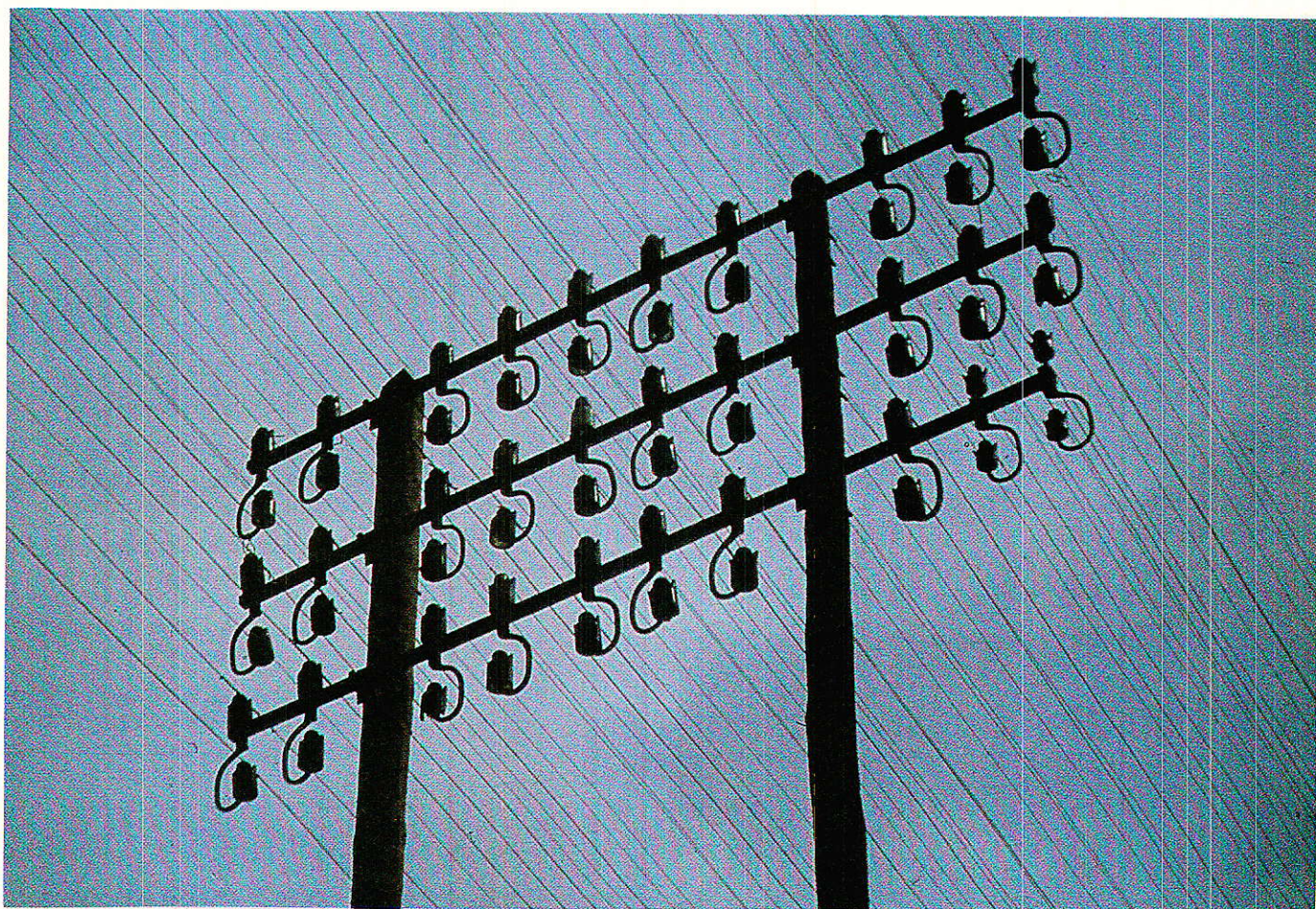
Les 3 implantations actuelles verront leur nombre augmenter progressivement de façon à couvrir les principales villes françaises.

PARIS : A.B.P.E. 1001, 8, avenue Stéphane Mallarmé 75017 PARIS
Tél. : 16 (1) 43.80.33.92

LYON : A.B.P.E. 1001, 34, cours de la Liberté 69003 LYON
Tél. : 78.62.76.24

GRENOBLE : MILLE ET UNE PILES, 6, rue de Strasbourg
38000 GRENOBLE
Tél. : 76.47.59.37

Une ligne téléphonique artificielle



Nous décrivons des montages téléphoniques depuis suffisamment longtemps pour que nos lecteurs réguliers soient habitués à utiliser toutes sortes de lignes « 600 ohms ».

Les lignes des réseaux purement privés sont en général fort courtes, tandis que celles du réseau public sont ce qu'elles sont, sans grande possibilité d'action sur leurs caractéristiques.

En décrivant un montage très simple capable de simuler assez exactement une ligne de plusieurs kilomètres, nous poursuivons un double but : donner à nos lecteurs la possibilité de tester leurs équipements dans des conditions représentatives, et leur permettre, par quelques mesures, de mieux comprendre le comportement des lignes de grande longueur.

Un peu de « théorie des lignes »

Les origines de la théorie des lignes remontent aux tout débuts du télégraphe électrique, lorsque les pionniers américains commencèrent à « tirer du fil » dans le far-west, entre des poteaux longeant les voies ferrées.

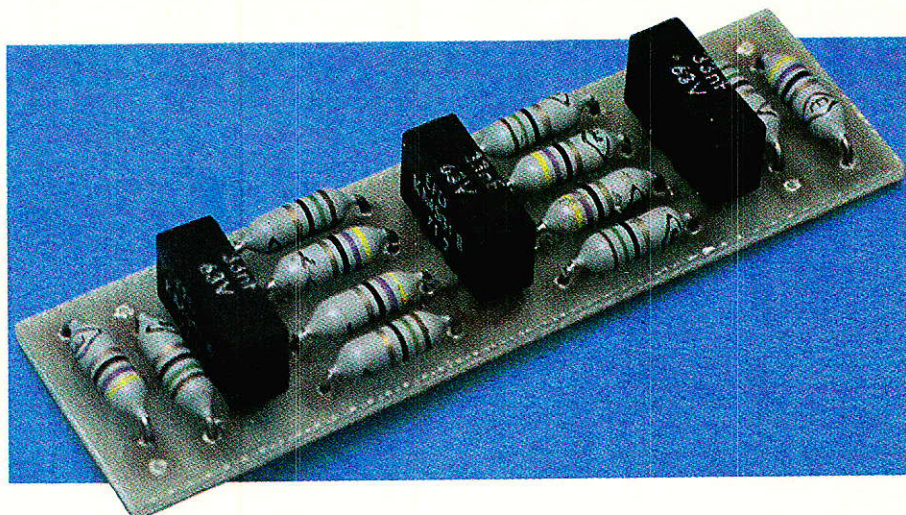
Même lorsqu'il ne s'agit que de commander un électro-aimant par un contact de manipulateur morse, des problèmes se posent lorsque les lignes ont des dizaines ou des centaines de kilomètres de longueur.

Bien sûr, la résistance « ohmique » pure du fil de cuivre ou de fer limite le courant pouvant circuler, même sous une tension relativement élevée au départ. Des relais « télégraphiques » très sensibles permettent cependant de résoudre le problème.

On a cependant très vite constaté que les signaux rapides (et pourtant, en morse, cette rapidité est très relative !) subissaient d'importantes déformations sur les longues lignes.

Deux fils parallèles (ou un fil parallèle à la terre servant de conducteur de retour) présentent en effet une **capacité** qui augmente proportionnellement à la longueur de la ligne.

Le remplacement des lignes aériennes en fils nus assez écar-



tés par des câbles à « paires » isolées n'a d'ailleurs fait que renforcer le phénomène.

Une résistance série associée à une capacité parallèle constitue tout simplement un **filtre passe-bas** limitant les fréquences trans-

Il est donc clair que toute ligne de longueur notable malmène passablement les signaux qu'elle transmet.

Les phénomènes mis en jeu sont cependant parfaitement pré-

Type de câble (Ø cuivre)	Résistance au km		Affaiblissement au km	
	souterrain (10°C)	aérien (45°C)	à 800 Hz	à 48 kHz
4 / 10 mm	275 Ω	316 Ω	1,61 dB	9,1 dB
6 / 10 mm	122 Ω	140 Ω	1,04 dB	5,1 dB
8 / 10 mm	69 Ω	79 Ω	0,81 dB	3,4 dB
C = 30 à 60 nF / km selon câbles				

Figure 1

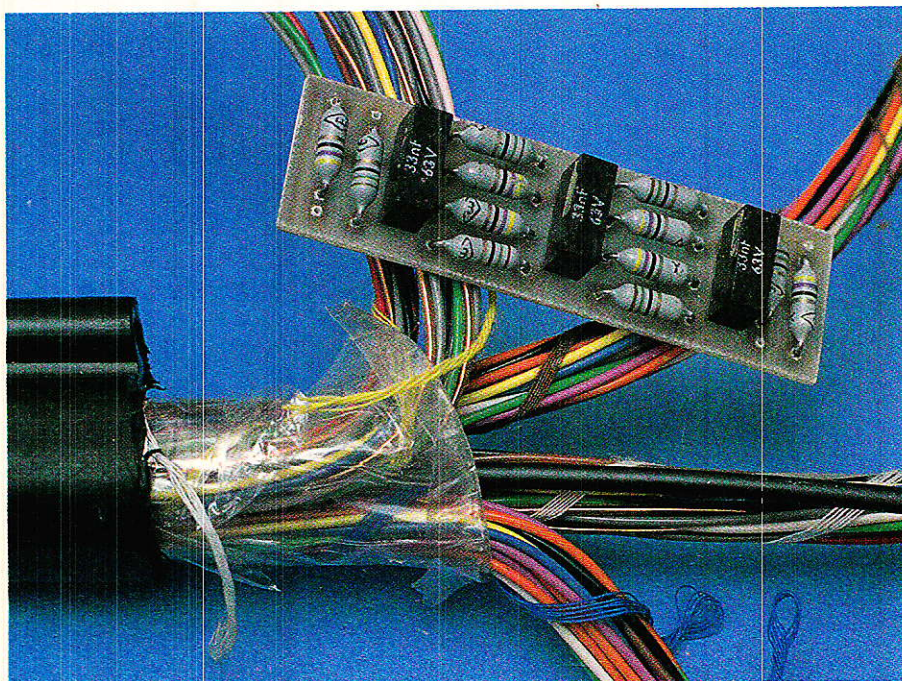
missibles, déformant les signaux à fronts raides par atténuation de leurs harmoniques, et introduisant des déphasages différents selon les fréquences.

visibles et calculables, même si ce n'est pas toujours simple.

La **théorie des lignes** permet de prévoir ce qu'il adviendra d'un signal transporté à une distance donnée par une ligne de caractéristiques connues.

Elle permet donc aussi d'étudier des **corrections** permettant de transmettre finalement les signaux avec toute la fidélité voulue, surtout dans les cas critiques (son HIFI, données numériques à haut débit, etc.)

La **figure 1** rassemble les principales caractéristiques des câbles couramment utilisés en téléphonie : les conducteurs ont la plupart du temps un diamètre de 4,6 ou 8 dixièmes de millimètres selon la distance à couvrir.



$$f_c = 1 / 2\pi RC$$

$$R = 62 \quad (47 + 15)$$

$$C = 33 \text{ nF}$$

$$f_c = 78 \text{ kHz}$$

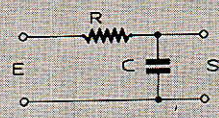


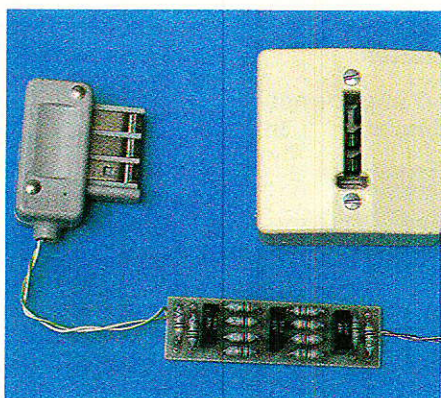
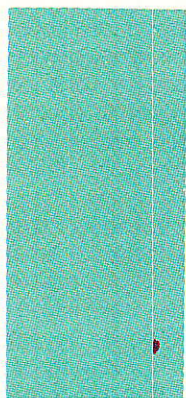
Figure 2

La résistance kilométrique varie largement en fonction de ce diamètre, et aussi en fonction de la température : elle est plus faible pour un câble enterré, réputé maintenu à une dizaine de degrés comme le vin dans une cave, que pour un câble aérien qui, exposé au soleil, peut facilement atteindre les 45° C.

La capacité entre fils d'une même paire est pour sa part de l'ordre de 30 à 60 nF par kilomètre.

Bien que ces éléments résistifs et capacitifs soient **répartis** tout au long du câble, leur comportement peut être assez bien représenté par des filtres RC **localisés** à intervalles réguliers, par exemple tous les kilomètres.

La **figure 2** donne la représentation la plus simple possible, suffisante toutefois pour bien des applications.



Un rapide calcul monte que la **fréquence de coupure** d'un tel filtre réalisé avec les valeurs 62 ohms et 33 nF est d'environ 78 kHz ! Contrairement à une opinion très répandue, une ligne téléphonique « filaire » peut donc transmettre beaucoup plus que la bande 300-3400 Hz : en fait, ce sont les postes téléphoniques, les centraux, et surtout les artères interurbaines qui limitent la bande passante.

En téléphonie numérique, d'ailleurs, de multiples conversations sont acheminées sur chaque paire de fils, tandis que des systèmes de **multiplexage analogique** permettent d'utiliser une seule ligne pour desservir deux abonnés ou pour véhiculer à la fois des conversations et des données numériques (« data over voice »). L'atténuation des signaux est cependant plus forte

Selectronic

NOUVEAU

Composants électroniques professionnels.

disponible!

88-89



Le grand spécialiste de l'électronique par correspondance

Tiré à plus de 40.000 exemplaires, le catalogue Selectronic, vous présente toute l'électronique rassemblée dans 256 pages.

Vous y trouverez toutes les nouveautés, c'est une véritable garantie de qualité! Une sélection de produits de qualité professionnelle

■ La qualité du stock Selectronic

Un des stocks, les plus importants de FRANCE permet à Selectronic une disponibilité immédiate des produits.

■ Le service Selectronic

Selectronic est ouvert 6 jours sur 7, 12 mois par an. Vos commandes sont prises par téléphone au 20.52.98.52.

De vrais professionnels de l'électronique sont à votre écoute et à votre disposition pour répondre à tous les besoins.

■ La garantie Selectronic

Les techniciens de SELECTRONIC sélectionnent et testent rigoureusement tous les composants électroniques du catalogue.

■ La rapidité Selectronic

Le stock très important de Selectronic permet une livraison RAPIDE de vos commandes.



Retourner le bon ci-dessous à
Selectronic BP 513 59022 LILLE CEDEX



OUI, je désire recevoir le nouveau Catalogue
Selectronic Nb d'exemplaires...

Je joins: x 15F = F: en timbres-poste

Mon n° de client est

NOM: PRÉNOM:

SOCIÉTÉ:

ADRESSE:

CODE POSTAL: VILLE:

TÉL.: POSTE:

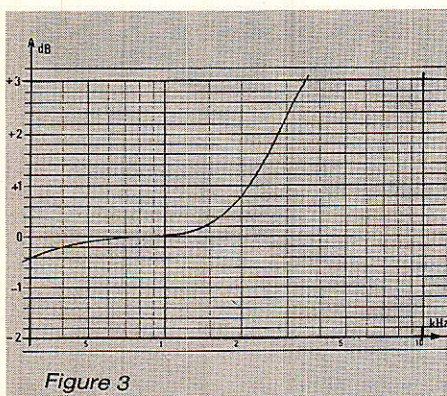


Figure 3

aux fréquences élevées : exprimée en décibels (dB), elle est à peu près proportionnelle au carré de la fréquence, tout au moins dans le domaine « audio ».

La **figure 3** donne un exemple correspondant au cas d'une ligne de 4350 mètres réalisée en paire de 4/10 : tolérable dans la bande 300-3400 Hz où elle ne dépasse pas 3,5 dB, la « distorsion d'affaiblissement » serait inacceptable pour un signal audio HIFI 20 Hz - 20 kHz, mais pourrait être compensée par un correcteur de ligne convenablement réglé.

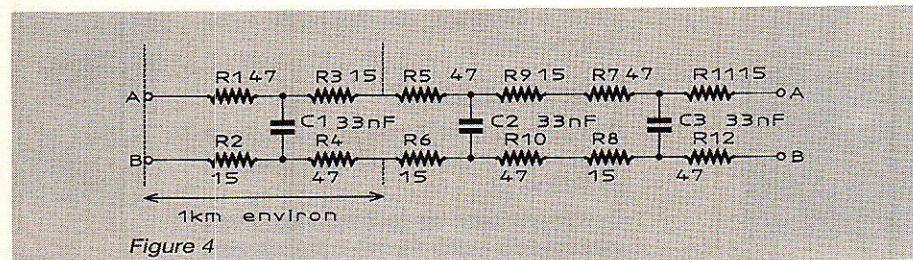


Figure 4

La **figure 1** fournit d'ailleurs, à titre indicatif, les valeurs moyennes des affaiblissements kilométriques à 800 Hz et à 48 kHz. Notons qu'en téléphonie pure, une courbe de réponse « plate » n'est pas nécessaire : on tolère de 7 à 9,5 dB de distorsion d'affaiblissement sur la bande 200-3400 Hz, ce qui serait une hérésie en sonorisation !

Fondamental sur le plan de l'affaiblissement, le rôle du filtre élémentaire de la **figure 2** l'est également sur celui de l'impédance caractéristique.

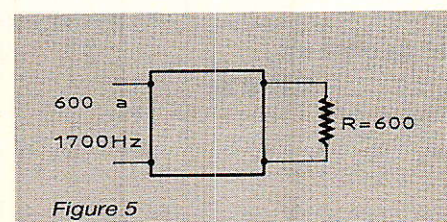
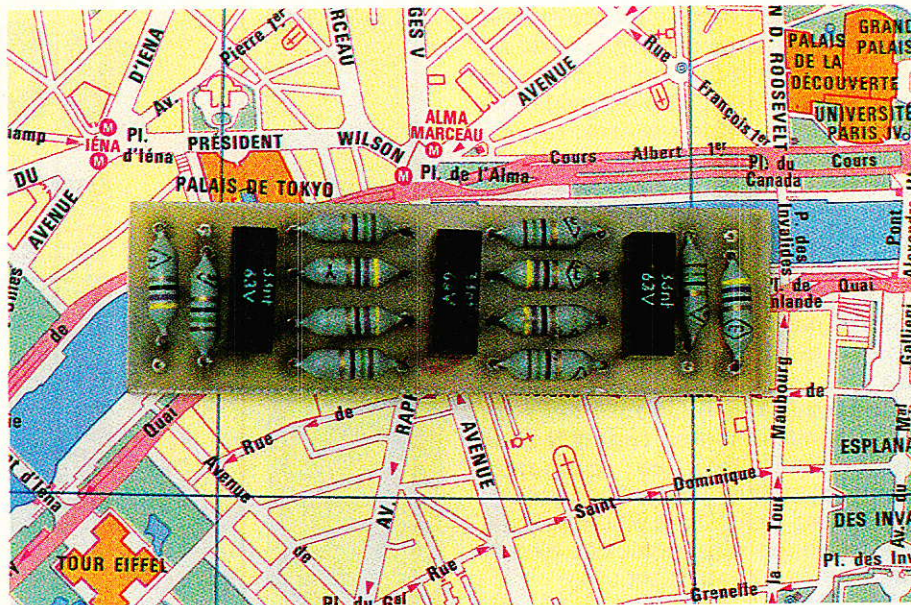


Figure 5



Notre ligne artificielle de la **figure 4** est constituée de tronçons d'un kilomètre chacun montés en cascade, un peu comme dans la réalité où plusieurs câbles sont couramment aboutés.

Toute rupture d'impédance caractéristique dégrade le

domaine de fréquence. Les câbles téléphoniques sont conçus de façon à ce que la capacité des fils associée à leur résistance mène à une impédance caractéristique aussi proche que possible de 600 ohms entre 300 et 3400 Hz. C'est en général sur l'écartement des fils, donc sur l'épaisseur et la nature de l'isolant, que l'on agit.

Notre ligne artificielle, qui reproduit aussi fidèlement que possible une paire téléphonique réalisée en 6/10, offre une impédance caractéristique de 600 ohms à 1700 Hz, milieu de la bande 300-3400 Hz. On peut donc mettre bout à bout autant de sections d'un kilomètre que nécessaire à telle ou telle manipulation. Dans notre montage pratique, nous nous limiterons à 3 km, ce qui convient à la plupart des usages courants.

Réalisation pratique

Afin d'obtenir facilement les valeurs non standard de résistances nécessaires au respect des caractéristiques désirées, nous avons eu recours à des assemblages série de valeurs normalisées, mais le montage reste parfaitement symétrique.

Le circuit imprimé de la **figure 6** l'est également, et pourra être câblé très facilement selon la **figure 7**.

Si le montage doit pouvoir être utilisé sur un circuit téléphonique véhiculant une tension de sonne-

« TOS » (taux d'ondes stationnaires), exactement comme dans un coaxial reliant un émetteur à son antenne.

Sur une ligne « son », un mauvais TOS ne se traduit pas par un échauffement de l'émetteur ou par l'apparition d'échos sur les images TV, mais par une dégradation de la qualité du son.

La **figure 5** rappelle la définition de l'impédance caractéristique (ou impédance itérative) d'un tronçon de ligne : si ce tronçon offre une impédance caractéristique de 600 ohms, et si on le boucle sur une résistance pure de 600 ohms, alors une mesure d'impédance effectuée à l'autre bout doit donner pour résultat 600 ohms.

Bien évidemment, cela n'est possible qu'à une seule fréquence ou, avec une certaine tolérance, dans un certain

rie de 80 V, il faudra employer des condensateurs de 100 ou 250 V, sinon des 63 V suffiront amplement. Les résistances, de faible valeur, pourront être des 0,25 ou 0,5 W.

Plusieurs modules identiques peuvent être aboutés en respectant la « polarité » A-B de chaque

côté, afin de conserver la symétrie d'origine.

Utilisation

Ce montage peut être utilisé dans une foule d'applications, en tant que simulateur de lignes longues. On pourra s'en servir pour vérifier qu'un montage qui fonctionne très bien sur table sera toujours opérationnel au bout d'une ligne de quelques kilomètres. Il peut s'agir de montages de « sonnerie » travaillant sous 80 V, 50 Hz, de circuits de transmission du son (300-3400 Hz, 20 Hz-20 kHz ou toute autre bande), ou de systèmes à « courants porteurs » opérant bien plus haut en fréquence (télécommandes, interphones HF, etc.)

Enfin, il peut servir de base à toutes sortes d'expérimentations à but plus ou moins pédagogique, permettant de mieux comprendre le comportement des lignes longues.

Ajouté au bout d'une ligne « PTT » normale, il peut même

servir à simuler le cas d'une ligne plus longue pour la mise à l'épreuve de postes, répondeurs, modems ou autres matériels.

Dans ce dernier cas, on ne perdra cependant pas de vue le fait que ce montage n'est pas agréé, et on en tirera les conclusions qui s'imposent...

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances 5 % 1/4W

R₁ : 47 Ω
R₂ : 15 Ω
R₃ : 15 Ω
R₄ : 47 Ω
R₅ : 47 Ω
R₆ : 15 Ω
R₇ : 47 Ω
R₈ : 15 Ω
R₉ : 15 Ω
R₁₀ : 47 Ω
R₁₁ : 15 Ω
R₁₂ : 47 Ω

Condensateurs MKH 100 V à 250 V

C₁ : 33 nF
C₂ : 33 nF
C₃ : 33 nF

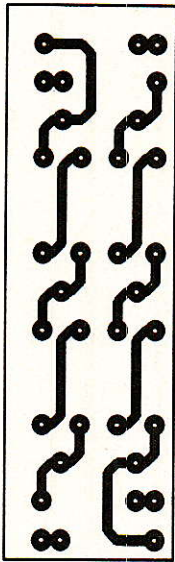


Figure 6

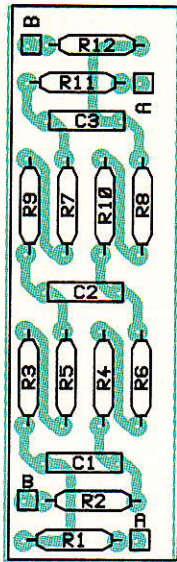
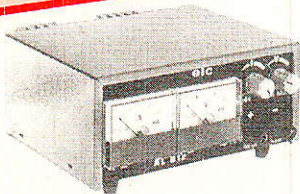


Figure 7

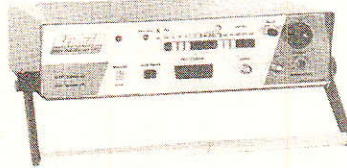
CIBOT

CHEZ CIBOT OFFREZ-VOUS LA PERFORMANCE FRANÇAISE elc GENRAD



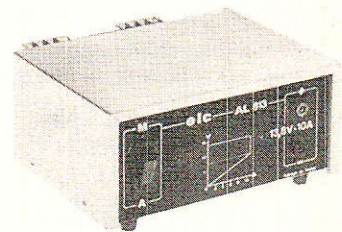
AL 812. Alimentation réglable de 1 à 30 V. Contrôle par voltmètre. Régulation 1 %. Intensité de 0 à 2 A. Protection contre court-circuits + fusible

690F



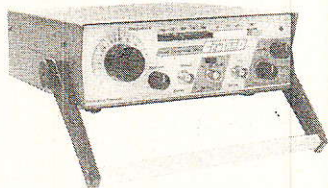
689. Mire TV Pal/Secam. UHF - VHF Son : AM-FM. Base de temps 625 lignes entrelacées. Piloté par quartz. Bande III 170 à 225 MHz. UHF canaux 29 à 39 / 540 à 620 MHz (En option : OIRT)

9800F



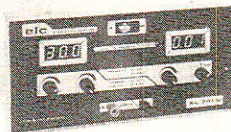
AL 813. Alimentation fixe 13,8 V / 10 A. Régulation 1 %. Protection par limitation d'intensité + fusible.

750F



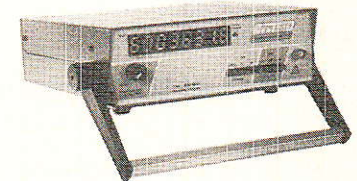
368. Générateur de fonction de 1 Hz à 200 kHz, sinus, carré, triangle, précision $\pm 5\%$. T.T.L. Entrée wobulation extérieure

1420F



AL 781 N. Alimentation digitale réglable de 0 à 30 V. Intensité de 0 à 5 A. Protection contre court-circuits. Par limitation d'intensité + fusible

1890F



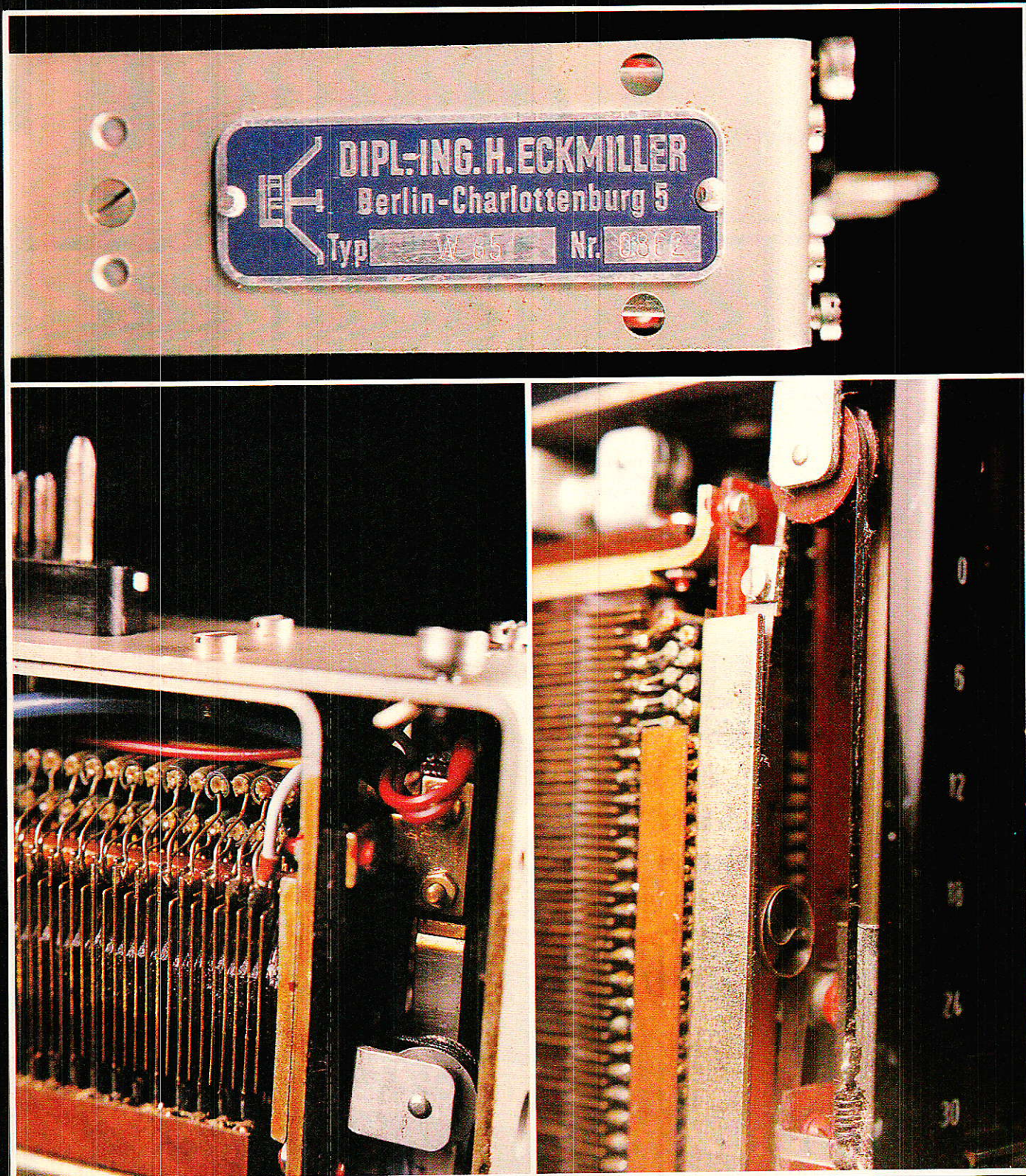
346. Fréquencemètre de 1 Hz à 600 MHz. 8 Digits diodes 13 mm. Base de temps : oscillateur à quartz 10 MHz

1880F

elc GENRAD distribué par CIBOT : 1 et 3, rue de Reuilly - 75012 PARIS - Tél. : 43.79.69.81
25, rue Bayard - 31000 TOULOUSE - Tél. : 61.62.02.21

Musée 4

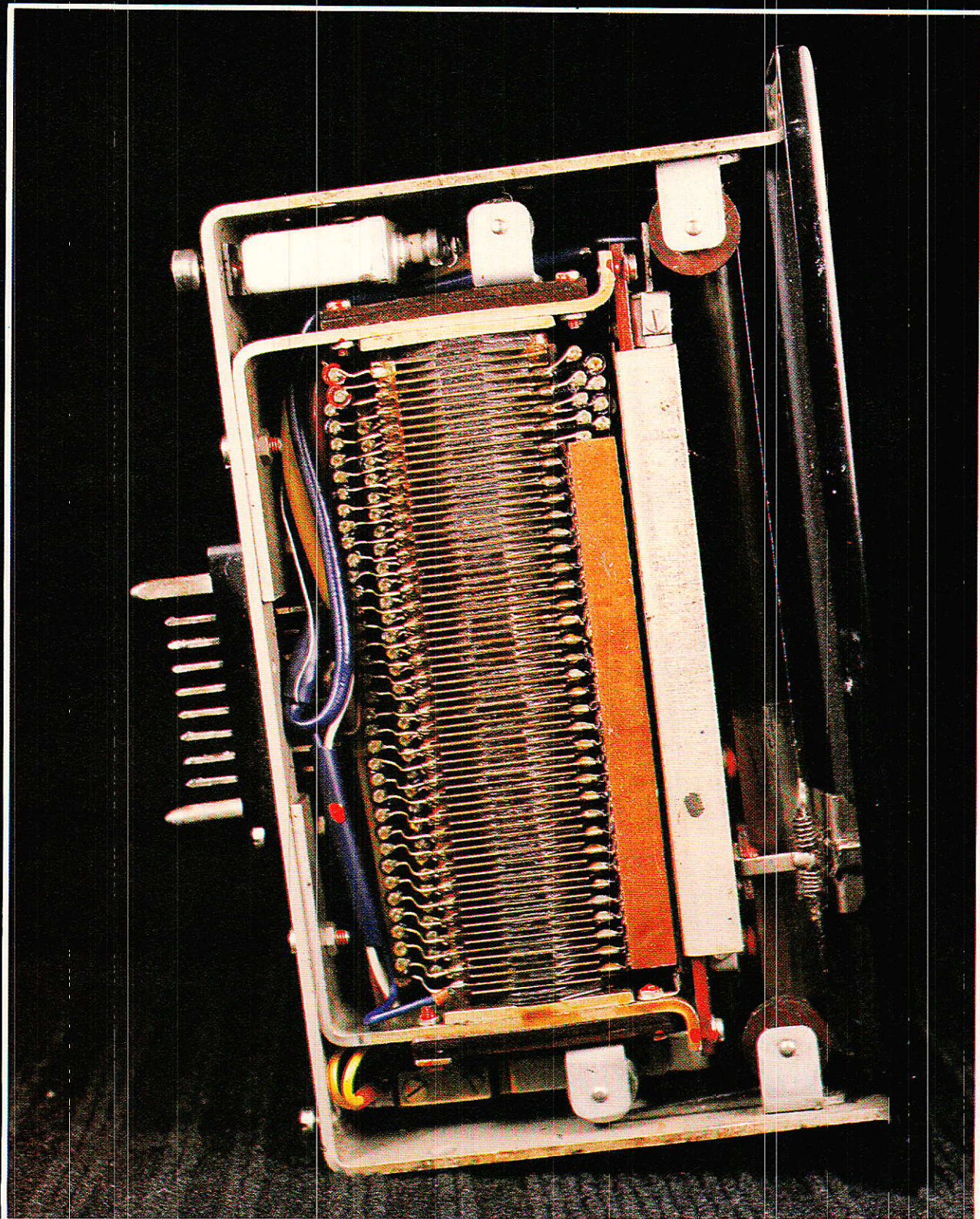
Q uoi de plus ordinaire qu'un potentiomètre ! Et pourtant, à l'époque où les pistes plastiques ne courraient pas les rues, des trésors d'ingéniosité appliqués à des solutions parfois très diverses, ont fait de certaines pièces des bijoux étonnants.



Nous vous présentons pour commencer un fader ECKMILLER, le W 85. Dans un faible volume (38 x 165 x 100 mm), les ingénieurs ont placé un atténuateur symétrique à impédance constante de 600 Ω , affaiblissant jusqu'à 85 dB, et disposant d'un contact de fermeture. 210 résistances soigneusement câblées sur deux couloirs de chacun 73 contacts, deux curseurs glissant sur des arbres rectifiés, comportant chacun 3 palpeurs larges entraînés par une lame d'acier et une double corde de rappel, telle était la solution retenue. En observant bien les photographies,

vous remarquerez un cache en bakélite : à cet endroit, les résistances de faibles valeurs sont bobinées une à une

Pour information, il existait des W60, qui n'atténuaient qu'à 60 dB. Le problème de ces merveilles est qu'avec le temps les lames d'acier ramenant les informations des curseurs s'oxydent et cassent. Les remplacer est une folie qui nous a pris une fois, et ce au moyen de ressorts de barillet pour montre mécanique ; mais même ces pièces de rechange tendent à disparaître !



Un clavier téléphonique décimal et DTMF

En matière de claviers de téléphone, l'avenir appartient sans aucun doute au code « DTMF »

ou à « fréquence vocale ». Nous avons d'ailleurs décrit de nombreuses réalisations faisant appel à cette technique.

Il reste cependant des autocommutateurs publics ou privés qui n'acceptent que les impulsions décimales façon « cadran ».

De plus en plus de postes modernes sont donc « mixtes », c'est-à-dire capables de numéroté aussi bien en DTMF qu'en décimal et même de changer de code au beau milieu de la composition d'un numéro : on peut ainsi faire le « zéro » en décimal pour « sortir », puis numéroté en DTMF sur le réseau public !

C'est un clavier de ce type que nous vous proposons de réaliser : non seulement il prendra facilement la place du cadran rotatif de n'importe quel poste un peu ancien, mais il vous offrira également deux mémoires...



Un problème de circuit intégré :

S'il est à la rigueur possible de construire un clavier décimal à partir de circuits logiques TTL ou CMOS « standards », la chose est carrément inenvisageable pour un clavier DTMF de bonne qualité, et donc à fortiori pour un clavier mixte.

Le marché des postes téléphoniques étant en pleine expansion, la plupart des fabricants de circuits intégrés proposent des références spécialement prévues pour cet usage.

Nos lecteurs connaissent bien le « 5089 », générateur DTMF très populaire mais déjà un peu dépassé.

Nous avons choisi de développer notre montage autour du circuit PSB 8510 de SIEMENS, car nous pensons par expérience, qu'avec cette marque nos lecteurs risqueront moins de se heurter à des problèmes d'approvisionnement.

Il n'en est pas moins vrai qu'il s'agit d'un composant très récent (c'est le prix à payer pour pouvoir réaliser ce genre de montage), et

qu'un certain temps sera nécessaire pour qu'il devienne un « standard ».

Bien évidemment, les composants remplissant la même fonction mais proposés par d'autres marques ne sont pas interchangeables broche pour broche ! Leur mode d'utilisation est cependant suffisamment voisin pour que notre schéma puisse au besoin être adapté sans grosse difficulté.

La figure 1 montre en effet que le montage se compose de deux parties :

- Un circuit d'adaptation au poste téléphonique réalisé en composants discrets et accessible par cinq connexions : la masse, le +VDD (5 V), l'information « raccroché-décroché » (CE), les impulsions décimales (P), et les tonalités DTMF (T).

- La périphérie du circuit intégré, c'est-à-dire un clavier à seize touches monocontact en matrice, un quartz de 3,579 MHz, et un inverseur « DTMF-décimal » normale-

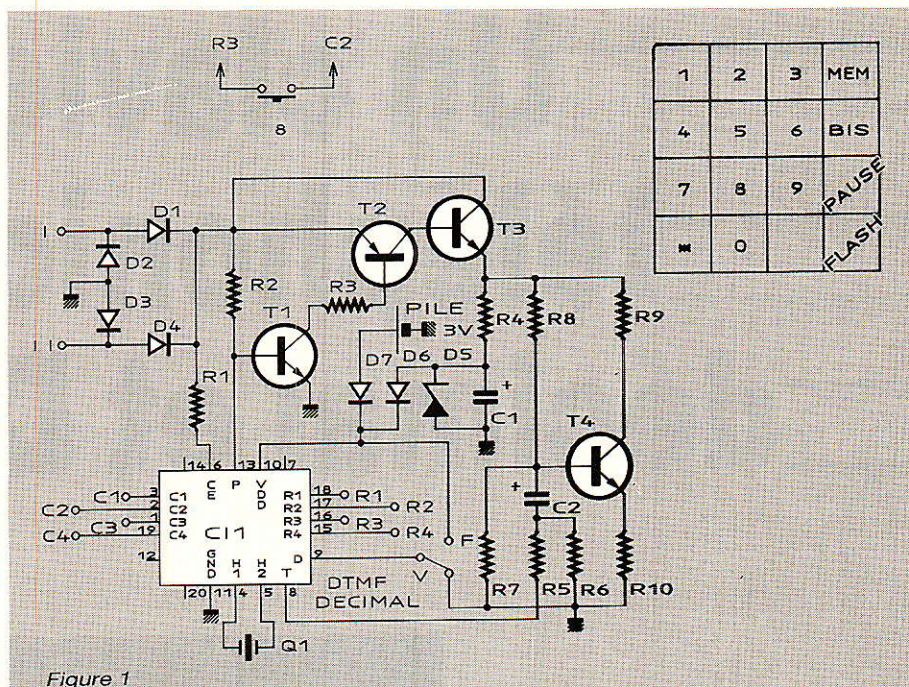


Figure 1

ment matérialisé par un strap puisque le changement de code peut être fait depuis le clavier.

En cas d'utilisation d'un autre circuit intégré, seuls le brochage

de celui-ci et peut-être le branchement de l'entrée CE devraient normalement avoir à être adaptés.

Deux circuits indépendants se chargent de l'envoi en ligne des signaux de numérotation : T₄ convertit la tension audio délivrée par le générateur en un courant modulé, tandis que T₁, T₂ et T₃ coupent carrément ce courant au rythme des impulsions décimales.

En mode « DTMF », ce circuit ne reste pas inutilisé : il se charge de créer les ouvertures calibrées de la boucle lorsque l'on presse la touche de « flashing » (R) du clavier.

Un pont redresseur permet à tout ce circuit de travailler sous une polarité indépendante de celle de la ligne, tandis qu'une diode zener extrait la tension d'alimentation nécessaire au circuit intégré.

Lorsque le poste est raccroché, aucun courant n'est cependant disponible, mais une tension doit rester appliquée au circuit intégré pour que ses mémoires ne se vident pas. Comme sa consommation tombe à une dizaine de micro-ampères lorsque le poste est raccroché, une petite pile au lithium de 3 V (modèle pour appareil photo) suffira pour un an ou deux d'autonomie.

Selectronic

La Boutique de

L'HEXORCISTE

PEUT-ÊTRE, L'AMPLI LE PLUS RAPIDE DU MONDE !

NOS KITS VERSION "TOP NIVEAU"

HEXORCISTE II

2 x 60 W/8Ω
Nouvelle alimentation « renforcée »
500 VA/88.000 μF
Le kit complet version 2 x 60 W/8 Ω
113.7888 **3790F** (franco)

Nos kits sont fournis avec Rack ESM, radiateurs, transfo faible rayonnement METALIMPHY, condensateurs CO 39 (longue durée de vie) et condensateurs PHILIPS C 114 (très faible résistance série), circuits imprimés 70 μm étamés à la vague, tous les composants professionnels, fil de câblage spécial et blindé PTFE, tous les accessoires (cordons, cinch dorés, etc...) et toute la visserie nécessaire.

HEXORCISTE III

2 x 120 W/8Ω
2 x 240 W/4Ω
Alimentation 1000 VA/88.000 μF
Le kit complet 2 x 110 W/8Ω
113.7904 **4990F** (franco)

PIECES AU DETAIL

IRF 132 I.R. 113.7281 **32,70F**
IRF 9132 I.R. 113.7282 **77,70F**
IRF 212 I.R. 113.7285 **8,80F**
IRF 633 I.R. 113.7283 **23,30F**
IRF 9633 I.R. 113.7284 **56,80F**

- Transfo torique METALIMPHY - Bas rayonnement 470 VA/2 x 43 V
113.7939 **525F**

- Condensateur C039 longue durée de vie (entrée) 22 000 μF/63 V
113.7942 **210F**

- Condensateur C114 très faible résistance série (sortie) 22 000 μF/63 V
113.7937 **354F**

(voir nos conditions générales de vente en pages intérieures)

LIVRAISON A DOMICILE PAR :

SELECTRONIC
BP 513 - 59022 LILLE Cedex
Tél. : 20.52.98.52
Tarif au 01/09/88

DOCUMENTATION SUR DEMANDE
Décrit dans RADIO PLANS

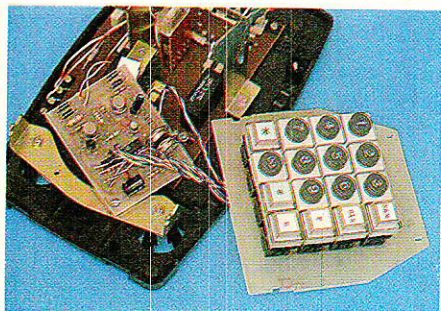
NOUVEAU !

En démonstration
chez : **HAUT-PARLEURS
SYSTEMES**
35, rue Guy-Moquet
75017 PARIS
Tél. : (1) 42.26.38.45

En démonstration au Forum du Kit Audio - NOVOTE
Porte de Bagnolet les 15-16-17 octobre

Avec deux piles « crayon » en série, on pourra même être tranquille pour cinq à dix ans, au prix d'un encombrement un peu supérieur.

Précisons bien que cette pile n'est pas nécessaire au fonctionnement du numéroteur proprement dit : si vous ne la mettez pas ou si elle arrive en fin de vie, le clavier fonctionnera toujours, mais il ne pourra pas mémoriser de numéro après un raccrochage.



Réalisation pratique :

La partie purement électronique du montage est réunie sur le petit circuit imprimé de la **figure 2**. Après câblage selon la **figure 3**, ce module est de dimensions suffisamment réduites pour pouvoir se loger dans à peu près n'importe quel poste téléphonique dont on aura retiré le cadran rotatif et son volumineux mécanisme.

Les deux fils « I et II » du module devront prendre la place des fils rouge et rouge-blanc du

cadran, c'est-à-dire aller aux bornes de même nom du circuit du poste.

Dans le cas de postes démunis de cadran ou de clavier (par exemple notre « mini-téléphone » d'appoint du N°482), le nouveau

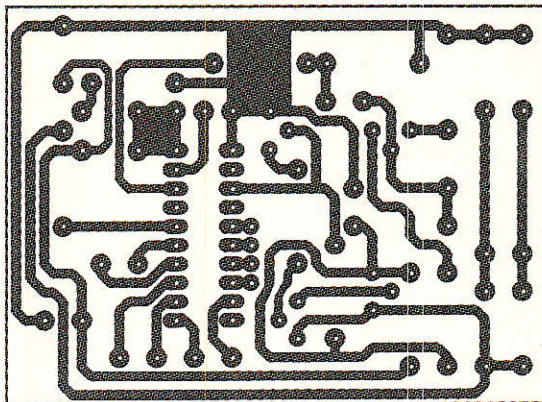


Figure 2

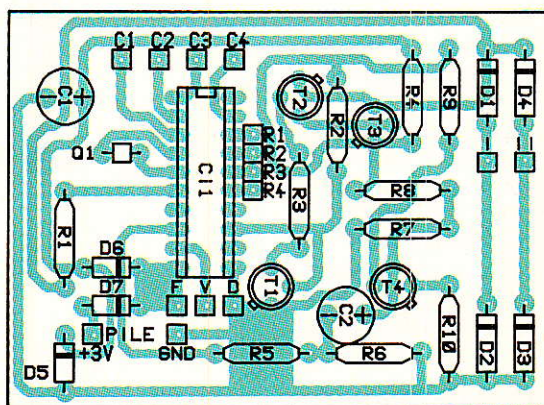
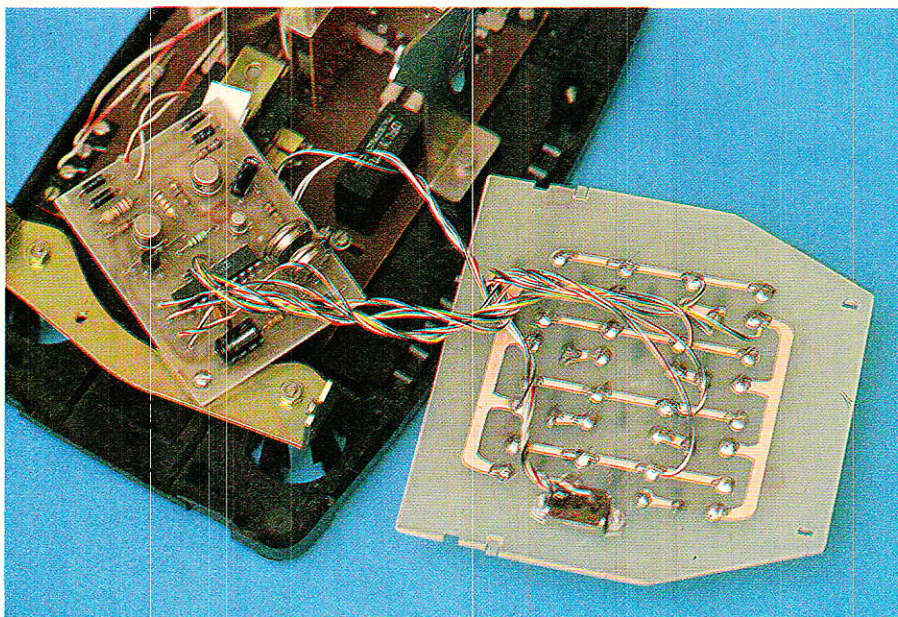


Figure 3

module se branchera tout simplement en série avec le contact de « prise de ligne » (décrochage).

Il faut maintenant songer au clavier proprement dit, qui doit comporter seize touches, dont quatre dites « de fonction » qui permettront l'exploitation de tous les perfectionnements de ce montage.

Des claviers tout faits sont disponibles dans le commerce, ou peuvent être récupérés à l'occasion. Nous préférons cependant utiliser des touches indépendantes, et les monter sur le circuit imprimé un peu biscornu de la **figure 4** : découpé exactement selon ce tracé, il peut se clipser à la place de la tôle porte-cadran des postes « S 63 », les plus répandus en France. Il suffit alors de retirer la couronne du boîtier pour découvrir une ouverture vaguement carrée par laquelle ces touches passeront fort bien. L'adjonction d'un enjoliveur achèvera de donner une touche très professionnelle au poste ainsi modernisé.



Avant de monter les touches selon le plan de la **figure 5**, on pensera à souder les six straps assurant la continuité de l'interconnexion des touches en « matrice ». Huit fils réuniront alors la carte « clavier » au module électronique qui pourra lui être réuni par une simple entretoise filetée, ou être logé à quelque distance.

Exploitation :

Selon la position du cavalier (ou de l'inverseur) DTMF-décimal, le fonctionnement du clavier est quelque peu différent :

En position DTMF (ou FV), on peut numéroté directement en DTMF avec les douze touches de gauche, étoile et dièse comprises, ce qui permet l'accès à tous les « nouveaux services » de la commutation électronique. Pour certains d'entre eux, le bouton de flashing « R » sera aussi nécessaire : il remplace la touche ronde isolée des postes S 63 à fréquences vocales.

La touche BIS permet de rappeler, après raccrochage, le dernier numéro composé. Si une attente de tonalité intermédiaire (extérieur, 16, 19, etc.) a été respectée, elle sera automatiquement reproduite si elle se situe entre deux des trois premiers chiffres.

Si une autre pause est nécessaire (ce qui est rare !), on peut la programmer lors de la première composition en pressant tout simplement la touche « P » au bon moment.

Un second numéro peut aussi être mis en mémoire : le poste étant décroché, presser « MEM », puis la touche « étoile », puis le numéro y compris les éventuelles pauses. Le numéro n'est pas envoyé en ligne mais simplement stocké en mémoire. Raccrocher le poste.

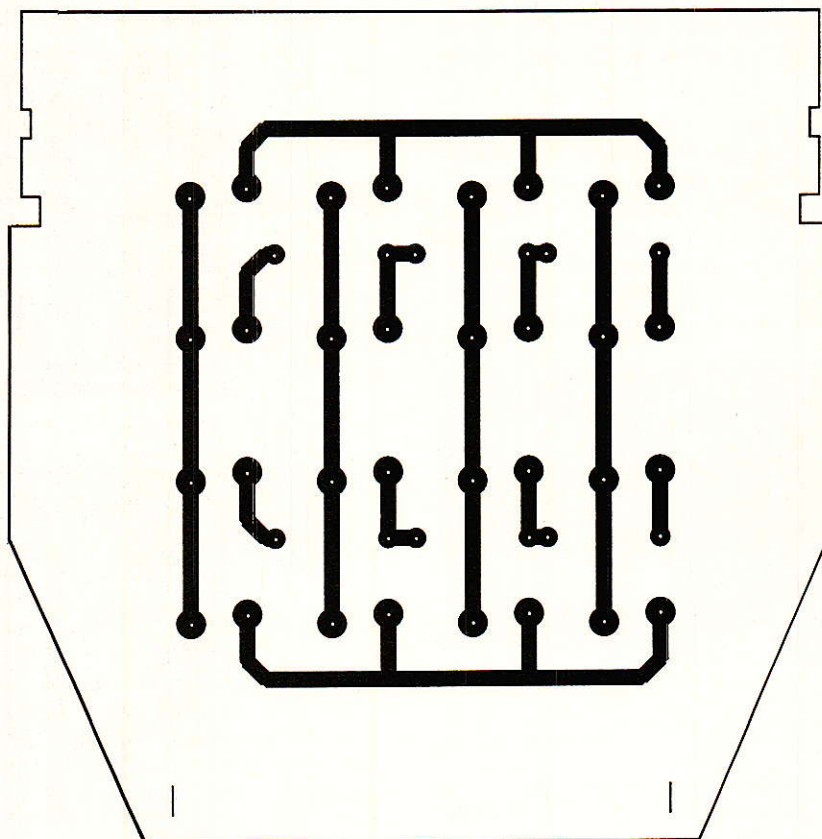


Figure 4

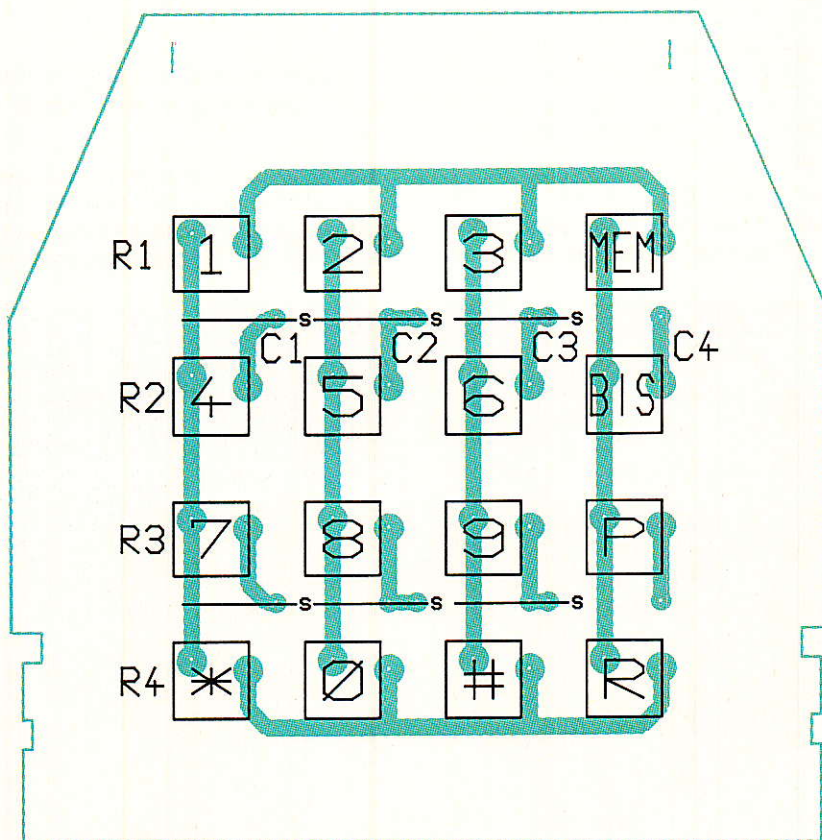
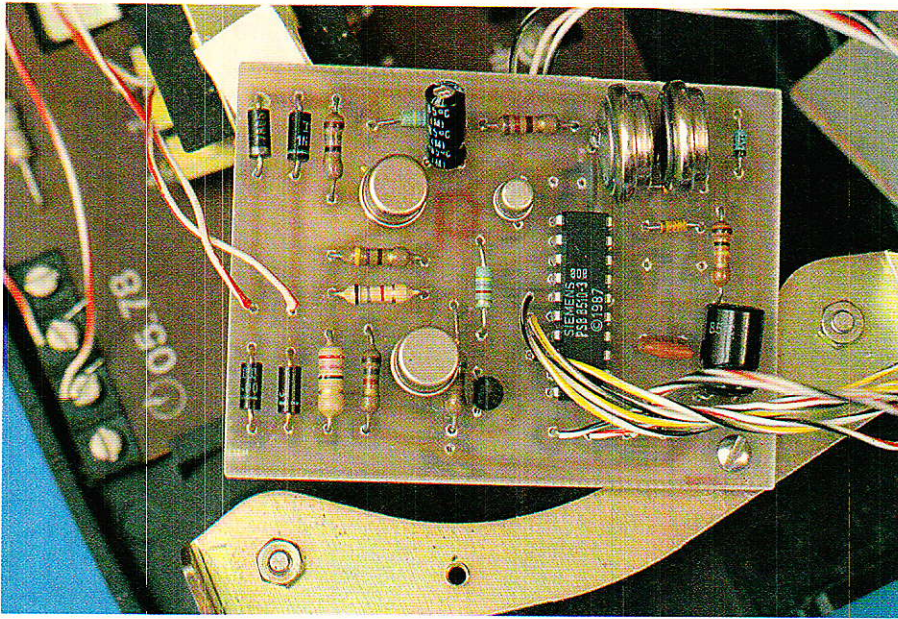


Figure 5



Ce numéro pourra être composé à volonté en décrochant puis en pressant successivement les deux touches MEM et BIS.

En position DECIMAL, on peut opérer exactement de la même façon et obtenir les mêmes résultats, mais en code décimal.

En supplément, on peut passer au code DTMF en cours de numérotation décimale : il suffit pour cela de presser la touche « étoile », et tous les chiffres qui seront composés ensuite le seront en DTMF ! Une pause est automatiquement intercalée entre le dernier chiffre décimal et le premier chiffre DTMF, puisque cette manœuvre est censée se faire pour changer de réseau. Cette opération peut se faire tout aussi bien sur un numéro destiné à être mis en mémoire : à la relecture, le changement de code sera reproduit.

Notons qu'un flashing ramène à la numérotation décimale, ce qui est logique puisque cette manœuvre « rappelle » normalement le réseau de départ, à numérotation décimale.

Autres applications :

Normalement destiné à être commandé par des touches de clavier réunissant lignes et colonnes d'une « matrice », le PSB 8510 accepte aussi de recevoir des données sous forme

binaire : normalement « en l'air », les huit lignes R₁ à R₄ et C₁ à C₄ peuvent être mises à la masse deux à deux (une ligne et une colonne) par un circuit approprié, port de sortie de microprocesseur, ou récepteur DTMF tel que celui décrit dans notre N° 486. Des numéros peuvent ainsi être composés en décimal à partir de codes DTMF émis par radio depuis une voiture !

Des codes DTMF mis à mal par une transmission parasitée peuvent aussi être « régénérés » avant d'être envoyés en ligne.

L'appel des mémoires à distance peut également servir à appeler un numéro en toute discrétion, même si on soupçonne une écoute de la liaison !

Et bien entendu, la possibilité de déclencher la composition d'un numéro par simple fermeture fugitive d'un contact permet de réaliser très simplement des transmetteurs d'alarme ou des redirecteurs d'appels...

Lors du choix de l'application définitive, on tiendra cependant compte du fait que ce montage n'est pas « agréé PTT », mais les possibilités qu'il offre sur les réseaux privés sont déjà extrêmement intéressantes !

Patrick GUEULLE

Nomenclature :

Résistances 5 %, 1/2 W

R₁ : 100 kΩ
 R₂ : 68 kΩ
 R₃ : 4,7 kΩ
 R₄ : 680 Ω
 R₅ : 820 Ω
 R₆ : 4,7 kΩ
 R₇ : 470 Ω
 R₈ : 1,8 kΩ
 R₉ : 27 Ω
 R₁₀ : 15 Ω

Condensateurs

C₁ : 47 μF, 10 V
 C₂ : 10 μF, 10 V

Transistors

Tr₁ : BC 107
 Tr₂ : BC 177
 Tr₃ : BF 259
 Tr₄ : BF 259

Circuits intégrés

CI₁ : PSB 8510 Siemens

Diodes

D₁ à D₄ : 1N4004
 D₅ : zener 5,1 V, 0,25 W
 D₆ et D₇ : 1N4148

Divers

1 quartz : 3,579 MHz
 1 clavier 16 touches

COURRIER DES LECTEURS

Cette rubrique a pour rôle d'instaurer un dialogue entre les lecteurs et la revue. Elle ne traite que d'articles publiés (ou de suggestions de publication) dans ces colonnes pour lesquels vous avez été nombreux à prendre la plume (ou le combiné). Les réponses formulées ici ne seront, bien entendu, par réitérées par courrier individuel.

Afficheur de code « DTMF » du n° 490

Pour réaliser simplement un affichage à 7 segments des codes « DTMF » identifiés par le SSI 202 désormais bien connu de nos lecteurs, nous avons jugé intéressant de profiter d'une particularité d'un circuit intégré SIEMENS, le SAB 3211.

A notre connaissance, il n'existe pas d'autre décodeur « 7 segments » capable de traiter d'une façon aussi opportune les mots hexadécimaux supérieurs à 1001.

Seulement voilà, ce composant que nous avons largement mis à contribution dans le passé (et nous avons largement pas été les seuls) a cessé d'être fabriqué !

Cela signifie qu'il ne sera plus possible de dépanner les téléviseurs qui en étaient munis, mais surtout que nos lecteurs vont éprouver des difficultés à réaliser notre montage...

Heureusement, le SAB 3211 apparaissait encore il n'y a pas si longtemps dans les publicités de certains revendeurs, aussi

devrait-il encore être possible d'en trouver jusqu'à ce que les derniers stocks soient définitivement épuisés.

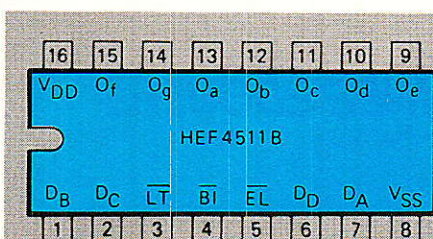
Il n'est pas facile, en effet, de trouver une solution de rechange satisfaisante : il est évidemment possible de faire afficher les chiffres de 1 à 9 par un simple 4511, mais c'est en présence du code « D » que le zéro s'affichera !

On peut à la rigueur utiliser de simples diodes LED branchées derrière le décodeur DTMF à 16 sorties que nous avons coutume d'employer, pour visualiser le zéro. Il faut alors appliquer le signal de la diode LED « D » à l'entrée BL du 4511 pour éviter l'allumage du zéro de façon inopportune.

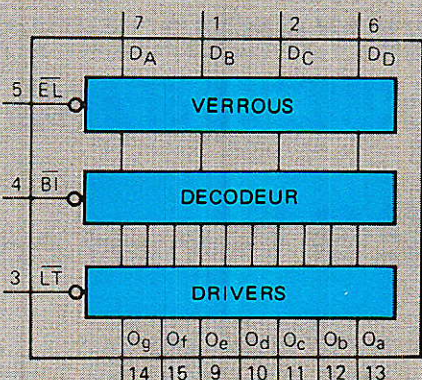
Même si c'est mieux que rien (notamment pour les nombreuses applications qui n'utilisent pas tous les codes DTMF), c'est cependant bien « frustrant » !

Ce genre de déception nous serait épargné, ainsi qu'à nos lecteurs, si les fabricants de composants se donnaient la peine de nous tenir au courant des retraits qu'ils opèrent dans leurs lignes de produits, surtout en ce qui concerne les références qui nous ont déjà servi... On peut rêver un peu, n'est-ce pas ?

DTMF	SSI 202				SAB 3211	4511	
	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁			
1	0	0	0	1	1	1	
2	0	0	1	0	2	2	
3	0	0	1	1	3	3	
4	0	1	0	0	4	4	
5	0	1	0	1	5	5	
6	0	1	1	0	6	6	
7	0	1	1	1	7	7	
8	1	0	0	0	8	8	
9	1	0	0	1	9	9	
0	1	0	1	0	0.	—	
*	1	0	1	1	1.	—	
#	1	1	0	0	2.	—	
A	1	1	0	1	3.	—	éteint
B	1	1	1	0	4.	—	
C	1	1	1	1	5.	—	
D	0	0	0	0	0.	0	



LT : à + V
BI : à 0 V pour éteindre
EL : à 0 V pour charger
à + V pour mémoriser
(lui amener DV)



Patrick GUEULLE

Vous avez apprécié cette revue, suivez le guide et partagez les vôtres...

Comment faire le vide dans vos placards, contribuer à la collecte du vieux papier et emmener votre bibliothèque (Et celle des autres) en vacances sans payer de surtaxe à l'aéroport.

Chapitre I : Découpage.

Pas le choix, un bon massicot capable de couper 100 pages (Ca existe ?) ou une latte, de préférence en métal, un bon cutter et un support pour épargner votre table de cuisine...

Chapitre II : Scannage.

Si vous ou votre patron avez un scanner **recto-verso** qui converti en pdf passez au chap. III.

Sinon il vous faut au minimum un scanner avec chargeur (Ou être insomniaque). Il est important que le programme de gestion du scanner soit convivial. Pour éviter/réduire les images fantômes du verso de la page qui apparaissent par transparence augmenter lumière et contraste de 10-15 %, ça aide beaucoup.

Scannez toutes les pages (1 pdf par page) impaires dans la directory 1 et renommez le début du fichier (FileRenamer fait ça très bien, increment, step 2, start from 1) : 001, 003, 005... **055**. (Par exemple). Retournez le paquet, scannez dans la directory 2 (A l'envers, la première page scannée sera la dernière du livre!) et renommez à l'envers (FileRenamer : decrement, step 2, start from **56**) : 056, 054, 052... 002. Transférez les deux directories dans une directory commune et fusionnez toutes les pages en un seul fichier avec votre prg favori. (PDF Tools de Tracker Soft fait ça très bien).

Tous les prg cités sont en version d'essai sur eMule ;-)

Chapitre III : Partagez.

Sur Rapidshare & co c'est bien mais encore faut-il trouver les liens et avoir la chance que les fichiers n'aient pas été effacés... à la demande des éditeurs ! Torrent faut chercher beaucoup aussi, eMule il faut un peu de patience mais on trouve tout et tout de suite. Merci de soutenir eMule. Si vous avez des (vieilles) séries genre : Bateaux, Voile Magazine, Motor Boat, Neptune... merci ôssi, ça se fait rare.

Au boulot...

Pour lire les revues un programme léger et très complet : pdfXchange viewer (Pro). A configurer par défaut dans « affichage » : Afficher 2 pages en vis-à-vis + Afficher la couverture en mode vis-à-vis. Vous aurez ainsi à chaque fois les pages paires à gauche et impaires à droite + F12 = plein écran. Pour feuilleter les couvertures sous forme de vignettes un explorateur pas mal : XnView (Affiche à peu près tout ce qui existe.)
Un programme qui fait les deux : Koobit, mais nombre de vignettes limité à 2 lignes.

En ligne prochainement plusieurs centaines de Radio Plans & Elektor depuis les années '70.
Faites une recherche avec « index radio plans electronique maj » ou « index elektor electronique maj » pour la liste complète des sommaires.