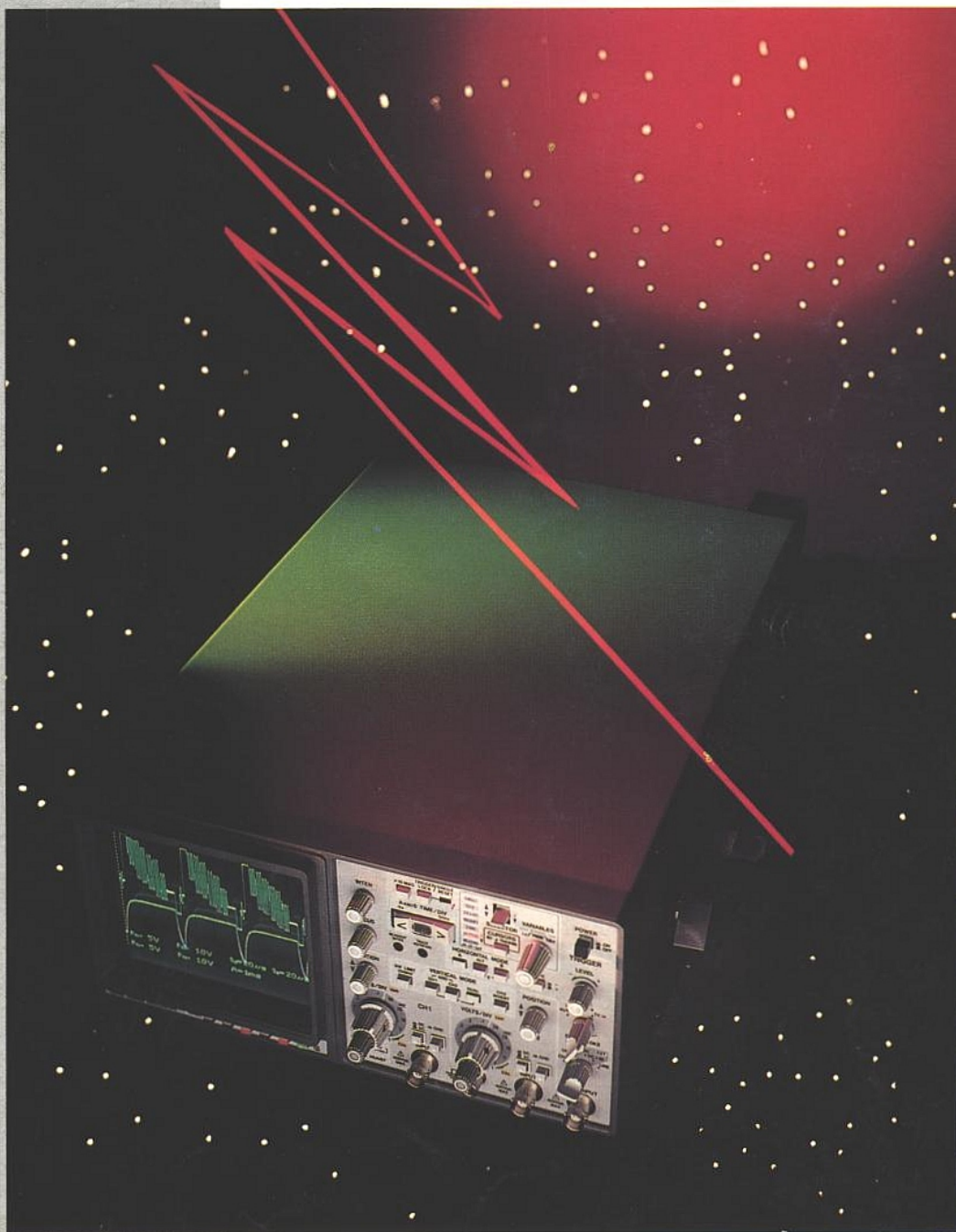


RADIO PLANS

ETUDE D'UN COMPRESSEUR-LIMITEUR/NOISE GATE
APPLICATIONS DES CAPTEURS : VARIOMÈTRE ET ANÉMOMÈTRE
L'OSCILLOSCOPE À MÉMOIRE NUMÉRIQUE HITACHI VC-6045
LAYO 1 : UN ROUTEUR À LA CARTE
MISE EN ŒUVRE DES SSM 2016, 2017 ET 2142
ANALYSE DU MC 13055, RÉCEPTEUR FSK LARGE BANDE
LES FILTRES PROGRAMMABLES MAXIM.



BELGIQUE : 155 FB - LUXEMBOURG : 155 FL - SUISSE : 6,50 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4,25

T 2438 - 516 - 22,00 F



SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 29 Carte de numérisation vidéo pour PC
45 Un compresseur-limiteur, noise-gate

MONTAGES

- 9 Applications des capteurs : girouette, anémomètre, thermomètre.
75 Une balise de détresse.

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 64 Applications des SSM 2016, 2017, 2142.

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19 L'oscilloscope à mémoire numérique VC 6045 Hitachi

TECHNIQUE

- 43 Les filtres programmables à capacités commutées
56 LAYO 1 : un routeur à la carte

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 81 Le MC 13055, récepteur pour données numériques

COMMUNICATION

- 103 Le décodage RDS (Radio Data System) : étude d'un décodeur

DIVERS

- 25 Enquête lecteurs

INFOS

- 87 Commutateur CMOS faible distorsion, Mitel
Modules VME, Cølogic
90 Racal Dana devient Racal Systems
92 Le banc de test radiocom IFR 1600 S
94 Les MOSFET'S CMS Zetex
Le contrôleur à découpage Télédyne TSC 9115
96 Le moteur pas à pas P 630, Portescap
Amplis op rapides de précision CLC 402 et 502
98 PAD'S 2000 disponible en France
Les joints de blindage CEM "Sticky fingers"
99 Nouveautés COMEPA
De nouvelles cartes chez Equipements Scientifiques
100 Le système LP KF 101, CIF
le multimètre DP 100, Analogic
101 Les "Mega Fet" canal P, Harris
Selfs de découplage, TIMONTA
102 Les raccords FIT thermorétractables, Alpha
Nouveaux filtres passe-bas LMF 40 et 60 NS

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, Ph. Bajcik, C. Basso, F. et G. de Dieuleveult,
X. Fenard, A. Garrigou, P. Gueulle, C. Lefebvre,
D. Paret.

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par la SPE
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social
Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05
Télex : PGV 230472F - Télécopie : 42.41.89.40
Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en chef adjoint :
Claude DUCROS
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
70, rue de Compans, 75019 Paris
Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris

Directeur commercial : J.-P. REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
Mme EHLINGER

Directeur des ventes : Joël PETAUTON
Inspecteur des ventes : Société PROMEVENTE
M. Michel IATCA
24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.
Tél. : 45.23.25.60 - Fax. 42.46.98.11

Abonnements : Odette LESAUVAGE
Service des abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif
« spécial abonnement » en page 21.
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande
accompagnée de 2,20 F en timbres.
IMPORTANT: ne pas mentionner notre numéro de compte
pour les paiements par chèque postal.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions
formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les
manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41,
d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé
du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les
analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute
représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement
de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa premier
de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que
ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et
suivants du Code Pénal ».

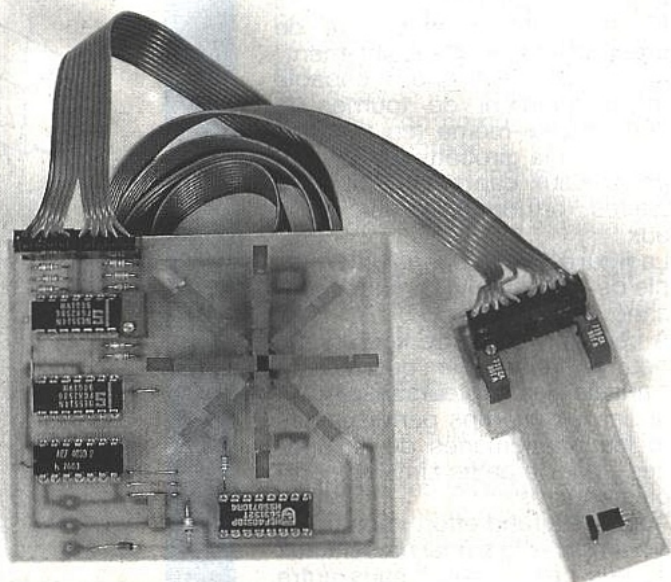
Ce numéro a été tiré
à 62 000 exemplaires

Dépot légal novembre 90 - Éditeur 1630 -
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transport-Presses.
Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -
Imprimerie SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Lagny.
Photo de couverture : E. Malemanche.

Les capteurs et leurs applications

Les voilà, nous vous les avons promises ces fameuses applications des capteurs magnétiques.

Le sujet étant très vaste comme vous vous en êtes rapidement rendus compte, il nous a fallu choisir un champ d'applications un peu nouveau pour vous donner plein d'idées dans d'autres domaines que ceux qui vous sont proposés tous les jours. L'époque des vacances n'est pas encore trop loin pour faire semblant d'y rester et de parler loisirs... alors à tous ceux (et celles) qui ont un goût prononcé pour le vol à voile d'une part et ceux que la météo intéresse d'autre part (navigateurs de plaisance et agriculteurs, d'où la phrase célèbre "adieu micros bonjour sillons") en complément des baromètres et altimètres déjà proposés (voir ERP N° 508) nous avons décidé de vous présenter maintenant girouette, anémomètre, compas électronique, thermomètre...



Evidemment, le fin du fin est de vous proposer un tableau de bord complet scindable selon les goûts de chacun (un altimètre sur un bateau paraît légèrement superflu à moins de le déguiser en sous-marin mais nous ne vous le déconseillons fortement). Les schémas et cuivre que vous trouverez dans cet article sont prévus pour des réalisations simples (avec ou sans micro-contrôleur) de façon à ce que chacun puisse choisir le type de réalisation qui lui convient.

Dans le cas d'une réalisation d'ensemble, il est préférable de s'orienter vers une solution micro-contrôlée de façon à éviter les redondances de composants et de minimiser la consommation, paramètre des plus importants pour le vol à voile. A cet effet, nous vous donnons aussi le cuivre d'un système complet micro-processé comportant de nombreux convertisseurs A/D D/A ainsi que des afficheurs LCD décrits précédemment (hard et soft ERP n° 509 et 513-514).

Comme d'habitude nous vous donnerons par la suite les grandes lignes et les endroits où se situent les principaux pièges des logiciels que vous décideriez de créer.

Eh bien maintenant que vous voilà prévenus, rentrons ensemble dans le vif du sujet.

GIROUETTE ET ANEMOMETRE ELECTRONIQUE

Pourquoi donc une girouette électronique ? Quelle idée ? Pour rester dans le vent bien sûr ! Redevenons sérieux en rappelant l'énorme distingo qui réside entre :

"Girouette" servant à indiquer la direction du vent et "Anémomètre" servant à indiquer la vitesse du vent (en mètre/seconde, en kilomètre/heure, nœuds...)

Evidemment une girouette électronique semble être un gadget mais dans de nombreuses applications on n'a pas accès facilement à l'indication visuelle que celle-ci donne et le déport mécanique de son indication n'est généralement pas très simple, aussi l'électronique vient une fois de plus au secours de la pauvre mécanique...

Principe de la réalisation

Elle se scinde en trois grandes parties (voir **figure 1**) :

a) obtention de deux informations (tensions analogiques V_x et V_y en quadrature) à l'aide de capteurs magnéto-résistifs.

b) codage sur 3 bits des différents couples des valeurs de tensions analogiques mesurées permettant d'obtenir ainsi les huit positions conventionnelles de la

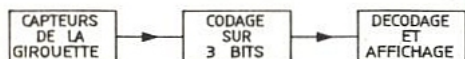


Figure 1

rose des vents N, NE, E, SE, S, SO, O, NO.

c) décodage des 3 bits ainsi formés pour affichage via de multiples LED présentées de façon à former une rose des vents.

Reprenons tout cela en détail.

La partie qui est pour vous la plus délicate à réaliser est celle où sont disposés mécaniquement les capteurs.

En effet, il est nécessaire de créer un champ "sensiblement" uniforme, rectiligne, capable mécaniquement de tourner de 360° sur lui-même (en isochronisme de la girouette) et d'y disposer deux capteurs KMZ 10 C placés orthogonalement entre eux.

La **figure 2** vous donne un exemple de réalisation à la mode Mecano.

A ce sujet, sur cette figure vous pourrez remarquer que l'on a "muselé" les capteurs (afin d'annihiler les champs perturbateurs et les phénomènes de "Flippages") par de petits aimants complémentaires.

Après ce grand effort vous pourrez amplifier le signal présent aux bornes des capteurs sans autre forme de procès et vous aurez ainsi réalisé la première partie électronique de la girouette (**figure 3**).

En passant vous aurez certainement remarqué que ces deux tensions sont en quadrature et, si la girouette tournait à vitesse constante (quel drôle de vent ! ou bien alors bonjour le cyclone !), vous obtiendriez de superbes tensions sinusoïdales et cosinusoïdales de premier ordre.

Deuxième étape : obtention d'un signal sur trois bits (figure 4)

Comme l'indique les pointillés sur la figure 1, cette partie est composée d'un ensemble d'amplificateurs opérationnels ayant pour but de fournir selon les polarités respectives des signaux Vx et Vy et une tension de référence issue d'un NE 5514 ou équivalent, trois informations numériques pompeusement baptisées 1, 2, 3.

Pour les "non initiés" rappelons que le (HEF) 4030 est un quadruple OU-exclusif et que nous sommes convaincus du gâchis que nous avons fait en ne nous servant d'une seule porte mais il n'y a pas plus petit... !!!

Dernière étape : le décodage pour l'indication visuelle (figure 5)

Le décodage (ou demultiplexage) des directions du vent est réalisé

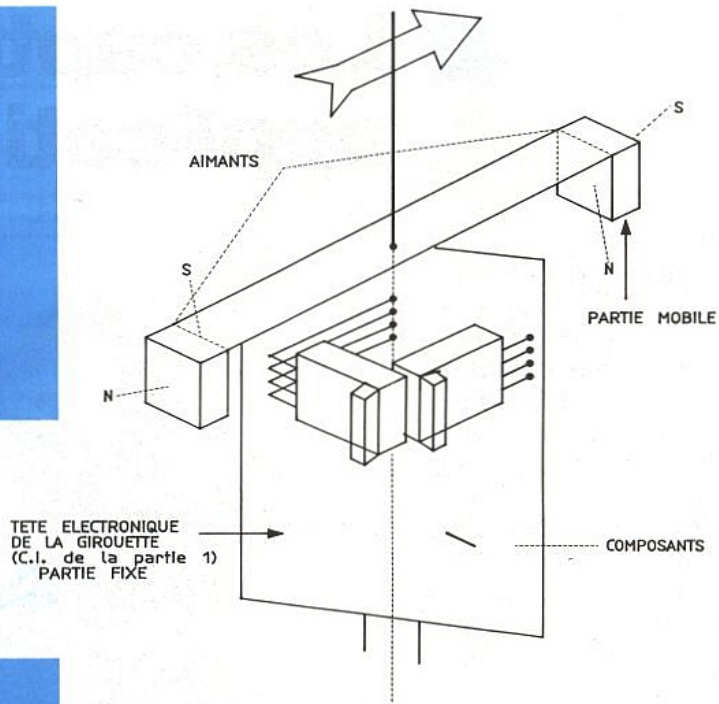


Figure 2

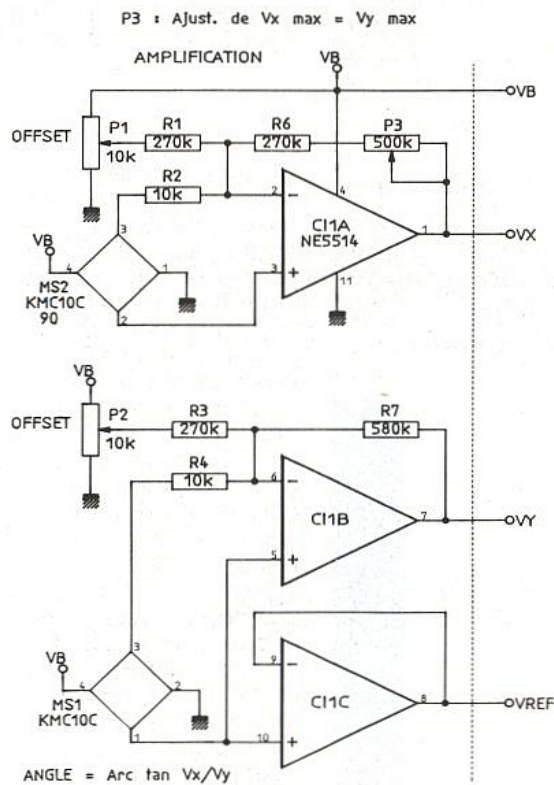


Figure 3

par un (HEF) 4051 B dont le rôle est de fournir une sortie active parmi huit lors de l'attaque par trois signaux binaires selon la table de vérité donnée **figure 6**.

Comme vous pouvez le remarquer sur la figure 5, la résistance de charge des LED se situe sur la broche 3 (sortie dite Z du circuit intégré) qui est le point com-

mun de rappel de toutes les sorties Yn.

De plus, si vous voulez faire "joli" et plus lisible, nous vous conseillons de disposer plusieurs LED "plates" (non circulaires) en série (ex : 6) par direction de façon à donner l'illusion d'avoir tracé les rayons de la rose des vents.

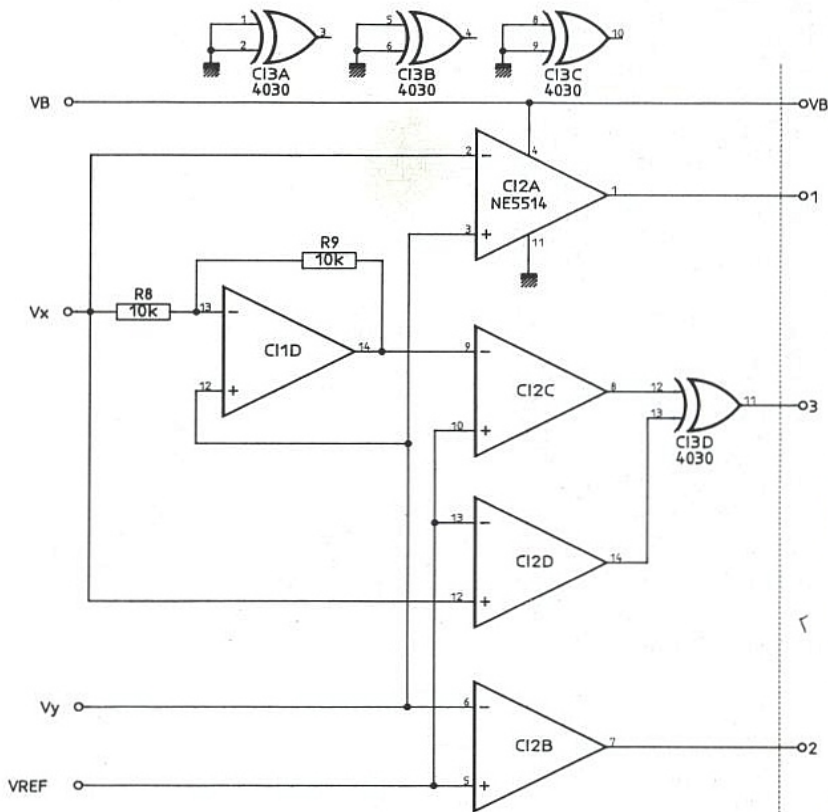


Figure 4

Remarques

Revenons un instant sur les tensions V_x et V_y .

Pour que le système fonctionne correctement, il faut que les valeurs maximales de V_x et V_y soient de valeurs égales (ne cherchez quand même pas à les avoir en même temps, elles sont par principe en quadrature) et pour cela nous avons disposé un potentiomètre de réglage : P3).

Pour les "fous" qui souhaiteraient se casser la tête (bien que ce ne soit pas trop compliqué) à réaliser ce montage à l'aide d'un micro-contrôleur, nous leurs rappelons que l'angle mesuré à l'aide de ce montage est égal à :

$$\text{angle} = \text{arc tang}(V_x/V_y)$$

Alors si le cœur vous en dit, à vous les gentilles petites conversions A/D à l'aide du PCF 8591.

ANEMOMETRE

Encore un sujet dont nous ne vous parlerons pas d'un ton "Badin" (tous les vélivoles se seront reconnus, quant aux autres courrez vous instruire dans vos dictionnaires...).

L'anémomètre est l'appareil destiné à évaluer la vitesse du vent lorsque vous êtes au sol ou bien encore à mesurer votre vitesse par rapport à l'air lorsque vous êtes dans un planeur. En fait, son principe est tel qu'il ne mesure que la vitesse relative.

Tout le monde a déjà vu ses petites ailettes tourner au sommet d'un mât avec le vent, souvent entraînant directement une petite "dynamo" afin de produire une d.d.p. donnant une indication "proportionnelle".

Dans notre cas nous nous servirons du système décrit dans le numéro ERP n° 511 où nous vous avons appris à mesurer soit des fréquences (à l'aide de roues dentées) soit des courants induits (à l'aide de disques pleins constitués de matériaux magnétiques ou non).

Le vrai problème commence alors comme d'habitude avec l'aspect mécanique de l'histoire, la façon de réaliser les petites ailettes et bien sûr avec l'étalonnage de l'appareil qui ne peut se faire facilement qu'à l'aide d'un... anémomètre conventionnel (non ce n'est pas la peine de sourire, on fait ce que l'on peut).

Bref, l'avantage de cet anémomètre réside principalement dans le fait de pouvoir disposer d'une d.d.p. aux bornes d'un capteur, donc de pouvoir la convertir numériquement et de la traiter par un micro-contrôleur.

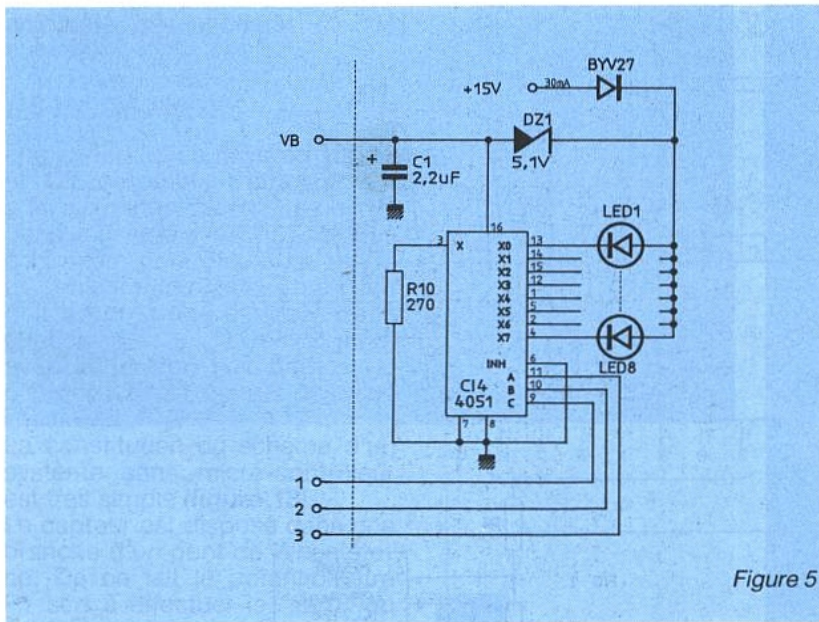


Figure 5

A2	A1	A0	Sortie active	Direction du vent correspondante
L	L	L	Y0 - Z	Sud-Est
L	L	H	Y1 - Z	Sud
L	H	L	Y2 - Z	Est
L	H	H	Y3 - Z	Nord-Est
H	L	L	Y4 - Z	Ouest
H	L	H	Y5 - Z	Sud-Ouest
H	H	L	Y6 - Z	Nord-Ouest
H	H	H	Y7 - Z	Nord

Figure 6

De plus, le micro-contrôleur peut aussi très bien servir à faire autre chose...

Une bonne échelle consiste à avoir des graduations allant par exemple pour les vélivoles de 40 à 300 - 350 km/h par tranches de 10 km/h.

Les schémas sont donnés aux figures 7, 8 et 9.

Comme vous le remarquerez, nous vous avons donné trois formules :

1) avec un schéma très dépouillé et un vu-mètre, **figure 7**.

2) avec un circuit classique Intersil, **figure 8**.

3) reliable à un micro-contrôleur via l'I2C (à noter que ce montage peut être considéré comme "universel" pour les applications des capteurs magnétiques), **figure 9**.
Dernières remarques électriques :

Dans tout ce qui touche aux vélivoles, les aspects consommation d'énergie, poids et volumes sont fondamentaux. Aussi, bien que les applications à micro-contrôleurs soient généralement plus longues à développer, elles possèdent l'énorme avantage d'utiliser moins de composants et de pouvoir passer sur ordre (du logiciel) dans des positions "d'attente" de type "idle" ou "power-down".

Remarques mécaniques

Si nous pouvons nous permettre de vous indiquer quelques conseils concernant la réalisation des ailettes ou palettes, sachez qu'il est préférable de les réaliser dans un matériau très léger (par exemple dans de la feuille d'aluminium) de façon à annuler toutes inerties dues à des masses trop lourdes et donc d'engendrer des erreurs dues à des variations rapides (cas des mesures de crêtes minimales et maximales).

Il va sans dire (mais c'est mieux en l'écrivant) que la linéarité d'un tel ensemble n'est pas facile à conserver et qu'évidemment un système simple n'aura jamais la prétention d'avoir toutes les compensations que devrait posséder un appareil de mesure. Par contre, ici aussi, qui dit non linéarité connue dit loi de compensation connue donc compensation à l'aide de tables de données via... micro-contrôleur.

Vous aurez aussi dans ce cas la possibilité de mémoriser les minima et maxima enregistrés pendant un certain laps de temps,... etc.

En ce qui concerne la lecture

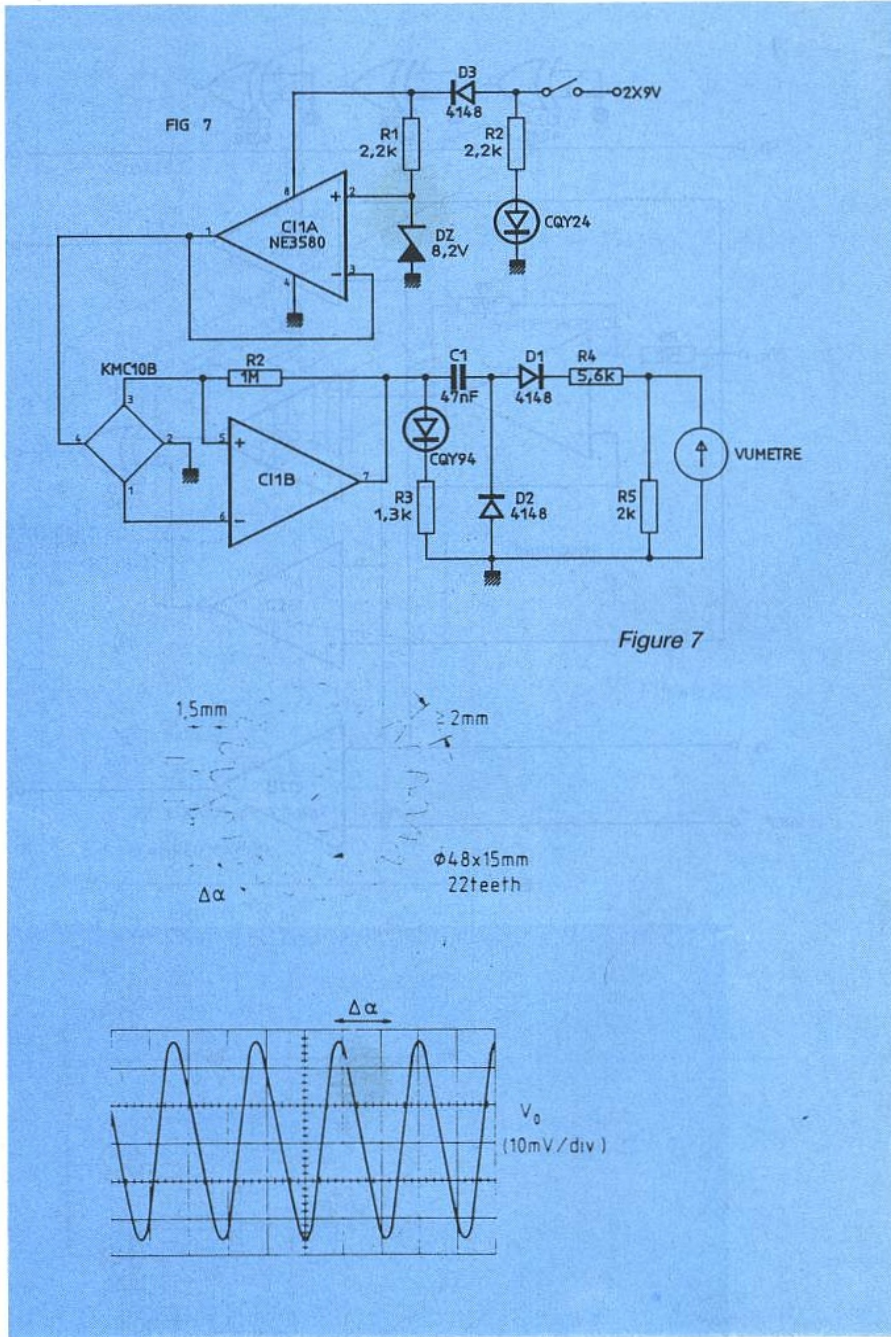


Figure 7

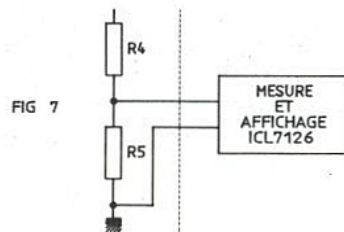


Figure 8

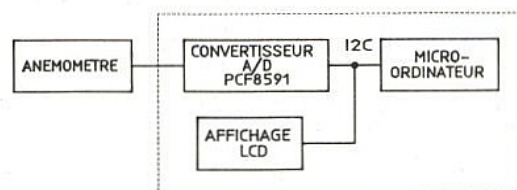


Figure 9

que vous souhaitez faire, si vous ne voulez pas voir les chiffres de l'indicateur danser en permanence, il vous sera nécessaire d'intégrer légèrement le signal mesuré à l'aide d'un condensateur disposé sur l'entrée du circuit de mesure.

De l'avis de beaucoup d'utilisateurs journaliers que nous avons consultés, on cherchera avec un anémomètre davantage l'indication d'un ordre de grandeur de la vitesse du vent qu'une indication précise de cette valeur. Nous en avons donc pris note...

Voici achevé notre participation à l'art et la manière de brasser du vent et bien que ce ne soit ni le moment ni le lieu d'en parler nous allons glisser subrepticement vers un sujet qui n'a absolument rien à voir avec les capteurs magnétiques, mais qui fait un tout avec les applications navigo-météo-velivo au niveau des applications :

C'est la mesure de la température.

Nous vous décrivons prochainement ces types de capteurs de température tout "silicium" et non "résistance non-linéaire" mais nous avons voulu vous donner directement la panoplie complète des schémas et des cuivres.

UN THERMOMETRE

Les synoptiques (figures 10, 11 et 12) ressemblent étrangement à leurs grands frères que ce soit dans le cas de systèmes simples ou à micro-contrôleurs.

La seule caractéristique que l'on doit avoir en tête est celle de la relation qui lie la température avec la tension aux bornes du capteur KTY 81 qui est des plus linéaire.

La constitution du schéma d'un système sans micro-contrôleur est très simple (figure 13).

Le capteur est disposé dans une branche d'un pont de Wheatstone. De ce fait le potentiomètre P1 sert à effectuer le "zéro" du pont alors que le potentiomètre P2 sert à ajuster la valeur de la tension de référence à appliquer au circuit intégré ICL 7126.

Une dernière petite remarque consiste à vous dire qu'il n'est pas interdit de disposer deux KTY 81 et de placer un micro-inverseur afin de mesurer les températures intérieure et extérieure.

Nous voici arrivé maintenant au terme de cette première partie des applications des capteurs de tous poils (pression, température magnétiques) et maintenant vous

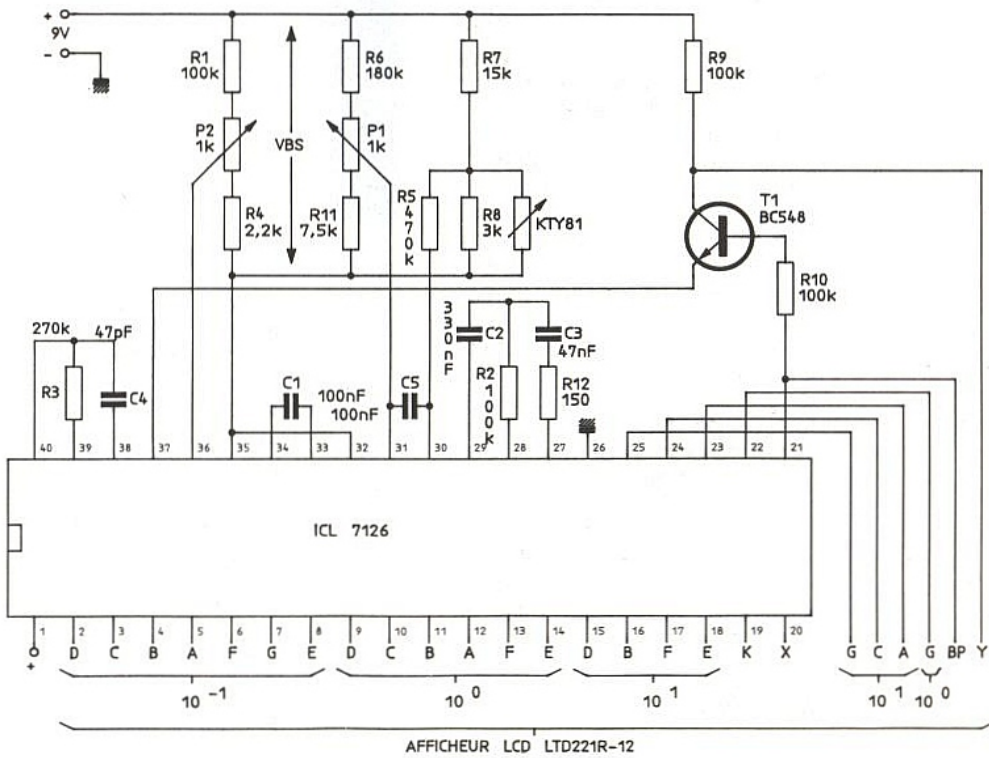
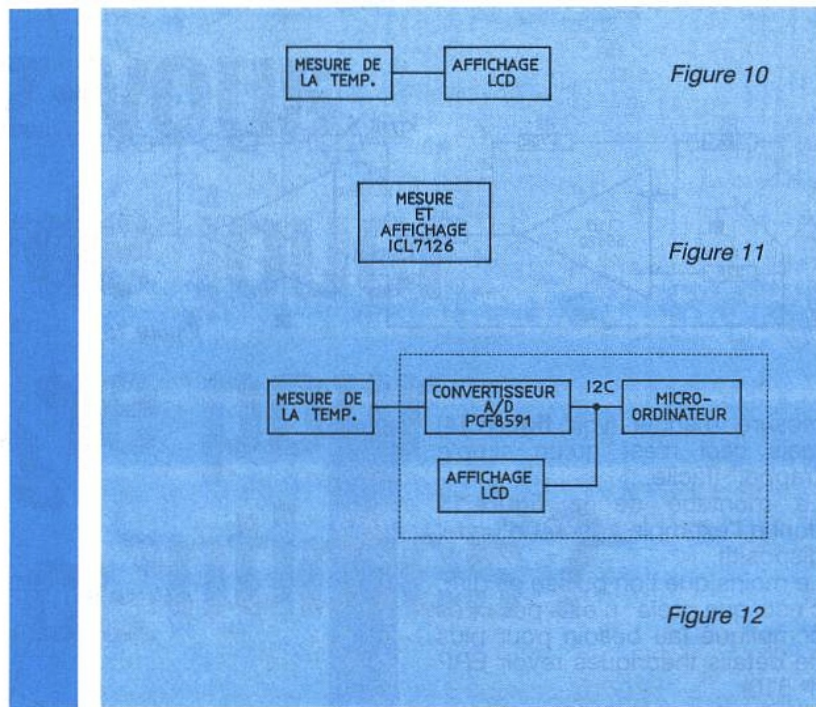


Figure 13

êtes en mesure de réaliser altimètre, baromètre, thermomètre, anémomètre, girouette afin d'être prêt pour le grand départ, la grande aventure.

Il ne vous manque plus que quelques instruments de bord strictement nécessaire à l'aspect navigation de la chose.

Pour nous mettre en jambes, commençons par exemple par quelque chose de simple : la mesure de l'angle de gîte d'un bateau.

ANGLE DE GITE

Pour tous ceux qui ont un peu navigué ce dispositif fera aussi l'effet d'un gadget mais leur donnera certainement des idées pour réaliser d'autres applications ; pour les autres cela pourra donner une notion de l'équilibre par rapport à la verticale (même après des soirées bien arrosées). Ceci revient à effectuer une

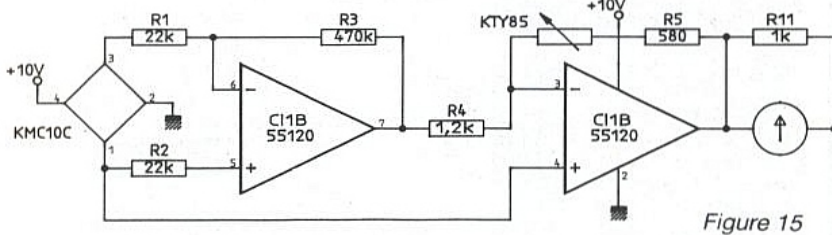
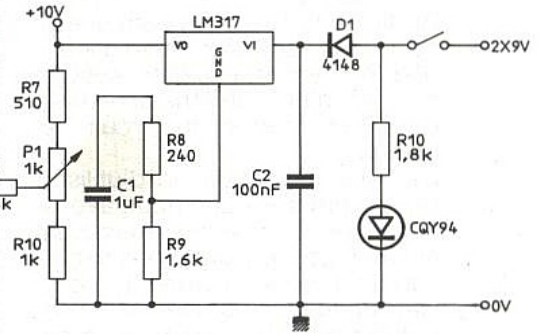


Figure 15



mesure d'angle (voir figure 14) mais ceci n'est qu'un simple "rappel" (facile...)

Le montage de la figure 15 donne l'exemple concret d'un tel dispositif.

Le moins que l'on puisse en dire, c'est que cela n'est pas très compliqué (au besoin pour plus de détails théoriques revoir ERP n° 510).

L'indication ici aussi peut être réalisée soit à l'aide d'un galvanomètre à aiguille soit à l'aide d'afficheurs LCD commandés directement par le circuit Intersil soit à l'aide de l'éternel micro-contrôleur.

Etant donné que nous ne connaissons pas exactement de quelle façon mécanique vous allez concrètement monter l'ensemble (donc la sensibilité de votre propre montage), l'unique problème qui vous restera à résoudre sera celui de l'étalonnage qui pourra s'effectuer par comparaison à l'aide d'un rapporteur de type Vulgarus (ceci engendre bien évidemment quelques faux frais mais il faut ce qu'il faut...).

Passons maintenant à des choses un peu plus complexes et examinons l'instrument qui est certainement le plus utile aux vélivoles : le variomètre.

VARIOMETRE

Déjà il faut savoir que c'est une "bête" étrange qui a pour fonction d'indiquer votre vitesse, non pas dans le sens horizontal comme vous l'entendez communément mais selon l'axe "vertical", par exemple vitesse "ascensionnelle", et vous permettant de savoir ainsi combien vous prenez ou perdez de mètres par seconde de façon à exploiter au mieux les courants (ou masses) d'air chaud (ou froid).

C'est l'un des indicateurs de base du vélivole. (Pour information deux autres éléments vitaux sont loin d'être remplacés par le l'électronique ne serait-ce que pour leur fiabilité et leur coût : il

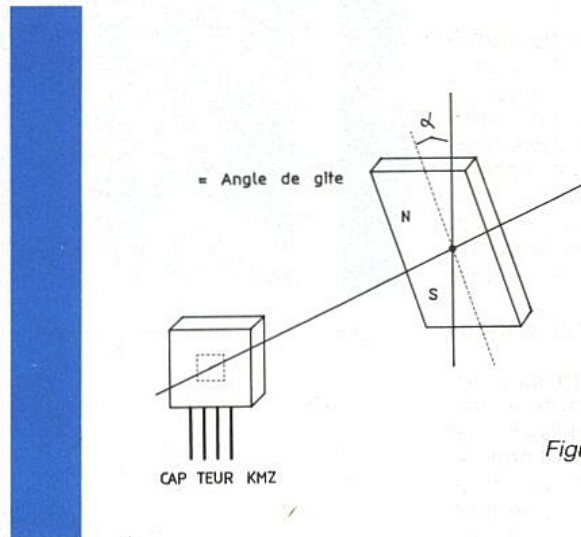


Figure 14

s'agit d'une bille et d'un fil de laine !)

Cet instrument doit (ou devrait être capable) d'indiquer d'une part, le plus fréquemment possible (par exemple chaque seconde), cette vitesse avec une précision meilleure que le mètre par seconde (en fait les 10 cm par seconde sont les bienvenus) pour essayer de bénéficier de toutes les opportunités instantanées des déplacements des masses d'air et d'autre part doit (ou devrait) être capable de donner une légère intégration des résultats en les moyennant (par exemple toutes les 5 à 10 secondes) afin de donner une vue plus globale de ce qui se passe réellement.

Une conclusion vient à l'esprit immédiatement : il est préférable que ce genre de système soit micro-contrôlé si l'on souhaite avoir de la souplesse dans le traitement du signal en ce qui concerne les échantillonnages, les mémorisations etc...

En ce qui concerne la rapidité et la qualité de la saisie de l'information à mesurer, ceci ne pose aucun problème avec les capteurs de pression de la famille KP 130 et 131 AE... Par contre, en ce qui concerne la précision du système c'est une autre histoire !

Commençons par rafraîchir vos mémoires en vous rappelant que la pression chute d'environ 100 mbar pour une variation d'altitude de 1000 mètres, soit pour 1 mètre : 100 microbars, et bien sûr de 10 microbars pour 10 cm. Sachant que pour ces types de capteurs une variation d'environ 1000 mbars engendre une variation d'environ 5 Volts, une variation de 1 mètre (qu'il soit par seconde ou par quinze jours !) entraînera une variation de 0,5 mV et bien sûr 10 cm donneront 50 µV.

Ces petits calculs forts simples vous situent déjà les ordres de grandeur des précisions requises pour être dans le "vent".

Au pire 0,5 mV / à 5 V soit 1/10 000, au mieux 0,05 mV / à 5 V soit 1/100 000.

Soit, en version sous-titrée, dans le cas de traitement numérique du signal :

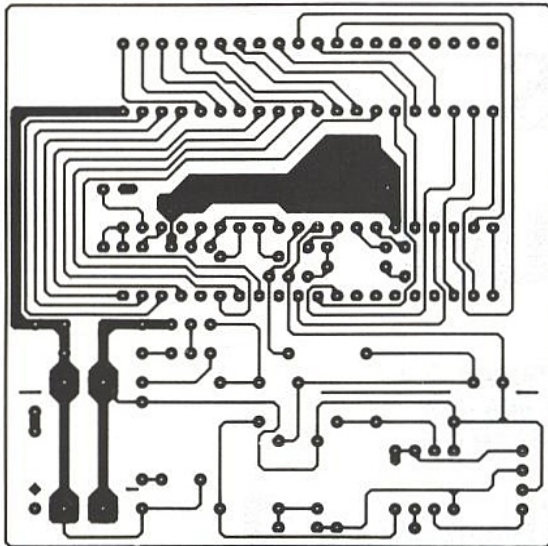
1/10 000 demande une conversion A/D sur au moins 14 bits ($2^{14} = 16384$).

1/100 000 demande une conversion A/D sur au moins 17 bits ($2^{17} = 131072$).

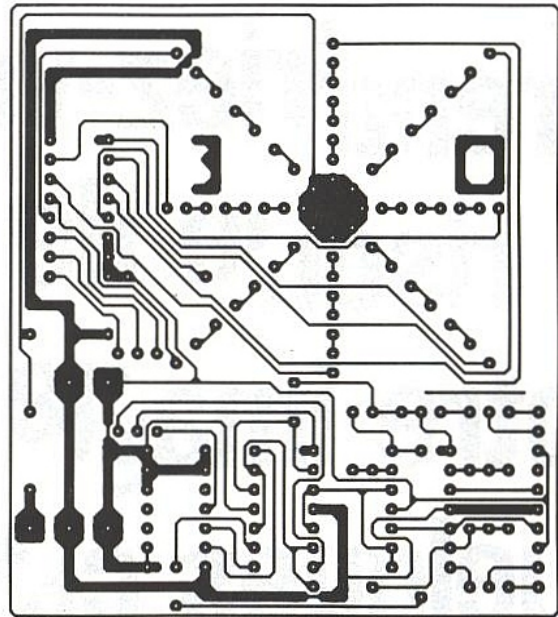
Nous entendons déjà crier : au fou.

Le cas de figure est insoluble avec le convertisseur I2C PCF 8591 (8 bits) utilisé tel quel.

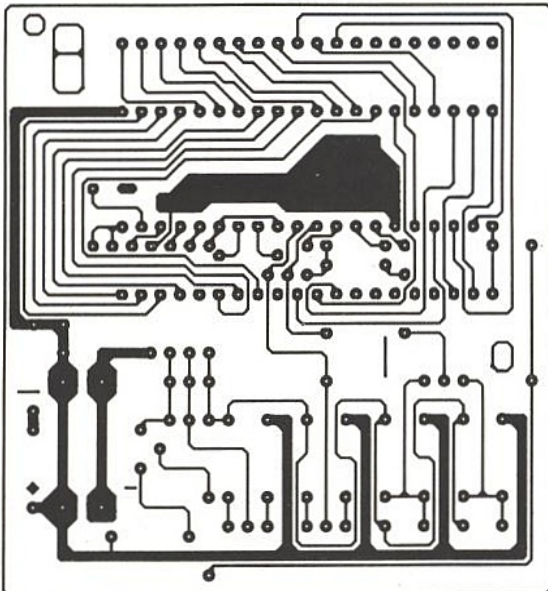
Reprenons à nouveau les mêmes



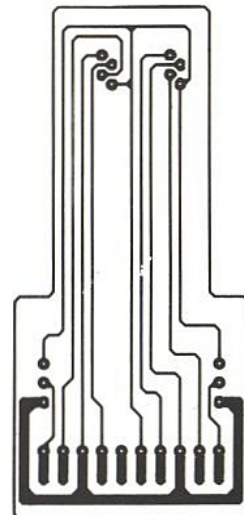
Anémomètre.



Rose des vents avec plaque « capteurs ».



Thermomètre.



calculs mais en sens inverse en nous appuyant sur un exemple pour que tout cela soit un peu plus concret.

Nous supposons qu'en chaque point de l'espace (en toute altitude) nous mesurerons la pression par exemple à 1000 m : 913 mbars.

La tension de sortie (aux bornes) du capteur serait par exemple de 4,35267 volts à cette altitude.

Cette tension convertie "sèchement" sur 8 bits perdra de sa précision mais fournira une valeur binaire, valeur à laquelle nous allons de façon constante retirer (par traitement logiciel) une valeur binaire arbitraire équivalente par exemple à 100 mV.

Si nous renvoyons le résultat obtenu (4,35... - 0,1 Volt) sous sa forme binaire au convertisseur D/A du PCF 8591 nous obtiendrons une tension de sortie ana-

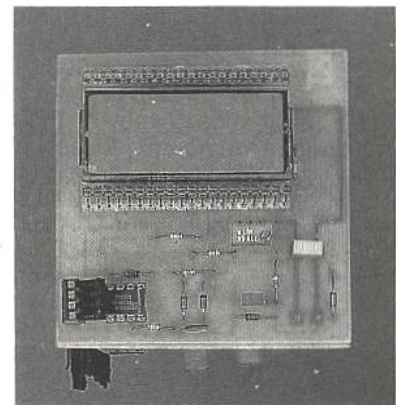
logique de 4,25 Volts dont nous allons décider de nous servir en tant que tension d'offset (décalage en bon français) du zéro (de la masse) de l'amplificateur de mesure.

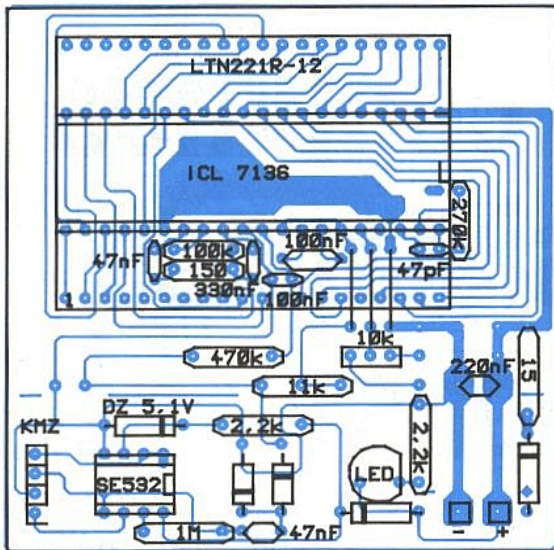
Si, par la même occasion, nous en profitons pour modifier simultanément le gain de cet amplificateur en conséquence, nous disposerons d'une excursion de $5\text{ V} - 4,25\text{ V} = 750\text{ mV}$ pour traiter une différence de pression de $1013 - 913 = 100\text{ mbars}$.

Si nous avons décrété par exemple que dorénavant l'amplificateur aurait un gain de 5 nous pourrions disposer d'un "swing" de $750\text{ mV} \times 5 = 3,750\text{ Volts}$ pour représenter une différence de 100 mbars soit 37,5 mV par mbar ou encore 3,75 mV pour 100 micro bars.

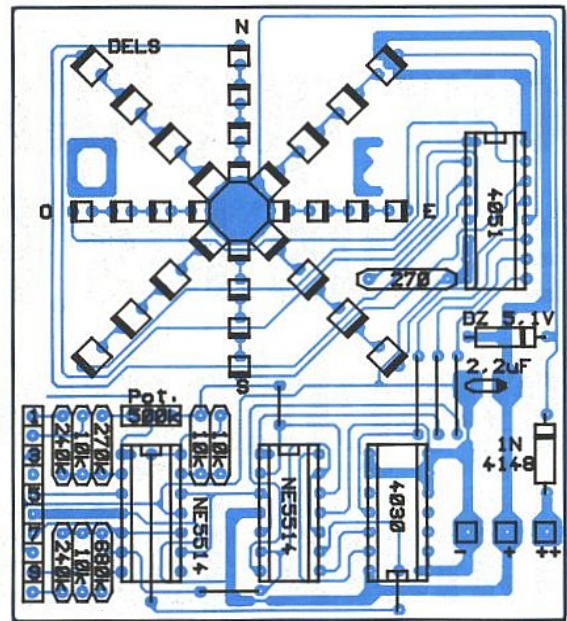
En vous rappelant (voir paragraphe précédent) que 100 micro

bars sont équivalents à environ 1 m de différence d'altitude, la précision nécessaire de 3,75 mV correspond maintenant à une résolution de conversion A/D non plus de 14 bits mais 3,75 mV/5 V

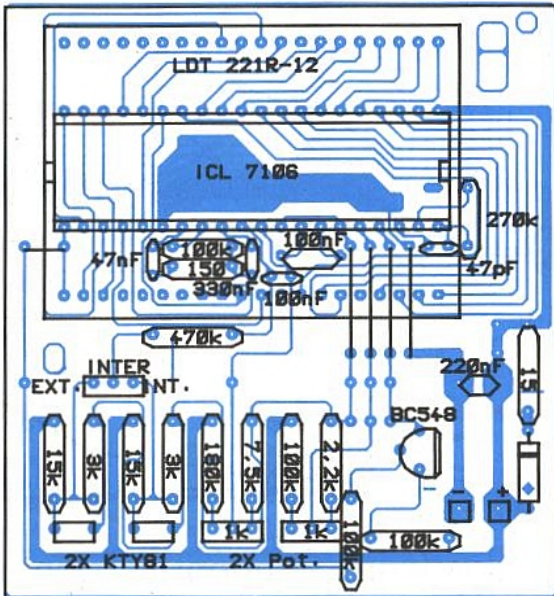




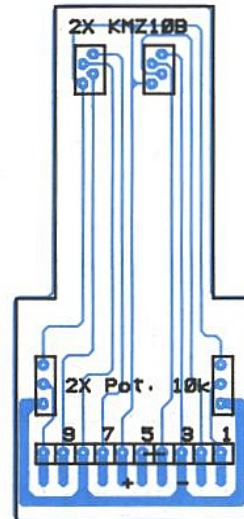
Circuit anémomètre.



Girouette - Rose des vents.



Circuit thermomètre.



soit l'équivalent de 11 bits pour 1 m!! Cet artifice permet donc de faire passer, en deux lectures, un convertisseur 8 bits à la précision d'un convertisseur de 11 bits.

On peut recommander une nouvelle fois la même procédure pour réussir, en deux étapes successives, de résoudre 14 bits avec un convertisseur de 8 bits. Magique, isn't it ?

Pourquoi faire tout cela. Voilà une bonne question !

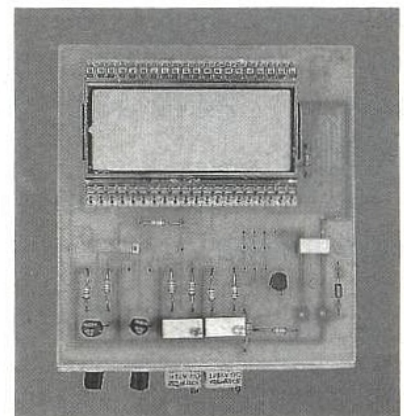
Evidemment nous aurions pu utiliser directement un convertisseur 14 bits mais cela aurait été trop facile et vous seriez passé à côté d'une belle explication et puis "pourquoi faire simple quand il est si facile de faire compliqué", ce n'en a que plus de charme.

Assez plaisanté et redevenons sérieux, cinq petites minutes pour vous dire, que tout d'abord ces convertisseurs (14 et 16 bits) ne sont pas donnés, ensuite que la précision de la tension d'alimentation qu'ils nécessitent n'est pas simple à obtenir sinon on risque de gacher les très belles performances de ces magnifiques convertisseurs par la médiocre qualité de leurs alimentations, et puis enfin que nous désirions utiliser un circuit directement compatible au bus I2C afin de conserver l'homogénéité de notre solution (et en plus cela vous a permis de découvrir comment pouvoir déguiser des convertisseurs 8 bits en faux 11 ou 14 bits !!).

Nous vous donnons maintenant rendez-vous dans un prochain numéro pour la réalisation con-

crète du variomètre ainsi que celle d'un compas électronique simple et performant.

D. PARET



L'oscilloscope à mémoire numérique HITACHI VC-6045

Pas encore bien connu du public français pour ses oscilloscopes, le groupe HITACHI qu'on ne présente plus pour d'autres de ses multiples activités, est pourtant sur le créneau de la mesure depuis de nombreuses années. Le VC 9045, objet des lignes qui suivent, fait partie d'une nouvelle ligne d'appareils avec laquelle il faudra certainement compter, et ce d'autant plus que désormais la distribution sur notre territoire a été confiée à un spécialiste du domaine : MB Electronique.



Le VC 6045 combine les fonctions d'oscilloscope "analogique" (temps réel) 2×100 MHz doté des principales commandes usitées actuellement et d'oscilloscope numérique 2×40 M éch./s.

De prime abord la répartition des commandes, et cela se vérifie à l'usage, est bien réalisée. Les parties "analogiques" et "numériques" sont bien différenciées et l'opérateur occasionnel pourra utiliser l'appareil convenablement très rapidement. En effet le bandeau des "commandes spécifiquement numériques" est regroupé sous l'écran, la partie droite étant tout à fait traditionnelle pour un oscilloscope "temps réel" même si la plupart de ces commandes servent évidemment aussi en mode mémoire. En mode temps réel le VC 6045 est on ne peut plus conventionnel si ce n'est qu'il offre un affichage alphanumérique (rappel des fonctions et des facteurs de déflexion) et la possibilité de réaliser des relevés à l'aide de curseurs tant en vertical qu'en horizontal.

Il est ainsi possible d'afficher aussi bien des écarts temporels (ΔT) et leur réciproque $1/\Delta T$, donc des mesures de fréquence, que des écarts de tension (ΔT) soit évaluer rapidement une composante moyenne, un niveau continu ou des amplitudes crête ou crête à crête. Le positionnement des curseurs s'effectue très simplement à l'aide du levier "selector" placé sur "mesure", du poussoir "cursors" et du potentiomètre "variables".

Particularité intéressante, l'appareil s'autocalibre à la mise sous tension (il est géré par microcontrôleur) et peut être positionné en base de temps automatique — il suffit d'appuyer sur la position centrale du switch à trois positions de sélection de vitesse de balayage —. Si l'appareil est placé en mode trig Auto, il affichera le signal sans autre forme de procès, quitte à l'opérateur d'affiner les réglages ensuite en mode manuel. Cela évite les recherches fastidieuses de la trace. Le VC 6045 dispose d'une double base de temps avec affi-

chage du retard de déclenchement de la seconde base de temps, d'une commande d'inhibition (Hold-off), d'un verrouillage du déclenchement et d'un couplage TV (ligne, trame), du classique en somme. Mais du classique sans surprise. On peut décaler les atténuateurs verticaux mais pas la base de temps, nous verrons plus loin que cela n'offre pas d'intérêt avec la commande d'expansion ($\times 10$) et les possibilités de pré et post-déclenchement.

En position Dual, double trace, le mode alterné est automatiquement obtenu pour des vitesses de balayage supérieures à 2 ms/div., et le mode découpé pour les vitesses inférieures. Malgré tout, on peut forcer le mode découpé en pressant simultanément "dual" et "CH1". La fréquence de découpage étant approximativement de 250 kHz.

On peut exploiter le déclenchement monocoup (Single) à l'aide de la touche appropriée et ce tant en mode temps réel (ce qui offre moins d'intérêt) qu'en mode "numérique".

En somme, un appareil classique d'usage varié pour sa partie temps réel mais il offre aussi les avantages du numérique comme nous allons le voir maintenant.

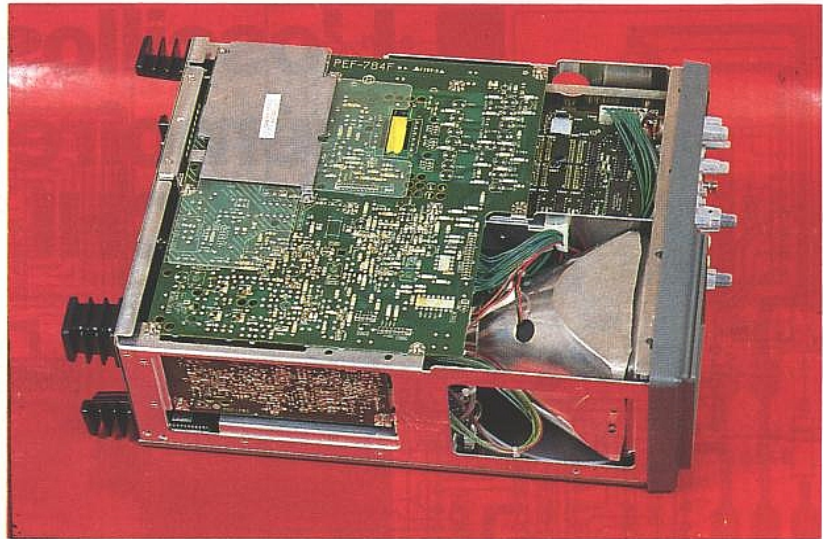
En fonction oscilloscope à mémoire numérique, le 6045 sélectionne automatiquement les différents types d'acquisition selon la vitesse de balayage choisie.

Ainsi de 2,5 μ s/div. à 0,1 s/div., c'est le mode "normal" ou échantillonnage en temps réel qui est validé. A chaque balayage une acquisition complète est effectuée puis affichée (l'appareil dispose d'une mémoire d'acquisition et d'une mémoire d'affichage pour chaque voie). Dans ce mode on peut mémoriser n'importe quel type de signaux.

De 50 ns/div. à 2 μ s/div. (six positions), seuls les signaux répétitifs peuvent être stockés. C'est l'échantillonnage en temps équivalent (de type aléatoire sur le 6045).

Rappelons que dans ce cas il faut plusieurs balayages pour acquérir le signal, la position des échantillons prélevés à chaque balayage étant temporellement différente par rapport au point de déclenchement.

Ainsi dans le cas du 6045 avec une fréquence d'échantillonnage de 40 M éch./s, on peut obtenir une bande passante équivalente utile numérique de 100 MHz (sur signaux périodiques) alors qu'on



Une électronique très compacte répartie sur neuf cartes solidarisées au châssis aluminium. Notez la qualité de réalisation et le blindage du tube.

est limité pour une interprétation correcte du signal à environ 5 MHz en mode normal.

De 0,2 s/div. à 50 s/div. ($\times 10$) c'est le mode défilement (ROLL) qui est sélectionné.

L'appareil fonctionne alors comme un enregistreur graphique, chaque nouvel échantillon étant affiché "au fil de l'eau", la réactualisation se faisant, c'est compréhensible, à droite de l'écran. Ce mode de fonctionnement est adapté à la surveillance de phénomènes lents non déterministes, tout est affiché.

Quel que soit le mode d'acquisition, un appui sur la touche HOLD fige la courbe, la mémoire d'affichage étant constamment relue sans réactualisation.

Le maintien doit être enclenché si l'on veut stocker une ou deux courbes dans la mémoire de sauvegarde; cette dernière peut garder les données pendant environ 48 h, appareil non alimenté, grâce à une petite batterie.

A tout instant on peut rappeler les courbes sauvegardées par la touche RECALL (si storage est allumé bien sûr) à des fins de comparaison avec de nouveaux enregistrements. C'est très pratique lorsqu'on désire par exemple faire du contrôle rapide par rapport à un gabarit. Par contre l'appareil ne dispose pas de mode de surveillance (genre save on delta) qui déclenche une acquisition lors d'un dépassement (en plus ou moins) par rapport à un gabarit enregistré.

Les communications, les échanges de données, ne peuvent s'effectuer que lorsque la touche "Hold" est activée en RS 232. Ceci est valable aussi bien pour l'archivage d'une courbe via une imprimante ou un traceur, par

pression sur la touche "PLOT" — toutes les données affichées à l'écran étant transmises —, que lors de l'utilisation d'un logiciel de traitement de signal comme HIMES que nous évoquerons plus loin.

Enfin la touche "menu" conjointement avec le bouton "variables control" autorise le choix du type d'interpolation (sans, linéaire ou sinusoïdale), le lissage (ou non - smooth on/off), et le nombre "d'enregistrements" intervenant en moyennage (0,4 ou 16) : AVG (average) MORM - 4 - 16.

La courbe moyennée, dans le cas où cette fonction est appelée, est affichée après l'acquisition du nombre de balayages sélectionnés (4 ou 16). Par exemple sur AVG 4, la LED "storage" clignote quatre fois avant que le rafraîchissement de l'écran ne se produise. En mode défilement il est bien entendu impossible de moyennner.

Le moyennage est utile lorsque le signal est affecté de bruits non corrélés. La représentation finale obtenue est exempte de "parasites".

Une particularité intéressante du 6045 réside dans l'affichage (en haut à droite de l'écran) du message ALIAS 2 ou ALIAS 10 lorsque l'acquisition effectuée n'est pas représentative du signal réel; c'est-à-dire lorsque, selon la vitesse de balayage choisie (et par conséquent la fréquence d'échantillonnage), le nombre d'échantillons prélevés est inférieur à deux par période (ALIAS 2) ou dix par période (ALIAS 10); l'opérateur sait alors qu'il doit sélectionner une autre vitesse de balayage. La représentation pourrait sinon être jugée correcte

alors qu'elle ne l'est pas (repliement de spectre) dans la réalité.

Toujours en fonction oscilloscope numérique, le 6045 permet de visualiser le signal avant le point de déclenchement (pré-déclenchement). La durée de pré-déclenchement (pre-trig) sélectionnée par H-POS et "variables control" est affichée en divisions (par pas de 0,1 div.) en haut à gauche de l'écran.

Le post-déclenchement est tout aussi possible à l'aide de la seconde base de temps.

Le retard entre le déclenchement de la base de temps A et celui de la base de temps B est affiché en sous-multiples de la seconde toujours en haut et à gauche. Ceci reste vrai lorsque l'oscilloscope est exploité en analogique (temps réel).

Bien que le rappel des sélections effectuées, des facteurs de déflexion horizontaux et verticaux et de façon générale toutes les indications offertes par l'affichage alphanumérique — travail avec les curseurs — soient une très bonne chose, il se peut que, lors de certaines mesures où l'on affiche plusieurs courbes (à l'aide de la seconde base de temps ou

en comparaison avec des courbes sauvegardées), celui-ci devienne gênant. Pas de problème avec le 6045, on peut le désactiver à l'aide du bouton "variables control" en appuyant simultanément sur le levier "selector". Peut-être eût-il été cependant préférable de disposer un simple switch supplémentaire.

Signalons aussi la présence sur le panneau arrière d'une sortie signal de déclenchement bien pratique lorsque l'on désire synchroniser un appareil externe. Dans le même ordre d'idée l'entrée axe Z (modulation d'intensité du faisceau) permettra d'effectuer du marquage, la surbrillance sur des signaux faiblement répétitifs n'étant pas nécessaire sur un scope à mémoire numérique.

Enfin fait particulièrement appréciable sur cet appareil, le système de déclenchement est remarquable. Difficile de le prendre en défaut même sur des signaux complexes. On dispose d'ailleurs d'un verrouillage du déclenchement (trigger lock jumelé avec la touche monocoup) qui assure une parfaite stabilité même lorsqu'ayant choisi un pourcentage d'inhibi-

tion donné (Hold-off), on change la vitesse de balayage. C'est fort agréable en cours de manipulation.

Construction

A l'ouverture du capot, nous devons avouer avoir été impressionnés par la construction, l'agencement, la compacité et la solidité de l'ensemble.

Il est visible que le constructeur n'a pas lésiné sur la qualité des éléments employés, à commencer par un très bon châssis en aluminium qui reçoit toutes les



La face arrière avec le connecteur DB 25 RS 232 C, le jeu de switches de configuration. On notera aussi les prises d'entrée axe Z et de sortie trigger (BNC).

OFFRE SPECIALE D'ABONNEMENT

CHAQUE MOIS **SUIVEZ**
L'EVOLUTION TECHNIQUE
ET **RESTEZ INFORMES** AU
TRAVERS DE NOS RUBRIQUES
REGULIERES ET POUR NE
RIEN MANQUER DANS
ELECTRONIQUE RADIO PLANS
ABONNEZ-VOUS
SANS TARDER
A UN
TARIF PREFERENTIEL



TITRE PRIVILEGIÉ D'ABONNEMENT

OUI Je souhaite recevoir
Electronique Radio Plans
pendant 1 an au tarif **préférentiel**
de **238 F** pour 12 numéros au lieu
de **264 F** (étranger **343 F**)

Retournez le bon ci-dessous avec le
règlement à l'adresse suivante :
ELECTRONIQUE RADIO PLANS
2, à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cedex 19

ERP 11/90
 MME MR MELLE

NOM PRENOM

ADRESSE

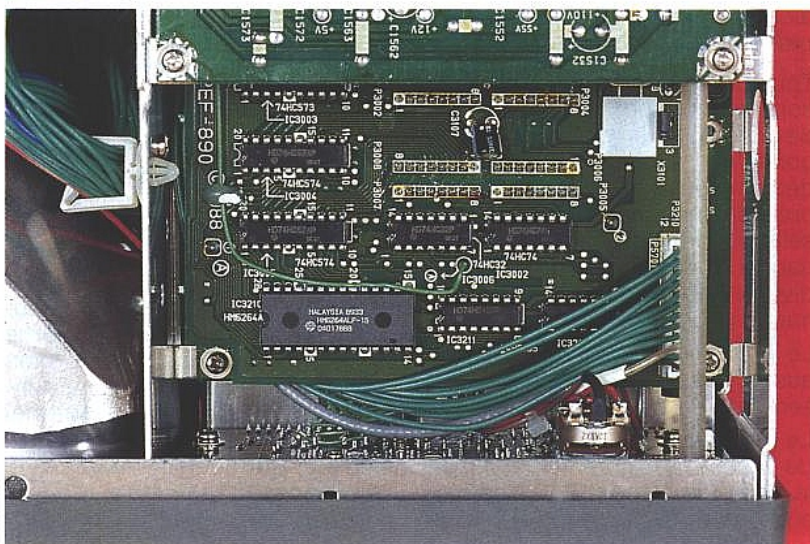
CODE POSTAL / VILLE

Ecrire en **CAPITALE**. N'inscrivez qu'une lettre par case. Laissez une case entre 2 mots
merci. Ci-joint mon règlement à l'ordre de **ELECTRONIQUE RADIO PLANS**
 CHEQUE BANCAIRE OU POSTAL CARTE BLEUE N°
SIGNATURE ▶

cartes et ménage là où il se doit des cloisonnements faisant office de blindage. Pour autant qu'on puisse en juger Hitachi n'a pas fait appel à des circuits "personnalisés", peut-être parce qu'actuellement le nombre d'appareils en production ne le justifie pas. Quoi qu'il en soit, malgré la débauche de cartes imprimées double face trous métallisés, l'ensemble est très compact et encore une fois astucieusement agencé.

L'alimentation du type à découpage permet le fonctionnement sur des secteurs dont la tension peut s'étaler entre 90 et 250 V AC pour des fréquences comprises entre 48 et 440 Hz, autant dire quasiment partout. L'électronique ne se montre pas aussi gourmande qu'on pourrait l'imaginer avec une "consommation" annoncée de 50 W.

Le tube, de haute qualité, est blindé et protégé dans les règles de l'art. Au total une très bonne fabrication qui laisse présager une excellente fiabilité. Et c'est très bien ainsi car les opérations de maintenance ne doivent malgré tout pas être faciles dans certains cas ; Hitachi a plutôt privilégié le volume, les performances et la solidité.



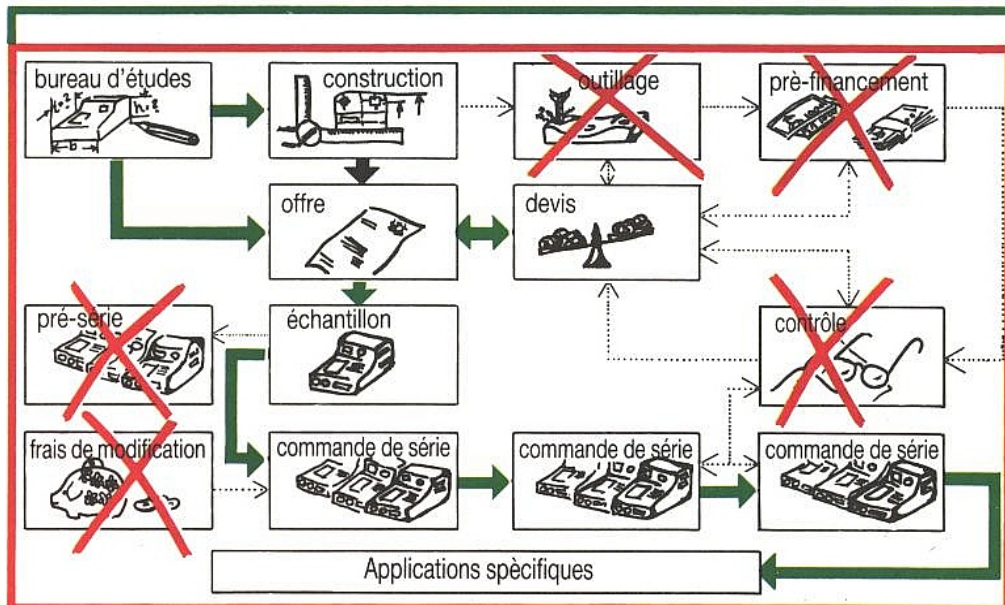
Le contre-panneau de face avant supportant l'essentiel des commandes et la carte logique de contrôle.

Le logiciel HIMES

Bien que n'étant pas livré avec l'appareil, nous nous devons de présenter ce logiciel tournant sur PC-XT-AT (de préférence doté d'un coprocesseur mathématique) car il décuple les possibilités du 6045 en traitement du signal et a été spécifiquement écrit pour la famille de scopes numériques Hitachi.

Pour le 6045, la liaison avec le PC se fera à l'aide d'un cordon RS 232 C (V 24) croisé et à une vitesse de transmission de 9 600 bauds.

La mise en œuvre est très simple, il suffit de configurer correctement le jeu de switches placés à côté du connecteur RS 232, sur le panneau arrière.



COFFRETS PLASTIQUES

Pour vos coffrets plastiques, nous vous proposons une technologie souple, à vos mesures, sans frais d'outillage, personnalisée, sérigraphiée, de l'unité à la série, conception de prototype à partir de 72 heures. Usage numérique.

LA TOLERIE PLASTIQUE

Z.I. Route d'Etretat 76930 OCTEVILLE
Tél. 35 44 92 92 - Fax 35.44.95.99



Une fois le logiciel lancé et le scope en mode storage-Hold, la communication est établie. On peut, du logiciel, commander un déclenchement rafraîchissement des données, changer la vitesse de balayage mais surtout effectuer une foule d'opérations sur le signal acquis. Himes offre huit canaux d'affichage dans lesquels on peut à la fois ranger les signaux à acquérir mais aussi la représentation de tous les traitements qu'on désire leur faire subir.



Ce logiciel fonctionne selon deux modes différents : en interactif à l'aide de la souris ou en interpréteur à l'aide de lignes de commande rentrées dans un langage évolué.

Pour ce qui concerne les opérations simples, évaluation des grandeurs (tension, temps, fréquence) à l'aide des curseurs, opérations mathématiques, sauvegardes, lecture, configuration, le mode interactif est le plus approprié mais il faudra modérer le "tempérament" de la souris.

Par contre pour la génération de fenêtres de filtrage (Hamming, rectangulaire,...), les opérations mathématiques compliquées ou les transformées de Fourier discrètes opérées sur le signal, il nous paraît préférable de passer en mode interpréteur.

On se référera au **tableau 2** pour estimer l'étendue des possibilités offertes par HIMES.

Principales caractéristiques d'HIMES

● Le logiciel supporte les interfaces suivants :

- GP.IB (IEE 488).
- RS 232 C (24) (uniquement les modèles PSO.VC 6045-25).
- L'accès direct au bus.
- La carte lecture/écriture IU-1 via RS 232 C.

● Calculs sur les courbes

Temps de montée, dépassements, min., max., valeur crête à crête, fréquence, rapport cyclique, comptage d'événements.

● Vitesse de transfert

- Connexion directe au bus : 40 Kbytes/s.
- GB IB : 40 Kbytes/s.
- RS 232 C : 9600 bauds.

● Mode chien de garde

Permet de capturer les événements irréguliers et les stocker pour traitement ultérieur.

● Zooming dans les deux axes.

● Mesures par curseurs.

● Calcul sur les données dans les deux modes

(interactif et interpréteur) :

- (+, -, ×, ÷), sinus, cosinus, arctangente, logarithme, exponentielle, dérivation, intégration et lissage.

● Transformée de Fourier discrète (FFT)

Avec transformée inverse et fenêtrage (Hanning, Hamming, Blackmann, Rectangle).

En mode interactif ce dernier est très convivial et autorise déjà un grand nombre de traitements sans apprentissage préalable. Il est certain que dès lors que l'on veut l'exploiter au maximum, il faut entrer "dedans" plus avant.

Conclusion

Le VC 6045 est indéniablement un outil performant, bien pensé, qui ne déroute pas lors de la prise en mains. Très compact dans sa catégorie, il trouvera sa place aussi bien sur site qu'en laboratoire.

Son universalité, on dispose en fait de deux scopes insérés dans un même boîtier, ses capacités de dialogue en RS 232 avec un microordinateur ou des périphériques de traçage pour la sauvegarde des enregistrements, lui ouvrent un champ d'applications très vaste. Si de plus on lui associe le logiciel de traitement du signal HIMES, on obtient un système très complet pour un prix correct — 28 080 F H.T.* pour le 6045 et 8 508 F H.T. pour le logiciel —.

Nous avons particulièrement apprécié l'excellent déclenchement, l'ergonomie, la facilité d'emploi et une très bonne facture.

Un appareil que l'on peut placer sans crainte entre toutes les mains...

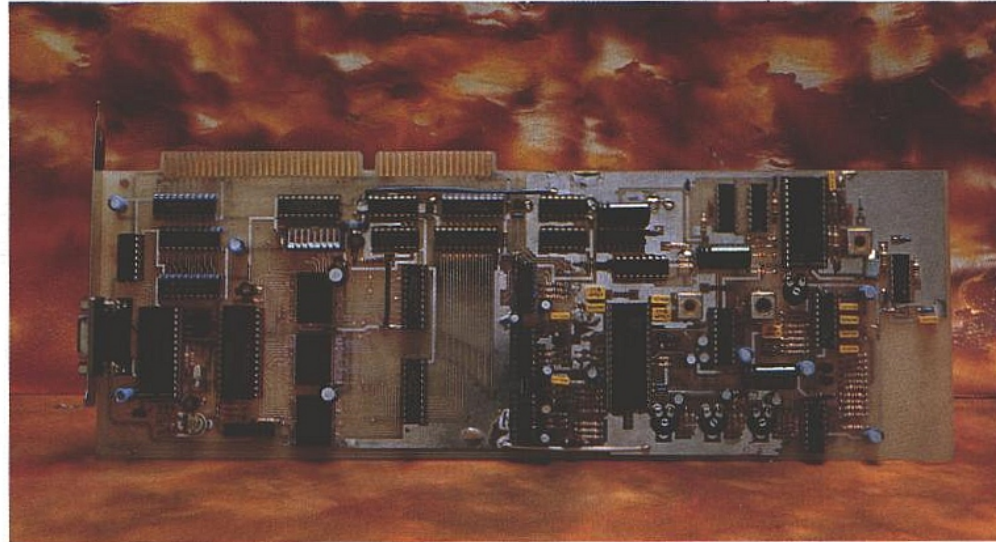
* Ce prix comprend deux sondes $\times 1 - \times 1/10$, un fusible 2 A de rechange, le cordon secteur et le manuel d'utilisation mais pas la housse matelassée de transport (386 F H.T.).

Carte d'acquisition vidéo pour PC

Un mois s'étant écoulé depuis la parution de la première partie, pour nous réimprégner de la philosophie de la carte de numérisation et d'acquisition nous commencerons par un bref rappel qui devrait donner une bonne vue d'ensemble du problème.

Celui-ci se résume à la numérisation d'une image au format TV, à sa mémorisation et son passage à l'unité centrale d'un PC.

Dans leurs versions de base, les PC ne dispose pas d'une entrée vidéocomposite. Nous avons donc à concevoir une carte faisant office d'interface entre la source vidéo et le bus du PC AT.



Le synoptique de cette carte est représenté au schéma de la **figure 19**. Les signaux d'entrée sont soit vidéocomposite PAL ou SECAM soit quatre signaux R, V, B, synchronisation.

Quel que soit le type d'entrée choisi, le traitement ne concerne que les signaux R, V, B.

Le traitement s'effectue après ajustement de la lumière et du contraste dans le cas de l'injection directe de R, V, B et après décodage PAL ou SECAM dans

le cas d'un signal vidéocomposite.

Trois convertisseurs A-N échantillonnent chacune des primaires sur quatre bits. Les données en provenance des convertisseurs A-N ou en provenance de l'unité centrale peuvent être stockées dans trois mémoires 1 Mbit.

Le contenu de ces mémoires via les interfaces ad-hoc est utilisé pour reconstituer une image analogique mais peut aussi être transféré à l'unité centrale du PC pour traitement ou stockage.

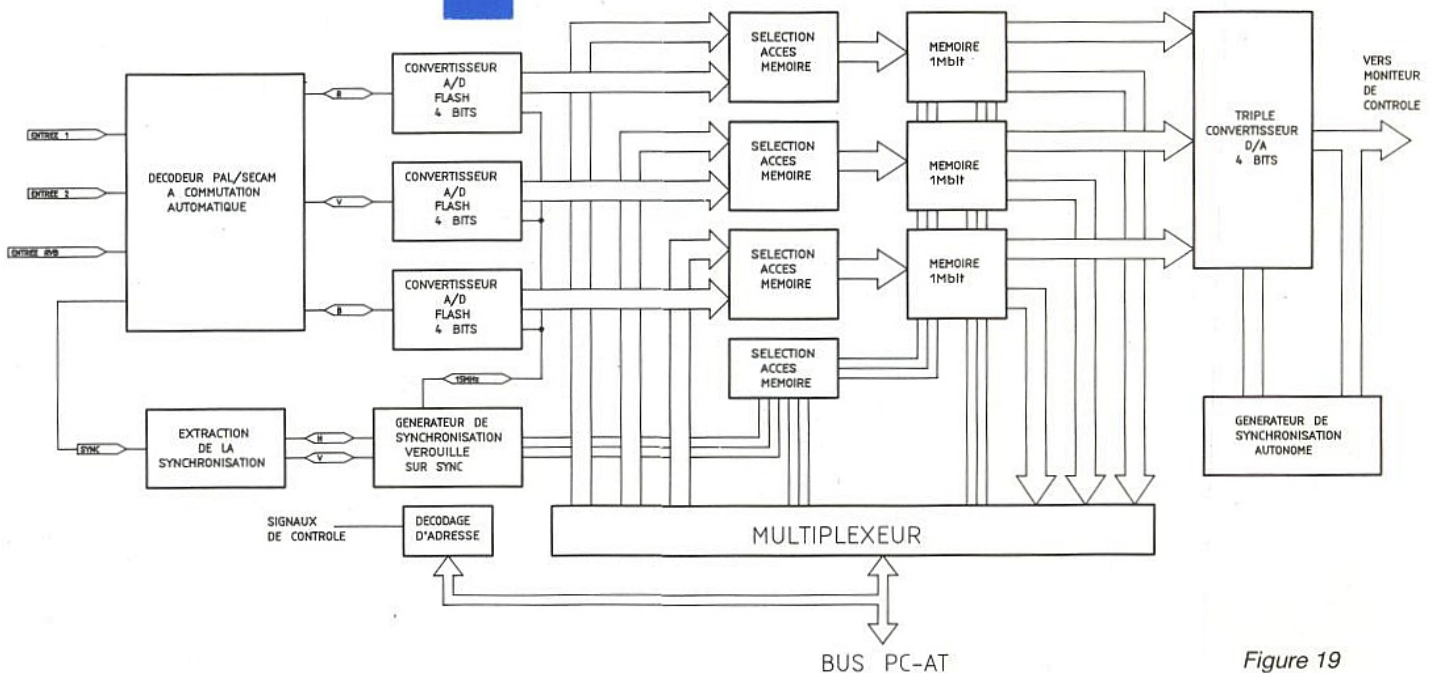


Figure 19

Cette configuration permet le traitement des images noir et blanc ou couleurs. Avec les choix effectués on dispose d'une palette de 4 096 couleurs.

Les premiers essais effectués avec la résolution d'une carte EGA ont été très décevants. Il est donc hautement préférable de s'équiper d'une carte VGA.

D'une manière subjective, il apparait que la qualité est plus liée à l'échelle des couleurs qu'aux définitions horizontale et verticale.

Après ce bref retour en arrière nous pouvons poursuivre la description hardware de la carte.

SCHEMA INTERFACE PC

Le schéma de l'interface de la carte avec le bus PCAT est représenté au schéma de la **figure 20**.

Les deux connecteurs situés sur la carte mère ont respectivement 62 et 36 contacts. Sur le schéma de principe les deux connecteurs notés IBM J1 et IBM J2 sont ceux situés en bas de la carte. Ces deux connecteurs s'enfichent dans les supports situés sur la carte mère.

Pour cette carte nous utilisons le bus 16 bits du PCAT. Les données D₀ à D₇ se situent sur le connecteur IBM J1 ainsi que les adresses A₁₀ à A₀ et les données D₈ à D₁₅ sur le connecteur IBM J2 de C₁₁ à C₁₈.

Cette carte doit pouvoir s'intégrer facilement dans un système existant sans qu'il y ait de conflit avec d'autres cartes d'extension précédemment installées.

La première opération réside donc dans un décodage d'adresse. Pour le 286 l'espace I/O comprend 64 k ports 8 bits ou 32 k ports 16 bits.

Bien évidemment c'est beaucoup plus qu'il n'en faut et l'essentiel est de bien choisir l'adresse de la carte.

Pour le 286 on se rappelle que les adresses 00F8 (H) à 00FF (H) sont réservées à INTEL et ne doivent pas être utilisées.

D'autre part dans un PC AT certaines cartes utilisent une ou plusieurs adresses d'entrées-sorties.

Pour certaines cartes ces adresses sont bien connues, par exemple les cartes d'extension ports parallèles ou ports série : LPT₁, LPT₂, LPT₃, COM₁, COM₂ et COM₃.

Il en est de même pour les cartes vidéo monochrome ou couleur et bien sûr la carte contrôleur disques.

Avant de choisir une adresse il est donc impératif de connaître

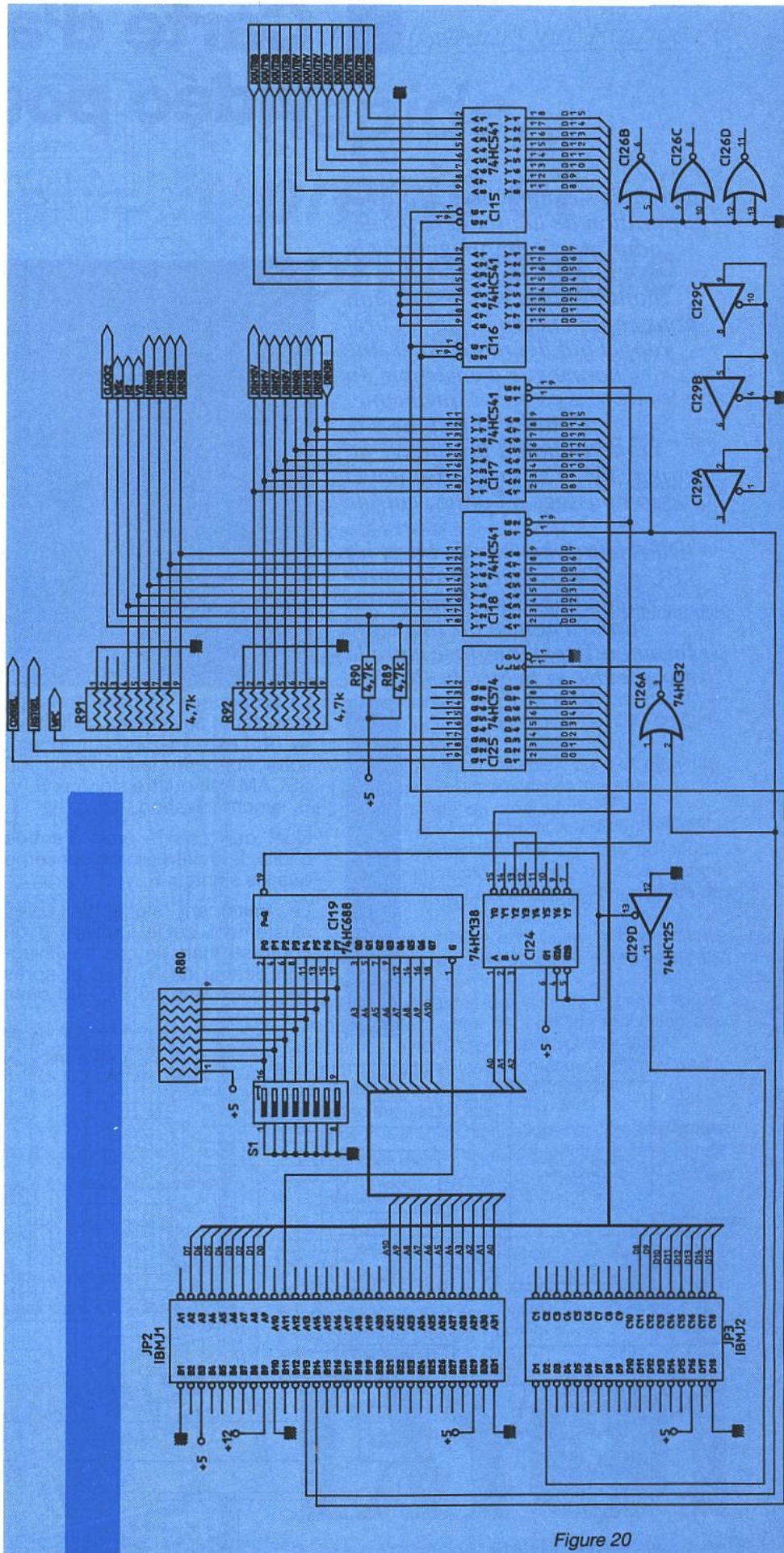


Figure 20

4	2	1	8	4	2	1	8	4	2	1
A ₁₀	A ₉	A ₈	A ₇	A ₆	A ₅	A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0
								0	0	0
								1	0	0

Adresse de base la plus basse 000H.
 Adresse + 1 008H.
 Adresse de base la plus haute 7F8H

Adresse de la carte prototype 300H } 3 adresses
 302H } utilisées par
 304H } la carte

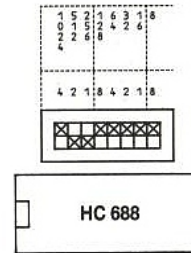


Figure 21 a

toutes les adresses I/O utilisées par le système.
 La carte de numérisation et d'acquisition est alors configurée sur une adresse LIBRE, non utilisée. Pour être capable de s'adapter à toutes les configurations les adresses commençant à A₀ jusqu'à A₁₀ sont décodées. Les onze bits d'adresses se scindent en deux parties : A₀, A₁, A₃ utilisés pour la carte et A₄ jusqu'à A₁₀ dite adresse de base.

L'interrupteur S₁ sélectionne l'adresse de base. Cette adresse étant codée sur huit bits, elle peut prendre 255 valeurs différentes de 0 à 255.

Ces valeurs sont comprises entre 000H et 7F8H par pas de 8.

On choisira donc une adresse non utilisée et l'exemple de la **figure 21** donne le cas où la carte est adressée en 300H, adresse de la carte prototype.

Dans ces conditions la carte de numérisation et d'acquisition utilise les trois adresses suivantes :

- adresse de base + 0
 - adresse de base + 2
 - adresse de base + 4
- soit dans le cas de l'adresse de base de la carte prototype : 300H, 302H et 304H.

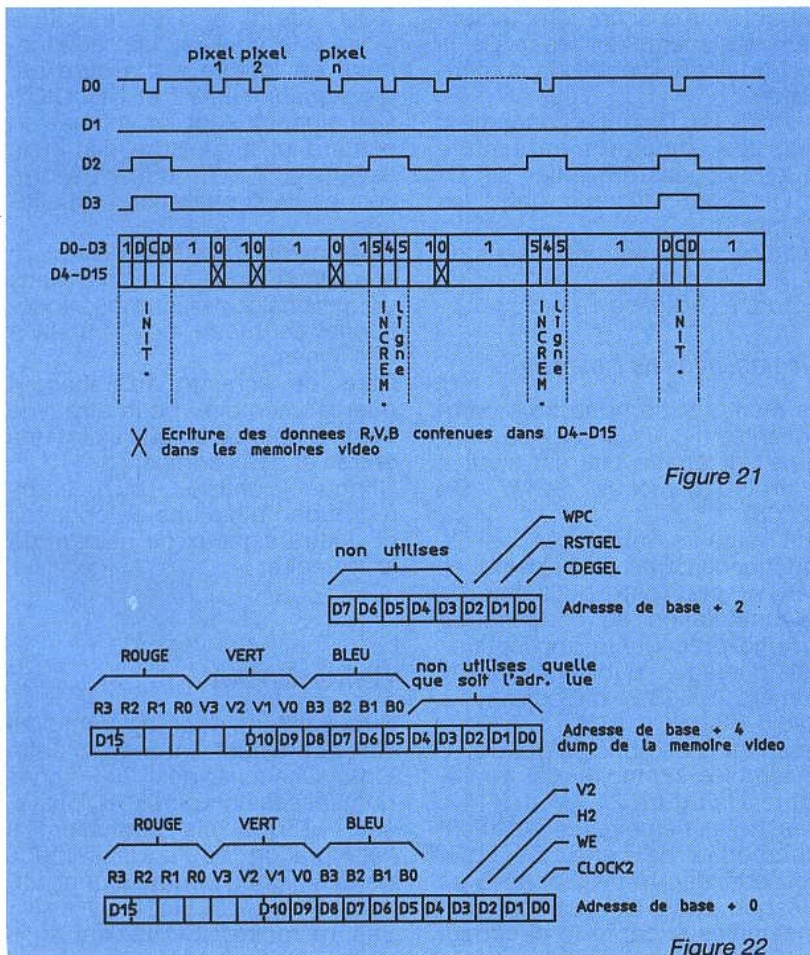


Figure 21

Figure 22

Utilisation des adresses

Pour ce paragraphe on se réfère au schéma de la **figure 22**.
adresse de base + 2.

Cette adresse est utilisée pour stocker sur la carte un mot de commande. Pour chacun des signaux le diagramme des temps est représenté au schéma de la **figure 23**.

Seuls les trois bits de plus faible poids sont utilisés.

Notons que deux bits supplémentaires pourraient être utilisés pour sélectionner le type d'entrée vidéo : entrée vidéocomposite 1, entrée vidéocomposite 2 ou entrée R, V, B.

Le bit de plus faible poids D₀ — broche 19 de U₂₅ — est la commande de gel. Cette sortie doit passer au niveau haut pendant au moins 40 ms. Après ce passage à l'état haut l'écriture est interdite et la mémoire contient la dernière demi-image.

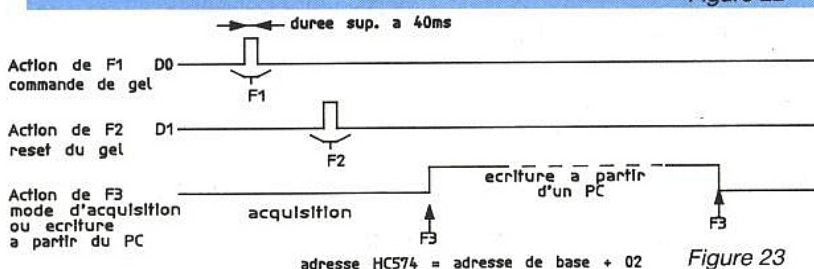


Figure 23

Le bit D₁ — broche 18 de U₂₅ — noté RSTGEL pour reset gel.

Une brève impulsion permet le retour à la normale après le gel, chaque nouvelle demi-image, une demi-image sur deux, est écrite dans la mémoire.

Le bit D₂ — broche 17 de U₂₅ — noté WPC est utilisé pour le transfert d'un fichier image de l'unité centrale vers la mémoire vidéo de la carte d'acquisition.

En régime d'acquisition WPC est à zéro et en régime de transfert, du PC vers les mémoires SONY WPC est à l'état haut.

adresse de base + 4.

A l'adresse de base + 4 nous trouvons une entrée pour le bus du microprocesseur. C'est par cette voie que transiteront les informations définissant un pixel : 12 bits de données.

Le bus de données 16 bits du PC AT est noté D₀ à D₁₅, chaque couleur est codée sur quatre bits et nous avons trois couleurs primaires rouge, vert et bleu.

Les quatre bits les moins significatifs D₀ à D₃ sont par câblage en permanence au niveau 0.

Une extension est envisageable et le bit le moins significatif pourrait être utilisé pour indiquer que le signal traité est en Pal ou Sécam.

Il suffirait pour cela de translater le niveau de tension présent à la broche 10 du TDA 8490 et envoyer le résultat sur la broche 9 de U₁₆.

Les quatre bits suivants D₄ à D₇ reflètent l'intensité du bleu, D₈ à D₁₁ celle du vert et finalement D₁₂ à D₁₅ celle du rouge.

D'un point de vue programmation, l'acquisition s'effectue de la manière suivante : lecture de l'information, un coup d'horloge pixel, lecture du pixel suivant etc. jusqu'à la fin de la ligne, puis ligne suivante jusqu'à épuisement des lignes.

Après la réalisation pratique nous verrons comment cela se traduit en assembleur.

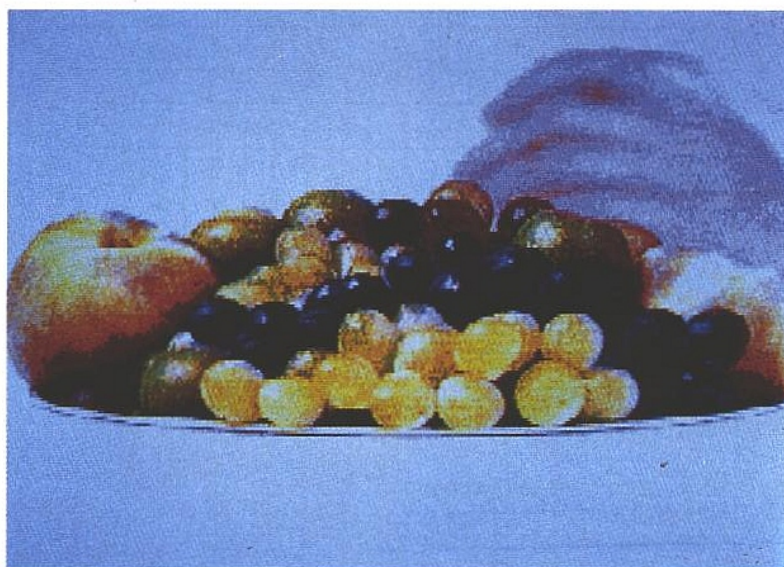
adresse de base + 0.

Vue du microprocesseur cette adresse est une sortie, et il écrira à cette adresse.

A cette adresse deux opérations différentes sont effectuées. La différence dépend de l'état de D₁ correspondant à WE pour les mémoires.

Si D₁ = 1, il n'est pas possible d'écrire dans les mémoires et seuls les bits D₀, D₂ et D₃ sont pris en compte.

D₀ est alors considéré comme horloge pixel en lecture alors que H₂ et V₂ correspondent à Hclear et Vclear en lecture.



Vue d'écran (moniteur PC) d'une image numérisée.

Les bits D₄ à D₁₅ n'ont aucune importance.

Si D₁ = 1, le microprocesseur est autorisé à écrire directement dans les mémoires vidéo de la carte d'acquisition et de numérisation.

Les bits D₀, D₂ et D₄ concernent alors les compteurs en écriture et les données présentes sur D₄ à D₁₅ sont inscrites dans les mémoires.

Les données sont organisées de la même manière que pour la lecture à l'adresse de base + 4.

Mémorisation de l'image

La mémorisation des trois composantes R, V, B codées chacune sur quatre bits est confiée à trois mémoires SONY CX 1206M.

Les lecteurs intéressés par le fonctionnement des mémoires SONY pourront consulter la documentation du constructeur ou une précédente application : gel d'image, publiée dans le numéro 513 d'Electronique Radio-Plans.

Le schéma de principe des sous-ensembles mémoire est représenté à la figure 24.

Ces trois mémoires constituent le cœur de la carte. Ce cœur possède des ramifications avec presque tous les autres sous-ensembles excepté le décodeur Pal/Sécam directement.

Ces nombreuses ramifications justifient les renvois très importants sur ce schéma.

Les signaux d'entrée des convertisseurs A-N CA 3304 sont notés DIN de 0 à 3 et le suffixe indique la couleur.

Le cadencement en écriture est assuré par CKW, WE, H₂, V₂ et CLOCK 2.

Les signaux de sortie des mémoires vers le port du PC à l'adresse de base + 4 sont notés DOUT de 0 à 3 et le suffixe indique la couleur. Le cadencement en lecture est assuré par les signaux H₂, V₂ et CLOCK 2. Ces signaux sont les mêmes en écriture et en lecture car on a estimé qu'il était inutile de prévoir les deux opérations simultanées.

Finalement le système de lecture autonome, nous le verrons dans un prochain paragraphe, fonctionne en mode non entrelacé 624 lignes.

Dans ce schéma on retiendra que la mémoire peut être vue comme un bloc unique ayant une entrée et deux sorties.

Chaque entrée ou sortie regroupe douze bits de données et quatre signaux de gestion de la mémoire.

Conversion D-A

A tout instant, dans les mémoires vidéo, on peut lire les échantillons. Chacune des 306 lignes numérisées comporte 960 pixels, seuls 780 pixels participent à l'élaboration de la demi-image de 285 lignes véritablement utiles.

Les mémoires SONY ont trois ports indépendants, un port d'écriture et deux ports de lecture. Cette indépendance est temporelle entre les signaux actionnant un système de lecture ou d'écriture.

Dans la pratique ceci signifie que le système de lecture est complètement autonome et qu'il est inutile qu'il soit asservi au système d'écriture.



Autre vue d'écran PC.

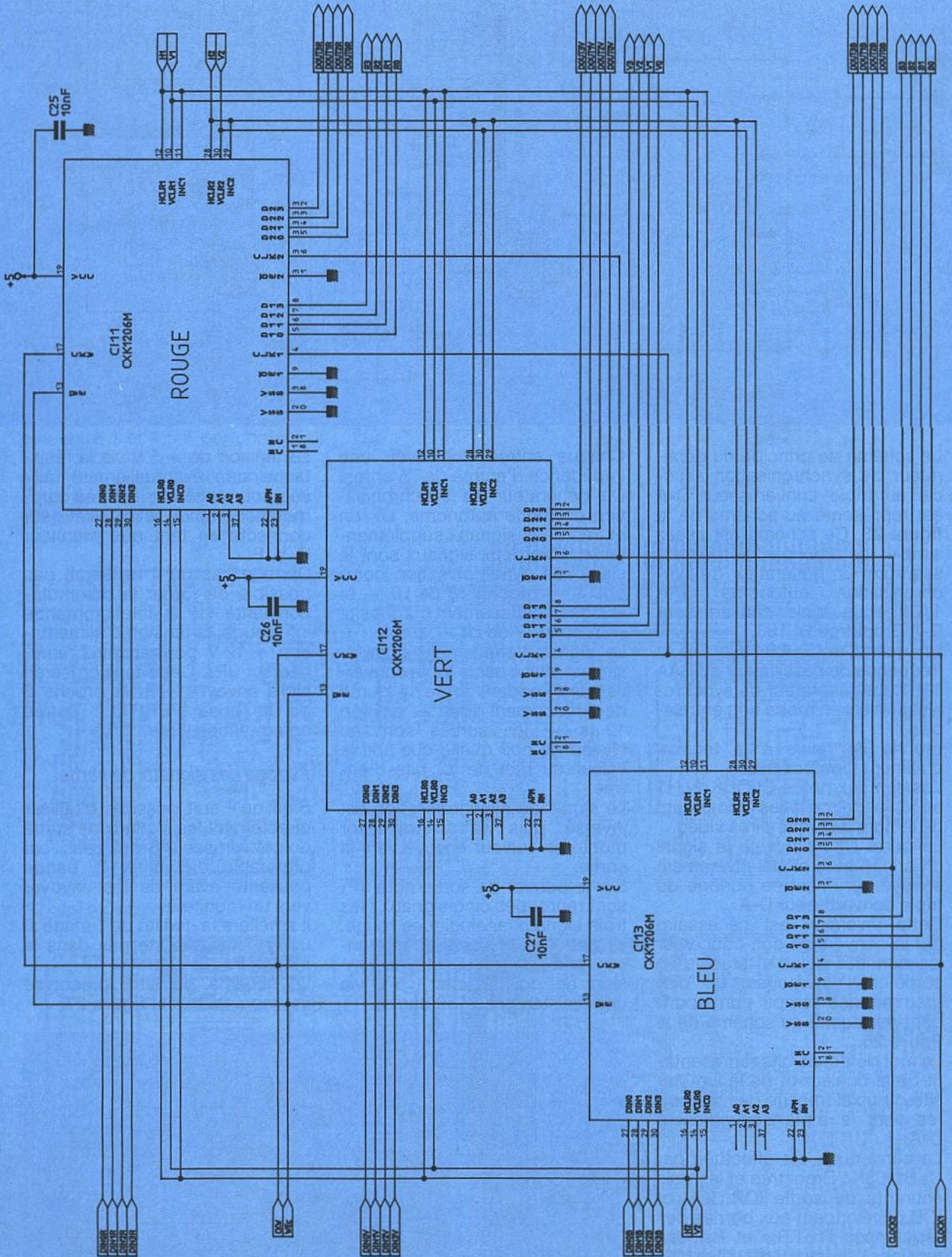


Figure 24

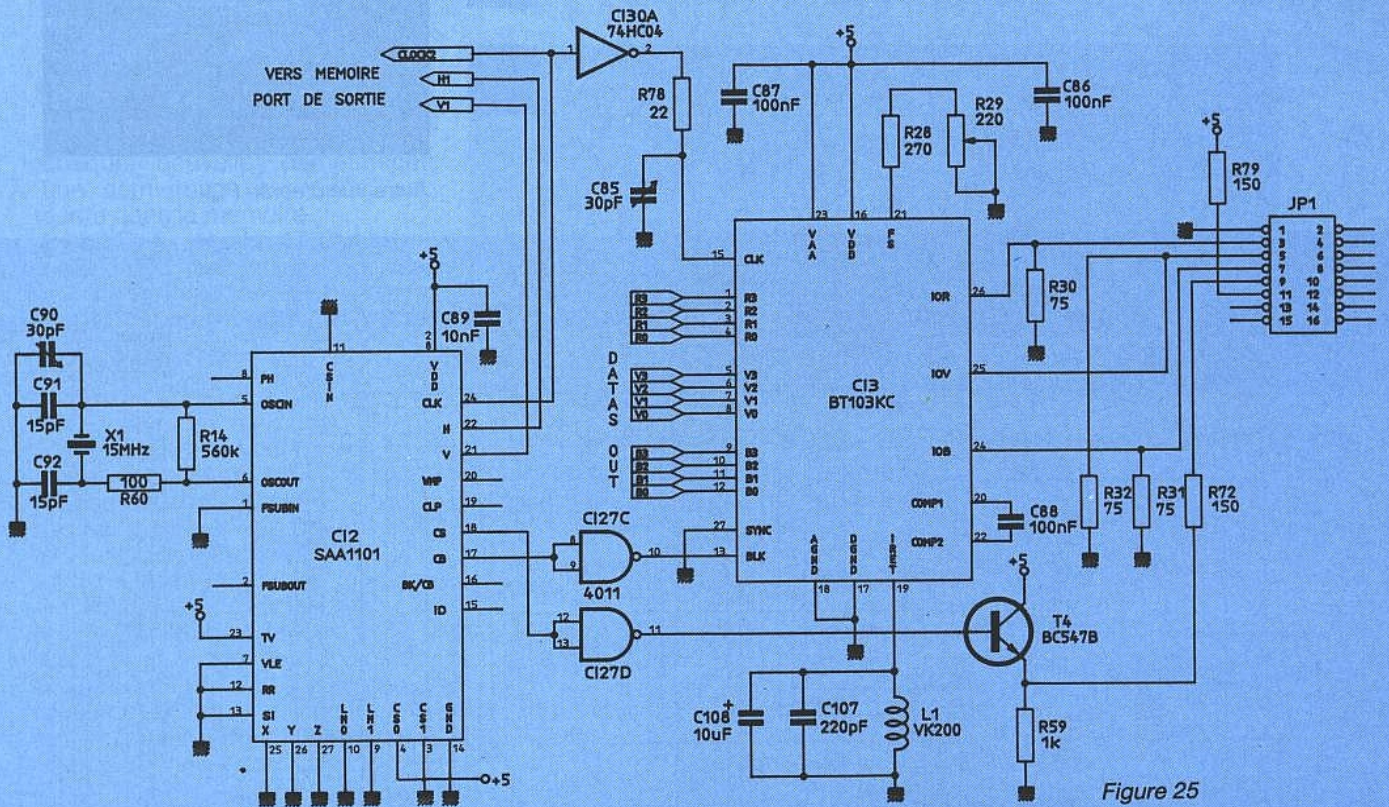


Figure 25

Le schéma de principe du générateur de synchronisation associé au triple convertisseur D-A est représenté au schéma de la **figure 25**. Ce schéma est assez simple, les deux pièces maîtresses étant un générateur de synchronisation autonome SAA 1101 et le triple convertisseur D-A Brooktree Bt 103.

Un quartz à 15,000 MHz fixe la fréquence de l'oscillateur du SAA 1101. Le générateur de synchronisation est en mode non entrelacé :

broche 23 reliée à la tension d'alimentation positive.

Les signaux notés CLOCK 1, H1 et V1 cadencent les compteurs de lecture des mémoires vidéo.

La porte U30A inverse le signal d'horloge et le signal inversé est envoyé vers l'entrée horloge du triple convertisseur D-A.

Cette inversion est nécessaire car la conversion doit concerner les données utiles et stables en sortie des mémoires. Le diagramme des temps correspondant est donné au schéma de la **figure 26**.

Le mot de douze bits représentatif de la couleur et de la luminosité du pixel transite des mémoires vers le triple convertisseur D-A.

La conversion est effectuée par U₃ Bt103Kc Brooktree et les trois courants de sortie IOR, IOV et IOB développent aux bornes des résistances R₃₀, R₃₂ et R₃₁ des tensions directement utilisables par un moniteur R, V, B.

Chaque entrée doit avoir une impédance d'entrée de 75 ohms. Du générateur de synchronisation en mode autonome, U₂, on extrait deux signaux supplémentaires. Ces deux signaux sont le signal de synchronisation composite — broche 18 de U₂ — et le signal d'effacement composite — broche 17 de U₂ —.

Le signal d'effacement composite est utilisé par le triple convertisseur. Pendant toute la durée de l'effacement ligne — environ 12 μs — les sorties sont au niveau du noir quelle que soit la valeur du mot de 12 bits d'entrée.

Le signal de synchronisation est inversé, puis via un transistor monté en suiveur envoyé vers la sortie.

Sur le bornier de sortie noté JP1 sont regroupés cinq signaux : les trois signaux analogiques rouge, vert et bleu, le signal de référence : zéro électrique et une tension de polarisation + 5 V via une résistance de 150 ohms.

La tension de + 5 V via la résistance sera éventuellement utilisée pour actionner l'entrée commutation rapide d'un téléviseur connecté en tant que moniteur R, V, B.

Dans le cas où il ne serait pas possible de forcer la commutation lente via la télécommande infrarouge, la tension d'alimentation + 12 V pourrait être ramenée sur JP1. Cette tension serait alors envoyée vers la broche 8 de la prise PERITEL : entrée commutation lente.

Filtrage des signaux de sortie

Bien qu'il soit possible d'utiliser directement les signaux de sortie du convertisseur Brooktree, il est préférable de limiter la bande passante avant de les envoyer vers un moniteur.

Il améliore la qualité de l'image si un tel filtre n'existe pas dans le moniteur.

Le schéma du filtre préconisé est représenté à la **figure 27**.

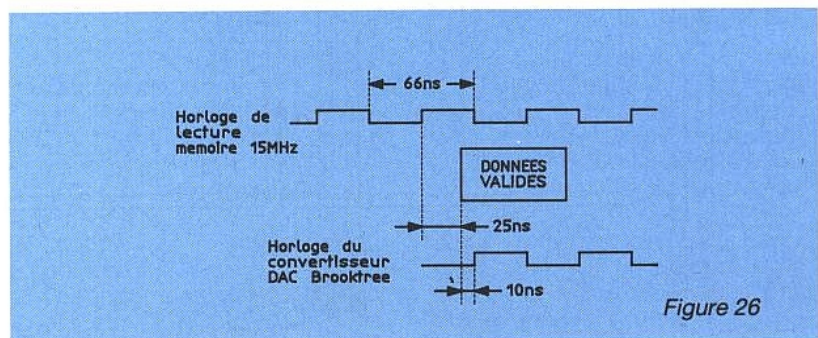


Figure 26

Ce filtre est optionnel et pour cette raison n'est pas monté sur la carte de numérisation et d'acquisition.

Sa réponse amplitude/fréquence de ce filtre est représentée au schéma de la **figure 28**.

A travers ces nombreuses pages nous espérons avoir suffisamment décortiqué le schéma et donné toutes les explications nécessaires. Dans ces conditions nous pouvons aborder sans crainte la réalisation pratique.

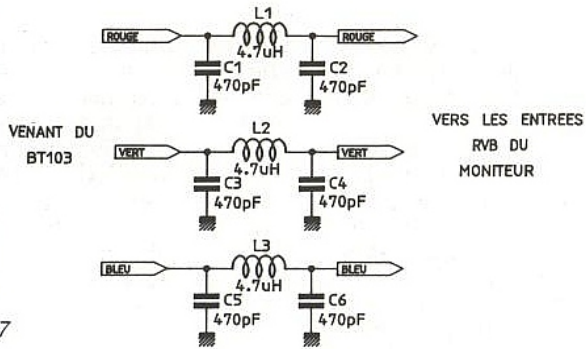


Figure 27

RÉALISATION PRATIQUE

Le format de la carte est au standard PC AT. La taille de la carte est donc sans surprise ; cette taille étant incompatible avec le format de votre revue, vous comprendrez qu'il était vital de réduire par deux les quatre figures suivantes.

Le tracé des pistes côté cuivre est représenté à la **figure 29** et côté composants à la **figure 30**. Les quatre rangées de connecteurs sont dorés. En règle générale le coût de la dorure est compris entre 1 et 1,5 F par contact. Cette opération est impérative pour éviter les faux contacts. Pour des raisons financières, il est possible d'éliminer les doigts non utilisés.

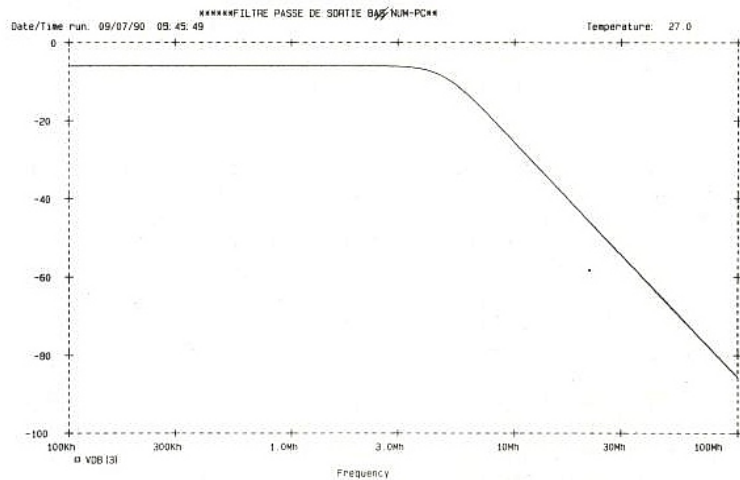


Figure 28

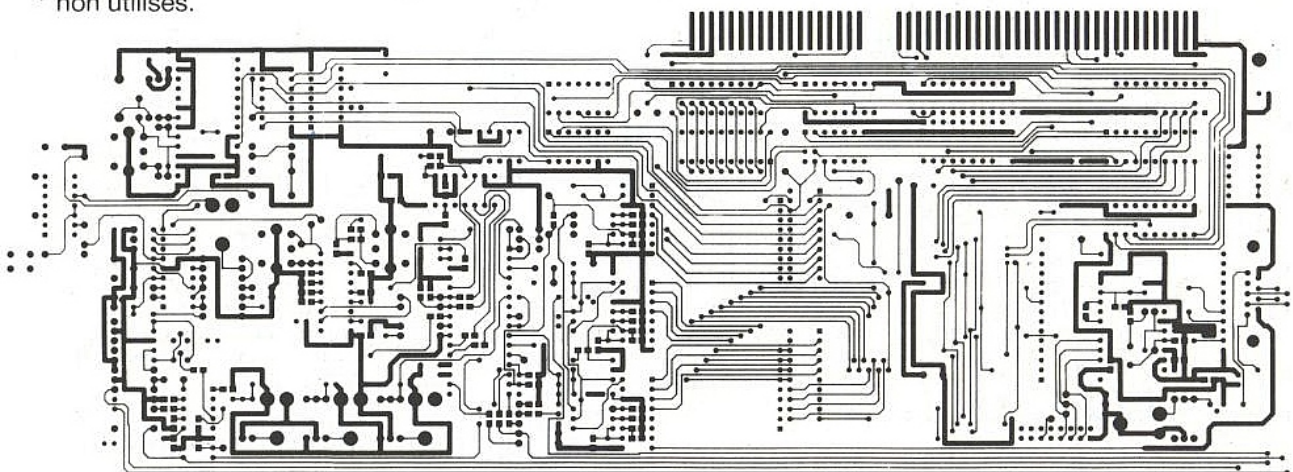


Figure 29 : côté cuivre, éch. 1/2.

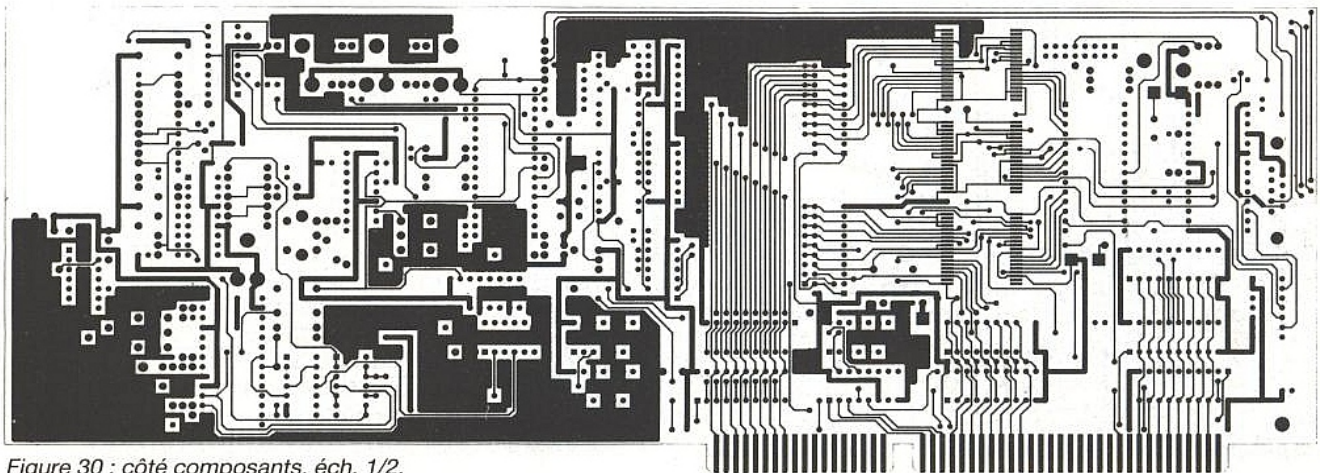


Figure 30 : côté composants, éch. 1/2.

Certains composants, principalement condensateurs de liaison et surtout de découplage, sont du type CMS. Pour cette raison on rencontre deux plans d'équipement, le premier côté composants, traditionnel pour les circuits intégrés DIP, les résistances etc., donné à la **figure 31** et le second pour les composants CMS soudés du côté inverse aux circuits intégrés, donc côté soudure, est donné à la **figure 32**.

Tous les composants sont implantés sur une carte double face. Cette implantation nous a posé de véritables problèmes. Arrivés à ce stade nous émettons un regret : l'emploi d'un circuit double face.

Bien que le multicouche fasse bondir certains, cette solution eût été préférable. Un circuit quatre couches, deux couches externes pour les pistes et les deux couches internes pour le zéro électrique et l'alimentation + 5 V aurait grandement facilité la tâche.

D'un point de vue électrique cette solution donne en outre tous les avantages d'un bon plan de masse, ce qui n'est pas tout à fait le cas avec un double face.

Le coût d'un prototype multicouche nous a fait longuement réfléchir et nous avons finalement retenu la solution financière la plus sage. Evidemment par quantité, le circuit double face peut être remis en cause, sans remettre la disposition des éléments en cause, le fonctionnement n'en serait que meilleur. Mais revenons à notre carte double face.

La première opération consiste à équiper la carte. Dans un premier temps il est inutile de souder les trois mémoires SONY.

Les circuits intégrés seront de préférence montés sur support. Au fur et à mesure de l'avancement de l'équipement, on vérifiera, plutôt deux fois qu'une, l'orientation des composants : circuits intégrés, transistors etc. Dans le cas des CMS une attention particulière doit être apportée car, dépourvus de marquage ou repère, une erreur ou une inversion se traduira inévitablement par quelques heures de recherche du défaut. Un rapide bilan montre que ces quelques heures sont perdues, pour à peine quelques minutes gagnées et par ailleurs le dessoudage et

le soudage des CMS risquent d'entraîner des dommages irréversibles. Quoi qu'il en soit plusieurs heures sont nécessaires pour l'équipement en composants.

Mise sous tension et réglages

La plus mauvaise idée, ne pas suivre cet exemple, est d'enficher la carte dans un slot de votre PC la dernière soudure achevée.

En principe votre PC ne risque rien mais en cas de court-circuit d'alimentation, certaines pistes risquent bel et bien de se volatiliser.

On prendra de préférence une alimentation stabilisée délivrant + 5 V et + 12 V, le courant maximal, dans les deux cas, limité à 1 A.

Connecter les fils d'alimentation sur les plans de masse et les pistes d'alimentation larges. Ne jamais souder sur les connecteurs dorés et protéger les connecteurs pendant les manipulations sur table.

Une consommation excessive ou un échauffement anormal est signe d'un défaut important qu'il

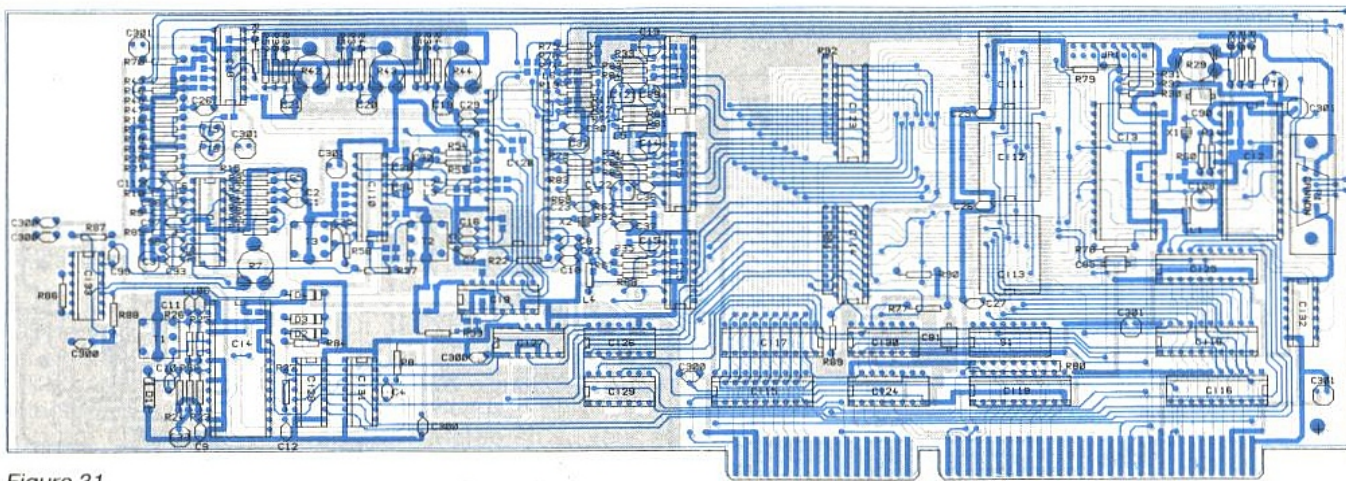


Figure 31

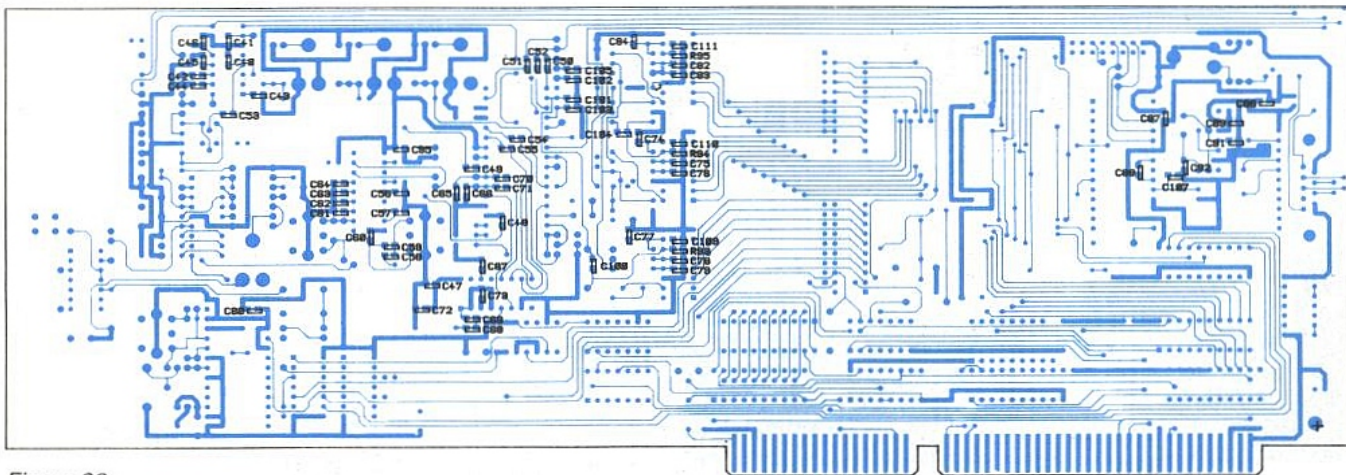


Figure 32

faut localiser avant de poursuivre.

A propos d'échauffement, noter que les circuits TDA 8451, TDA 8452 et TDA 8390 sont légèrement tièdes.

On suppose que tout se passe bien, il n'y a pas de raison qu'il en soit autrement en étant soigneux et précis.

A ce stade on injecte un signal vidéocomposite, de préférence PAL, on choisira l'entrée vidéo 1 ou 2 et le connecteur DB 9 sera câblé en conséquence conformément au schéma de la **figure 33**.

Les deux premiers réglages concernent le potentiomètre R7 et le transformateur T1.

R7 est ajusté de manière à ce que le circuit U1 TDA 2595 délivre le signal de synchronisation trame à la broche 9 et synchronisation ligne à la broche 4.

A l'oscilloscope il est facile de s'assurer que ces synchronisations sont bien en phase avec le signal vidéo incident.

On contrôle la mise en forme des signaux H et V en observant CSIN et RR broches 11 et 12 de U4 SAA 1101.

Il suffit alors de régler T1 pour obtenir, aux bornes de C9, une tension continue comprise entre 2 et 3 V.

Lorsque tel est le cas, les signaux HO et VO - broches 22 et 21 de U4 - sont en phase avec le signal vidéocomposite incident.

On s'assurera finalement de la présence du signal SANDCASTLE, et l'on estimera les trois niveaux : trame, retour ligne et burst.

Le décodeur PAL étant sans réglage, les signaux R, V, B sont immédiatement disponibles en sortie.

Si on le souhaite, ces signaux peuvent être envoyés vers les entrées R, V, B d'un moniteur ou un téléviseur.

Dans ce cas on utilisera le schéma d'interface de la **figure 34**.

Ces composants ne figurent pas sur la carte et il convient de les monter sur une carte auxiliaire.

Cet interface n'est utile que pour la mise au point et une plaquette époxy pastillée est suffisante.

On vérifie l'effet des commandes de contraste saturation et lumière. Le signal vidéocomposite PAL est ensuite remplacé par un signal vidéocomposite SECAM.

En SECAM les selfs T2 et T3 doivent être ajustées. Une mire de barres facilite la tâche.

T2 peut être réglé en plaçant l'oscilloscope à la broche 3 du TDA 8490. T2 est réglé de manière à

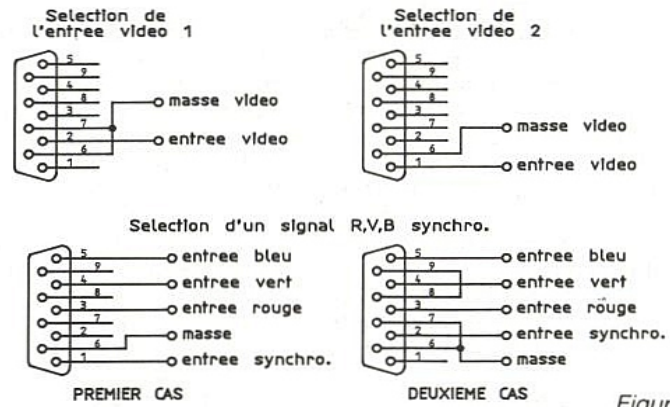


Figure 33

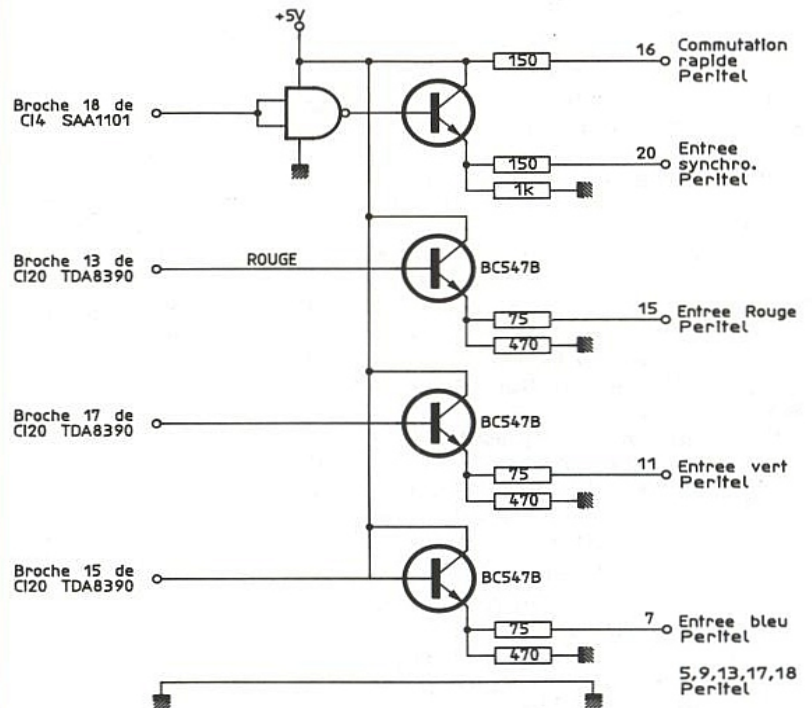


Figure 34

ce que le niveau de sous-porteuse chrominance soit sensiblement constant pendant toute la durée de la ligne utile.

Ce réglage est approximatif, la capacité de la sonde perturbe le filtre en cloche, mais sera repris visuellement par la suite.

On règle ensuite T3 jusqu'à l'obtention d'une image en couleur, sans attacher d'importance à la qualité des transitions.

Dans cette opération l'important est d'obtenir la reconnaissance du SECAM et une mire de couleur régulière.

A ce stade le réglage de T2 peut être repris pour affiner le réglage du filtre en cloche. Ce réglage a un effet particulièrement important sur la transition vert-magenta, au milieu de la mire de barres. T3 est alors légèrement retouché s'il le faut pour obtenir un bon équilibre entre bleu et rouge.

On place finalement le potentiomètre de saturation R44 dans une position donnant de bons résultats et celui-ci ne sera plus modifié. On réglera ensuite le potentiomètre de contraste R42 et de lumière R43 conformément au schéma de la **figure 35**.

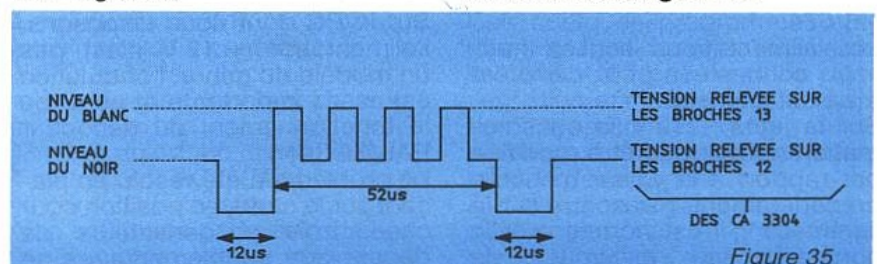


Figure 35

Ce schéma représente le signal présent à la broche 13, sortie rouge, pendant une ligne.

A l'oscilloscope on mesure les tensions de référence basse et haute envoyées sur les trois convertisseurs A-D CA 3304.

On agit sur les deux potentiomètres R₄₂ et R₄₃ pour faire coïncider au mieux le niveau du noir avec la tension de référence basse et le niveau du blanc avec la tension de référence haute comme le montre le schéma de la figure 35.

On pourra éventuellement observer la sortie dépassement des CA 3304. Des passages trop fréquents au niveau haut indique que l'amplitude du signal est trop souvent supérieure à la tension de référence haute VREF +.

Dans ce cas il convient de diminuer l'amplitude du signal en agissant sur le potentiomètre de contraste.

Déconnectez les alimentations + 5 V et + 12 V, et installez les trois mémoires SONY CX 1206 M.

Une attention toute particulière doit être portée au bon positionnement car une erreur à ce niveau est quasiment irrécupérable. Travaillez avec un fer toujours propre, n'hésitez pas à passer plusieurs fois sur une éponge humide et employez la panne la plus fine que vous possédez.

Enlevez le circuit U25 74 HC 574 de son support et connectez temporairement deux poussoirs et un interrupteur conformément au schéma de la figure 36.

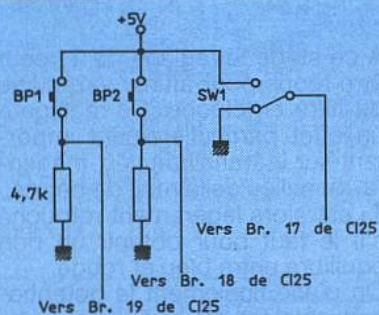


Figure 36

SW₁ est alors l'inverseur acquisition ou écriture du PC vers les mémoires et il sera placé en mode acquisition : niveau logique zéro sur la broche 17 du 74 HC 574.

Les alimentations sont à nouveau connectées et la carte est mise sous tension.

Sur la ligne + 12 V la consommation ne doit pas être modifiée par rapport à la valeur mesurée précédemment, par contre sur la ligne + 5 V il est normal qu'elle augmente au maximum de 200 mA.

Les sorties du bornier JP₁ via le filtre passe-bas de la figure 27 seront envoyées vers un moniteur de contrôle ou un téléviseur. Après la mise sous tension une image doit obligatoirement apparaître. Il ne s'agit pas à proprement parler d'une image mais de l'exploitation des données dans la RAM, or à la mise sous tension le contenu de la RAM prend des valeurs aléatoires.

Une simple pression sur BP2 se traduit comme une commande RESETGEL et l'image correspondant au signal vidéocomposite d'entrée apparaît sur le moniteur de contrôle.

Une pression sur BP1 est équivalente à une commande de gel.

Après fermeture temporaire de BP1 l'écriture en RAM est interdite et la dernière image restant en mémoire est affichée.

Le retour en mode normal - affichage d'une trame sur deux - s'effectue avec une nouvelle pression sur BP2.

Les trois condensateurs ajustables C₈₁, C₈₅ et C₉₀ peuvent être ajustés.

C₉₀ peut pratiquement être éliminé, il ne sert qu'à ajuster précisément la fréquence d'oscillation à 15,000 MHz, le signal d'horloge délivré à la broche 24 du U2.

C₈₅ et C₈₁ compensent éventuellement certains retards d'horloge : C₈₅ en lecture et C₈₁ en écriture.

En principe C₈₅ n'a que peu d'action, par contre C₈₁ a une action très nette et visible sur la qualité de l'image.

La carte est désormais prête, toute la circuiterie temporaire est déconnectée : poussoirs, interface d'affichage, alimentation et le circuit 74 HC 574 peut être remis en place avant de passer à la phase finale : implantation de la carte dans le PC AT.

Implantation de la carte dans le PC AT

Il convient avant tout de choisir une adresse. Nous vous conseillons bien sûr l'adresse 300 H si cela est possible. Pour cette adresse deux interrupteurs sont ouverts, les six autres fermés comme le montre le schéma de la figure 21.

Sur le PC dont nous disposons, l'alimentation + 12 V n'est pas un modèle du genre, l'ondulation est assez importante et perturbe le fonctionnement du décodeur PAL/SECAM.

Le problème a été résolu en plaçant sur la carte, en position couchée, trois condensateurs de découplage supplémentaires de 1000 µF/16 V chacun.

Ces trois condensateurs sont connectés entre + 12 V et masse en trois points différents.

D'autre part, certaines pistes de masse aboutissant aux connecteurs, ont une largeur trop faible. En absence d'un plan de masse, ces connexions, dans la mesure du possible, seront renforcées. La carte est installée dans le PC, le signal vidéo envoyé vers l'une des entrées et le moniteur de contrôle à JP₁ via le filtre passe-bas.

Une équerre voisine peut servir de support pour recevoir à la fois une embase DB9 ou DB15 et le filtre passe-bas.

A la mise sous tension il ne se passe rien et l'écran de contrôle affiche une image reflétant les données aléatoires des RAM vidéo.

Nous pouvons désormais passer à la programmation.

Programmation de la carte

Le pilotage de la carte de numérisation et d'acquisition d'image se résume à des entrées/sorties aux adresses base + 0, + 2 et + 4.

Notre but n'est évidemment pas la publication de centaines de lignes en C, mais seulement d'indiquer, le plus simplement possible, comment effectuer les opérations élémentaires de contrôle de la carte.

Chaque opération élémentaire fera l'objet d'un programme simple et court. Ces programmes sont écrits directement en assembleur sous DEBUG. DEBUG est livré avec chaque machine, nous nous contenterons d'un rappel sur son utilisation.

DEBUG permet, sous certaines conditions, l'écriture et la sauvegarde de programmes ayant l'extension. COM exclusivement.

Supposons que nous écrivions le programme ESSAI.COM.

Les opérations se dérouleront dans l'ordre suivant :

```

Debug essai.com
-a
écriture du programme
RCX
CX : 0000
1F
-W
WRITING 1F BYTES
-Q qui donne le retour au système d'exploitation.
Peu importe que cette manière de faire semble un peu rustique aux fanatiques des langages évolués.
La notice d'emploi précise que DEBUG est un utilitaire de mise au point de programme et c'est

```

exactement et justement ce qu'il nous faut.

D'autre part, le contrôle de la carte s'effectue par des entrées/sorties et les instructions assembleur IN et OUT sont faites pour cela. Finalement on constatera, si besoin est, que cette procédure procure les temps d'exécution les plus courts.

Les trois premiers programmes concernent le mot de commande envoyé à l'adresse de base + 2. Pour simplifier l'écriture nous avons adopté 300 H pour l'adresse de base mais cette valeur peut être modifiée.

Le premier programme est nommé RESETGEL.COM. Son rôle se limite au passage temporaire de D₁ - broche 18 de U25 - au niveau 1.

Son action est similaire à celle du bouton poussoir de Resetgel, montage de test. Le listing de ce programme est donné à la **figure 37**.

```

12EE:0100 BA0203      MOV    DX,0302
12EE:0103 B002      MOV    AL,02
12EE:0105 EE        OUT    DX,AL
12EE:0106 B000      MOV    AL,00
12EE:0108 EE        OUT    DX,AL
12EE:0109 B44C      MOV    AH,4C
12EE:010B CD21      INT    21
    
```

Figure 37 : RESET GEL.COM

Le second programme GEL.COM est très voisin du premier, mais il concerne le premier bit : D₀ qui passe à 1 pendant un temps fixé pour une boucle d'attente puis repasse à zéro.

Le listing de ce programme est donné à la **figure 38**.

```

12EE:0100 BA0203      MOV    DX,0302
12EE:0103 B000      MOV    AL,00
12EE:0105 EE        OUT    DX,AL
12EE:0106 B001      MOV    AL,01
12EE:0108 B90010     MOV    CX,1000
12EE:010B EE        OUT    DX,AL
12EE:010C 49        DEC    CX
12EE:010D 83F900     CMP    CX,+00
12EE:0110 75F9      JNZ    010B
12EE:0112 B000      MOV    AL,00
12EE:0114 EE        OUT    DX,AL
12EE:0115 B44C      MOV    AH,4C
12EE:0117 CD21      INT    21
    
```

Figure 38 : GEL.COM

Le troisième programme s'attaque au troisième bit D₃ - broche 17 de U25 -. Ce programme fait passer le troisième bit au niveau 1.

Ce bit doit obligatoirement être mis à un avant que l'UC ne cherche à écrire directement dans les mémoires vidéo de la carte.

Le listing de ce programme appelé WPC.COM est donné à la **figure 39**.

```

12EE:0100 BA0203      MOV    DX,0302
12EE:0103 B004      MOV    AL,04
12EE:0105 EE        OUT    DX,AL
12EE:0106 B44C      MOV    AH,4C
12EE:0108 CD21      INT    21
    
```

Figure 39 : WPC.COM

Lorsque ce bit est au niveau logique un, les quatre signaux de commande des mémoires vidéo : clock, WE 1, H2 et V2 sont dans les états stables suivants : 1, 1, 0, 0.

Le signal horloge n'existe plus et les mémoires RAM ne sont plus rafraichies.

Les quatre signaux de commande se situent de D₀ à D₃ à l'adresse de base + 0 - soit 300 dans notre cas.

Une impulsion complète d'horloge est obtenue avec une seule commande OUT à condition que D₀ soit à zéro.

Lorsque D₁ est au niveau haut, on se situe dans le mode positionnement des compteurs en lecture et lorsque D₁ est au niveau bas le mode écriture est actif.

Le quatrième programme ACQ.COM est l'homologue du troisième pour le retour au mode d'acquisition d'image ; son rôle étant de repositionner les bits D₀, D₁ et D₂ à zéro, le listing correspondant est donné à la **figure 40**.

```

12EE:0100 BA0203      MOV    DX,0302
12EE:0103 B000      MOV    AL,00
12EE:0105 EE        OUT    DX,AL
12EE:0106 B44C      MOV    AH,4C
12EE:0108 CD21      INT    21
    
```

Figure 40 : ACQ.COM

Ces quatre premiers programmes ne concernent que le mot de commande envoyé à l'adresse de base + 2.

Avant de passer à des programmes plus évolués, ces quatre programmes doivent impérativement tourner. Leur action ou inaction sur l'image renseignera immédiatement sur l'état de l'interface PC.

La carte étant connectée à son environnement normal, on lancera tout d'abord RESETGEL. L'image en cours apparaît alors sur le moniteur de contrôle.

On lance ensuite GEL.COM qui fige la dernière image. Le moniteur de contrôle affiche en permanence la dernière image. Les actions de WPC et ACQ sont plus difficiles à constater.

WPC autorise l'écriture mais il n'y a aucun signal ni de commande, ni de rafraichissement, l'image doit donc disparaître.

Finalement ACQ.COM redonne le contrôle au système d'acquisition et l'image gelée est affichée. Noter bien deux remarques importantes : si le temps écoulé

entre WPC et ACQ est trop long l'image réapparaît mais est dégradée.

La dégradation est directement liée au temps. Le programme ACQ n'a pas modifié l'état de la bascule D 4013 et il n'y a pas de nouvelles acquisitions.

Le retour s'effectue en lançant une nouvelle fois Resetgel.

Programme d'écriture en mémoire

Les programmes d'écriture seront exécutés APRES WPC.COM.

S'ils sont exécutés avant WPC.COM ils n'auront aucune action sur la mémoire.

Avant toute chose, les compteurs doivent être initialisés. Cette initialisation consiste à placer le point courant en haut et à gauche.

Le programme d'initialisation en écriture se nomme INITW.COM et les différentes sorties effectuées à l'adresse de base + 0 sont justifiées par le diagramme des temps de la **figure 41**.

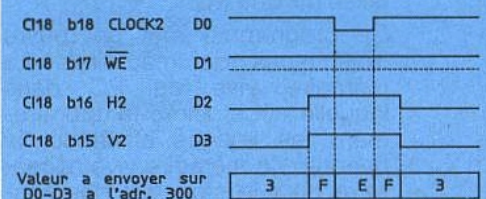


Figure 41 a

```

12EE:0100 BA0003      MOV    DX,0300
12EE:0103 B003      MOV    AL,03
12EE:0105 EE        OUT    DX,AL
12EE:0106 B00F      MOV    AL,0F
12EE:0108 EE        OUT    DX,AL
12EE:0109 B00E      MOV    AL,0E
12EE:010B EE        OUT    DX,AL
12EE:010C B00F      MOV    AL,0F
12EE:010E EE        OUT    DX,AL
12EE:010F B003      MOV    AL,03
12EE:0111 EE        OUT    DX,AL
12EE:0112 B44C      MOV    AH,4C
12EE:0114 CD21      INT    21
    
```

Figure 41 b : INITW.COM

Le niveau haut des signaux Hclear et Vclear n'étant reconnu que par l'horloge, cinq sorties sont nécessaires.

On notera que les actions Hclear et Vclear sont simultanées et qu'elles concernent des compteurs différents : compteur pixels et compteur lignes.

Pour cette initialisation l'état de WE est indifférent.

Ces quelques programmes élémentaires valident l'ensemble de la carte. Ces programmes peuvent bien sur être intégrés dans des programmes plus complexes que nous vous laissons le soin de développer.

A titre d'exemple nous avons développé un programme nommé vidéopc.exe. Ce programme est nécessairement

limité car les possibilités de la carte couplée à un PC sont extrêmement vastes.

Ce logiciel pourra être distribué aux lecteurs moyennant l'envoi préalable d'une disquette formatée et vierge et d'un montant couvrant les frais d'envoi.

Nous avons appelé ce programme VIDEOPC.EXE, et, sans plus tarder découvrons les diverses fonctions de ce logiciel.

DOCUMENTATION DU LOGICIEL VIDEOPC.EXE

Le logiciel Videopc.exe est écrit en langage C, les compilateurs créent maintenant des codes exécutables suffisamment performants pour éviter d'aller se perdre dans les méandres de la programmation en assembleur.

La première fonction du programme VIDEOPC est la détection du type d'adaptateur graphique utilisé.

Cette opération est primordiale car les différents modes graphiques standards ou non sont dépendants de la carte vidéo installée dans le PC.

Ce programme met en œuvre trois types de mémoires. La mémoire vive du PC dans laquelle est stockée temporairement les images affichées, la quantité de mémoire vive nécessaire pour le stockage des images est 318,75 koctets. Les mémoires rouge, vert, bleu de la carte d'acquisition. La mémoire de masse du PC, les fichiers de sauvegarde des images sont stockés sur disque dur ou éventuellement sur disquette.

A l'initialisation, le logiciel reconnaît le type de carte utilisé et prend par défaut le mode VGA si celui-ci est reconnu.

Notons que ce logiciel est prévu pour fonctionner soit avec une carte EGA soit avec une carte VGA. Les modes vidéo retenus pour ce démonstrateur sont les modes standards EGA, VGA et doivent bien sûr fonctionner quelle que soit la nature de la carte EGA ou VGA.

Il est évident que les résultats obtenus sont fonction du type de carte. On peut donc facilement conclure que les résultats sont bien meilleurs avec une carte VGA équipée de 512 K de RAM.

Nous avons deux solutions différentes pour effectuer les transferts de la carte d'acquisition vers les mémoires RAM de la carte graphique installée dans le PC. La première consiste à utiliser l'interruption 10 INT 10H du BIOS, la seconde beaucoup plus

rapide consiste à écrire directement dans ces mémoires. Nous avons donc opté pour la solution la plus rapide : la seconde.

En contre-partie certains modes ne peuvent pas être traités dans le cas général : en particulier les modes 800 x 600.

Nous nous limitons donc aux modes standards.

Les cartes graphiques étant livrées avec une documentation suffisante pour que l'utilisateur puisse, lui-même, développer ses propres programmes, chacun pourra adapter un logiciel à un type de carte particulier : PARADISE, VIDEO 7, GENOA, SIGMA, etc...

Découvrons maintenant les fonctions du logiciel.

F1 : commande de RESET. Cette commande permet de quitter le mode gel d'image, on récupère le fil de l'eau sur le moniteur de contrôle.

F2 : commande de GEL. Cette commande permet de geler l'image sur le moniteur de contrôle.

F3 : commande d'ECRITURE de la mémoire du PC dans les mémoires rouge, vert, bleu de la carte d'extension. Cette commande permet de transférer le contenu de la mémoire vive du PC dans les mémoires rouge, vert, bleu de la carte d'acquisition.

F4 : commande de TRANSFERT des mémoires rouge, vert, bleu sur l'écran du PC. Le résultat sur l'écran du PC est dépendant de l'état du switch de couleur, en mode VGA avec l'option noir et blanc, l'image sera restituée avec 16 niveaux de gris.

F5 : commande de TRANSFERT des mémoires rouge, vert, bleu dans un fichier. Cette commande permet de sauver le contenu des mémoires de la carte d'acquisition dans un fichier. Le nom du fichier est donné sur 8 caractères, l'extension ".img" est automatiquement ajoutée à la fin du nom de fichier. Le fichier image ainsi sauvé se place dans le répertoire courant. La taille du fichier est de 326400 octets. Les données du fichier ne subissent aucun compactage lors de la sauvegarde.

Cette fonction se déroule selon 4 étapes.

- 1 - Saisie du nom de fichier.
- 2 - Transfert des mémoires rouge, vert, bleu en mémoire vive.
- 3 - Sauvegarde des données de la mémoire vive dans le fichier.
- 4 - Affichage sur le moniteur du PC de l'image sauvée.

F6 : commande de TRANSFERT d'un fichier vers les mémoires

rouge, vert, bleu. Cette commande permet de restituer une image préalablement sauvée. Comme pour la commande F5, le nom du fichier est donné sur 8 caractères et l'extension est ajoutée automatiquement par programme. Le fichier doit exister et doit être présent dans le répertoire courant.

Cette fonction du logiciel se déroule selon 4 étapes.

- 1 - Saisie du nom de fichier.
- 2 - Lecture des données du fichier et stockage des données en mémoire vive.

- 3 - Transfert des données de la mémoire vive dans les mémoires rouge, vert, bleu de la carte d'extension.

- 4 - Affichage sur le moniteur du PC de l'image restituée.

Attention, lors de la saisie du nom de fichier, il faut donner le nom d'un fichier existant dans le répertoire courant. Si on donne le nom d'un fichier inexistant, le programme le détecte et repose la question pour la saisie du nom.

F7 : commande de CONFIG. Cette commande permet d'avoir accès aux autres modes graphiques supportés par la carte graphique installée.

Cette commande n'est supportée que si la carte détectée est une carte VGA. Les modes graphiques disponibles sont les modes VGA 320 x 200 (256 couleurs ou 64 niveaux de gris). VGA 640 x 350 (16 couleurs ou 16 niveaux de gris).

F8 : commande de CLEAR. Cette commande effectue un clear des buffers internes du PC. Cette commande n'a aucun effet visible sur le moniteur de contrôle. Si elle est suivie par une commande F3, elle permet d'avoir une image totalement noire sur le moniteur de contrôle.

F9 : commande de CHGCOL. Cette commande permet de passer d'une image couleur à une image noir et blanc et réciproquement. Elle fonctionne en flip-flop.

F10 : commande EXIT, cette commande permet de quitter le programme.

Vous disposez désormais d'une carte performante dont, nous ne vous le cacherons pas plus longtemps, nous sommes assez fiers. Nous espérons donc qu'elle vous donnera de nombreuses satisfactions et débouchera sur des applications variées.

**Gille et François
de Dieuleveult**

F1	F2	F3	F4	F5	F6	F7	F8	F9	F10
reset	gel	transfert Mpc ---> Mex	transfert Flex ---> Epc	transfert Flex ---> Fic	transfert Fic ---> Mex	config	clear Mpc	BW <-----> RVB	exit

Affectation des touches de fonction.

Erratum

Dans la première partie de la description de la carte de numérisation et d'acquisition, il s'est malheureusement glissé quelques erreurs dans la recopie des schémas de principe. Pour la valeur des composants seule la nomenclature fera office de référence et que l'on se rassure le tracé des pistes a été soigneusement contrôlé et vérifié.

Les lignes qui suivent donnent la liste des erreurs ou omissions.

Figure 14.

Il existe un condensateur C₁₁₂ connecté entre la broche 4 de Cl₁ et le + 12 V, sa valeur est de 3,3 nF.

C₉₉ et non pas C₉₈ est placé entre la broche 6 de Cl₁ et la broche 13 de Cl₃₃.

La broche 3 de Cl₄ est reliée à la masse.

Figure 16.

Le condensateur C₅₄ est connecté à la broche 10 de Cl₉ et non pas 11.

Le condensateur C₅₅ est connecté à la broche 11 de Cl₉ et non pas 10.

C₅₃ est un condensateur CHIMIQUE polarisé de valeur 10 µF, le pôle positif connecté à la broche 4 de Cl₈.

Cl₁₀, sur le dessin, possède deux broches 11. La broche GND, 11 par erreur, est la broche 1.

NDLR : Il est possible de remplacer les TDA 8451 et 52 par les mêmes circuits avec le suffixe A sans modification sur le circuit imprimé, la qualité se révélant supérieure et, ce, particulièrement en SECAM.

Nomenclature

Résistances

R₁ : 12 kΩ
 R₂ et R₁₇ : 820 Ω
 R₃ et R₈₁ : 680 Ω
 R₄, R₈₀ et R₉₀ : 4,7 kΩ
 R₅, R₂₃ et R₃₇ : 120 kΩ
 R₆ et R₁₀ : 100 kΩ
 R₇ : 4,7 kΩ POT
 R₈, R₁₂, R₁₃, R₁₅, R₁₆, R₁₈, R₂₇, R₅₁, R₅₆,
 R₇₁, R₈₃, R₈₄, R₈₅, R₈₆, R₈₇ : 10 kΩ
 R₉, R₄₅, R₅₃, R₅₈ : 1 kΩ
 R₅₉ et R₇₀ : 1 kΩ
 R₁₁ : 8,2 kΩ
 R₁₄, R₂₅, R₅₄ et R₅₅ : 560 kΩ
 R₁₉ et R₈₈ : 2,2 kΩ
 R₂₀, R₂₁, R₂₉, R₆₁, R₆₂ et R₆₉ : 220 Ω
 R₂₂ : 22 kΩ
 R₂₄ : 220 kΩ
 R₂₆ et R₆₀ : 100 Ω
 R₂₈ : 270 Ω
 R₃₀, R₃₁, R₃₂, R₇₃, R₇₄, R₇₅ et R₇₆ : 75 Ω
 R₃₃, R₃₄, R₃₅, R₄₈, R₄₉, R₇₇ et R₇₈ : 22 Ω
 R₃₉, R₄₀ et R₄₁ : 47 kΩ
 R₄₂, R₄₃ et R₄₄ : 10 kΩ POT
 R₄₆ et R₄₇ : 47 Ω
 R₅₀ et R₅₂ : 15 kΩ
 R₅₇ : 1,8 kΩ
 R₆₃, R₆₄, R₆₅, R₆₆, R₆₇ et R₆₈ : 10 Ω
 R₇₂ et R₇₉ : 150 Ω
 R₈₀, R₉₁ et R₉₂ : 4,7 kΩ réseau SIL
 R₈₂ : 120 Ω
 R₉₃, R₉₄ et R₉₅ : 470 Ω

Condensateurs

C₁ : 0,47 µF
 C₂, C₁₇, C₂₇, C₃₆, C₃₇, C₈₀ et C₉₈ : 10 nF
 C₃ : 47 µF/16 V
 C₄ : 330 pF
 C₅ et C₃₃ : 4,7 µF/10 V
 C₆ : 2,2 nF
 C₇, C₉₃ et C₉₄ : 220 nF
 C₈ : 5,6 nF
 C₉ : 1 nF
 C₁₀ : 470 pF
 C₁₁ : 27 pF
 C₁₂ : 220 pF
 C₁₃, C₁₄, C₁₅ et C₅₃ : 10 µF/10 V
 C₁₆ et C₁₈ : 470 nF
 C₁₉, C₂₀, C₂₁, C₃₁, C₃₄ et C₃₈ : 1 µF/16 V
 C₂₂, C₂₈, C₂₉, C₃₀ et C₉₉ : 100 nF*
 C₂₃ : 12 pF
 C₂₄, C₄₀, C₄₂, C₄₅, C₄₆, C₄₇, C₅₀, C₅₁, C₅₂,
 C₅₆, C₅₇, C₆₀, C₆₁, C₆₂, C₆₇, C₆₈, C₇₂, C₇₃,
 C₈₆, C₈₇, C₈₈, C₉₅ : 100 nF*
 C₂₅, C₂₆, C₄₃, C₄₄, C₄₄, C₇₄, C₇₅, C₇₆, C₇₇,
 C₇₈, C₇₉, C₈₂, C₈₃, C₈₄ et C₈₉ : 10 nF*
 C₃₂ et C₃₉ : 10 µF/16 V
 C₃₅ : 100 pF
 C₄₁, C₅₄, C₅₅, C₆₉, C₇₀ et C₇₁ : 1 nF*

C₄₈ et C₅₈ : 100 pF*
 C₅₉ : 270 pF*
 C₆₃ et C₆₄ : 820 pF*
 C₆₅ et C₆₆ : 330 pF*
 C₈₁, C₈₅ et C₉₀ : 30 pF ajustable*
 C₉₁ et C₉₂ : 15 pF*
 C₉₆ : 22 nF
 C₉₇ : 4,7 nF
 C₁₀₀, C₁₀₄ et C₁₀₅ : 33 pF
 C₁₀₆ : 10 pF*
 C₁₀₇, C₁₀₉, C₁₁₀ et C₁₁₁ : 220 pF*
 C₁₀₈ : 10 µF/10 V*
 C₁₁₂ : 3,3 nF

Semi-conducteurs

D₁ : OF 643
 D₂, D₃ et D₄ : 1 N 4148
 T₄ et T₅ : BC 547B
 T₆ : BC 558B

Circuits intégrés

IC₁ : TDA 2595 Philips
 IC₂, IC₄ : SAA 1101 Philips
 IC₃ : BT 103 KC Brooktree
 IC₅, IC₆ et IC₇ : CA 3304E RCA
 IC₈ : TDA 8452 Philips
 IC₉ : TDA 8451 Philips
 IC₁₀ : TDA 8490 Philips
 IC₁₁, IC₁₂ et IC₁₃ : CXK 1206 M Sony
 IC₁₄, IC₁₅, IC₁₆, IC₁₇, IC₁₈ et IC₂₃ : 74 HC
 541
 IC₁₉ : 74 HC 688
 IC₂₀ : TDA 8390 Philips
 IC₂₁ et IC₂₂ : LM 317 boîtier TO92
 IC₂₄ : 74 HC 138
 IC₂₅ : 74 HC 574
 IC₂₆ : 74 HC 32
 IC₂₇ et IC₃₁ : 4011
 IC₂₈ : 4013
 IC₂₉ : 74 HC 125
 IC₃₀ : 74 HC 04

Divers

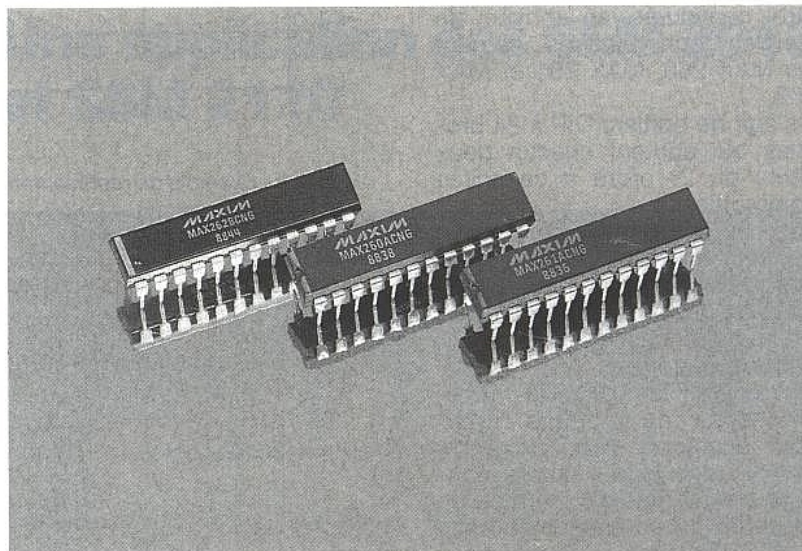
L₁ : VK 200
 L₂ et L₃ : 22 µH
 L₄, L₅ et L₆ : 10 µH
 P₁ : Cannon 9BR
 S₁ : SW DIP-8
 T₁ et T₂ : KANK 3334 Toko
 T₃ : F3 Toko
 Quartz X₁ : 15,000 MHz
 Quartz X₂ : 4,433 MHz

* Condensateurs CMS

Le logiciel de développement de filtres MAXIM

Les filtres comptent parmi les circuits électroniques dont le calcul est le plus fastidieux, du moins si l'on souhaite en tirer un maximum de performances.

Bien entendu, l'usage d'un micro-ordinateur facilite aujourd'hui considérablement les opérations, à condition de le munir de logiciels appropriés. Deux disquettes pour PC offertes par MAXIM rassemblent précisément divers programmes dont l'intérêt dépasse largement le développement d'applications utilisant les filtres à capacités commutées programmables de la marque.



D'ABORD LA "PRE-ETUDE"

La conception d'un filtre performant exige de la méthode : une fois définie la fonction de base à réaliser (passe-haut, passe-bas, passe-bande ou coupe-bande), on commence en général par choisir une configuration parmi les plus classiques (Chebyshev, Butterworth, elliptique). Ce choix influe déjà notablement sur certaines caractéristiques importantes du filtre, comme en témoigne la **figure 1**, mais n'est

peut moduler le comportement du filtre résultant dans une très large mesure.

Pour chaque configuration possible, le programme "PZ" peut déterminer les fréquences d'accord, les coefficients de qualité "Q" et les "pôles et zéros" de chaque cellule, ainsi que le nombre de celles-ci. Cela à partir des spécifications de base que sont la fréquence de coupure ou centrale, l'ondulation tolérable dans la bande passante, le coefficient "Q", et l'atténuation que l'on désire obtenir globalement.

Des fichiers disque sont créés pendant cette opération, qui rassemblent toutes les données du filtre ainsi calculé.

On peut les visualiser ou les imprimer sous la forme de tableaux, mais aussi en obtenir une représentation graphique à l'aide du programme "FV" (**figure 2**) : les éventuelles corrections à apporter apparaissent beaucoup plus clairement de cette façon.

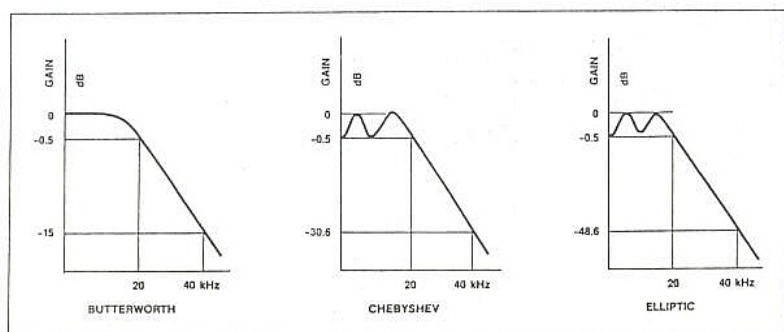


Figure 1 - Avantages et inconvénients des configurations classiques.

pas forcément évident ! Une démarche par "approches successives" est presque inévitable. En général, il faut cascader plusieurs filtres élémentaires pour obtenir les performances souhaitées : un filtre composé de n cellules sera dit "du n-ième ordre" (pour des cellules du 1^{er} ordre). En combinant les courbes de réponse de plusieurs cellules, on

LE PASSAGE A LA PRATIQUE

Il est important de noter que jusqu'à présent, la procédure est valable quelle que soit la technologie qui sera utilisée pour réaliser le filtre, à supposer même qu'on le réalise vraiment : cela

rend ces logiciels particulièrement attractifs pour l'enseignement.

On peut évidemment songer à assembler des amplificateurs opérationnels et des composants RC (de précision !), mais il est infiniment plus confortable d'utiliser l'outil informatique jusqu'au bout. MAXIM propose en effet différents types de **filtres programmables** qui peuvent être configurés au moyen de simples codes binaires : ce sont les MAX 260, MAX 261 et MAX 262.

Il s'agit de boîtiers DIP à 24 broches qui abritent chacun deux filtres du 2^e ordre à capacités commutées.

Les caractéristiques de chaque cellule découlent, c'est classique, de la fréquence de l'horloge intégrée (à quartz ou RC), mais aussi de codes binaires appliqués de l'extérieur.

En général, on utilise le microprocesseur du système "hôte" pour accomplir cette programmation, mais le très simple montage de la **figure 3** permet de procéder à une expérimentation rapide par simple branchement sur la prise "Centronics" du PC.

Le programme "MPP" est capable de générer ces codes en fonction des caractéristiques de chaque cellule (fréquence d'accord et Q), tout en évaluant les performances qui seront réellement obtenues.

En effet, un tel réglage numérique est par essence même discontinu.

Le programme "FR" se charge pour sa part de vérifier les performances des filtres construits par mise en cascade de plusieurs cellules.

Le court programme BASIC de la **figure 4** (PR. BAS sur la disquette) suffit pour charger les registres des deux cellules du filtre à partir des codes affichés, en décimal, par "MPP" : ils sont identiques à ceux que l'on pourrait obtenir, à la main, à partir des tableaux et formules figurant dans la documentation des composants.

Lorsque l'application envisagée est purement analogique, on préfère généralement accorder les filtres à l'aide de composants RC plutôt que par une programmation qu'il faut recommencer à chaque mise sous tension.

MAXIM propose donc une autre famille de filtres, les MAX 265 et MAX 266, dont on fixe les caractéristiques par quelques straps et résistances. Le programme "RP" en calcule alors les valeurs à partir des données fournies par "PZ".

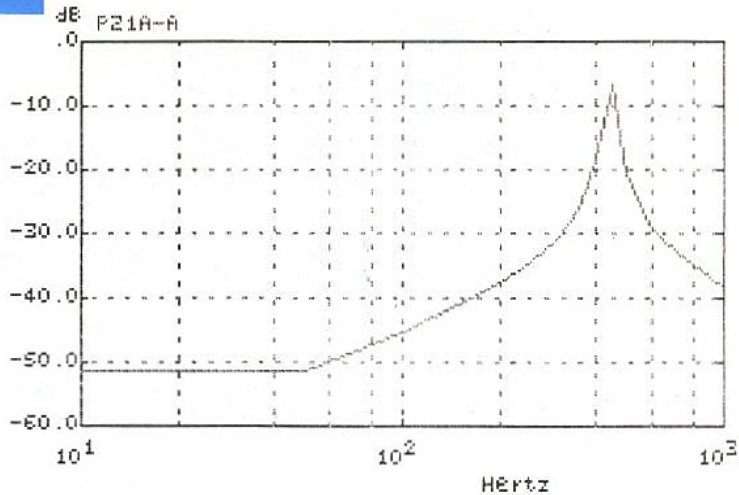


Figure 2 - Exemple de représentation graphique produite par FV.

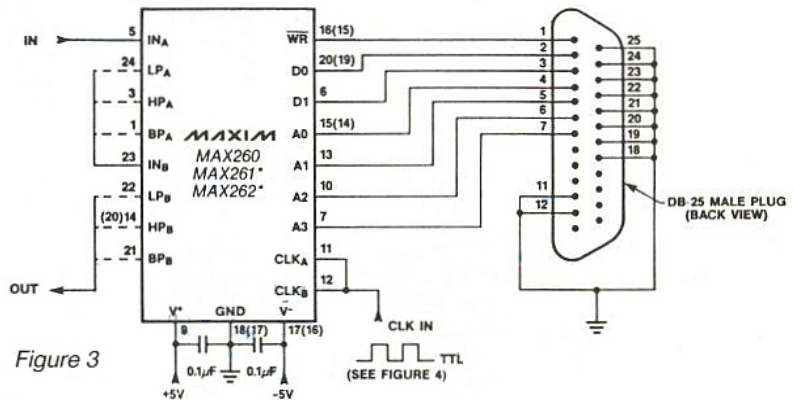


Figure 3

```

100 ABS="FILTER A " : GOSUB 150 : REM GET DATA FOR SECTION A
110 ADD = 0 : GOSUB 220 : REM WRITE DATA TO THE PRINTER PORT
120 ABS="FILTER B " : GOSUB 150 : REM GET DATA FOR B
130 ADD = 32 : GOSUB 220 : REM WRITE DATA TO PRINTER PORT
140 GOTO 100
150 PRINT "MODE (1 to 4, see Table 5) "; AB$; : INPUT M
160 IF M<1 OR M>4 THEN GOTO 150
170 PRINT "CLOCK RATIO (0 to 63, N of Table 2) "; AB$; : INPUT F
180 IF F<0 OR F>63 THEN GOTO 170
190 PRINT "Q (0 to 127, N of Table 3) "; AB$; : INPUT Q
200 IF Q<0 OR Q>127 THEN GOTO 190 ELSE : PRINT
210 RETURN
220 LPRINT CHR$(ADD+M-1); : ADD = ADD+4
230 FOR I = 1 TO 3
240 X=(ADD + (F - 4*INT(F/4))) : LPRINT CHR$(X)
250 F=INT(F/4) : ADD = ADD + 4
260 NEXT I
270 FOR I = 1 TO 4
280 X=(ADD + (Q - 4*INT(Q/4))) : LPRINT CHR$(X)
290 Q=INT(Q/4) : ADD = ADD + 4
300 NEXT I
310 RETURN

```

Figure 4

Inversement, le programme "RPCHECK" évalue les performances réellement obtenues avec ces valeurs, ce qui est particulièrement utile pour contrôler l'influence des tolérances ou d'éventuelles approximations dues à l'emploi des valeurs normalisées.

CONCLUSION

Ce jeu de programmes permet réellement de concevoir en quelques dizaines de minutes des filtres complexes qui exigeraient, à la main, des heures de travail pour un résultat comparable. Mieux, leurs caractéristiques

pourraient même être modifiées en cours de fonctionnement, sous contrôle informatique, par exemple pour suivre les variations de fréquence d'un signal. Mais ce logiciel offre aussi une excellente occasion de se familiariser, sur un simple écran de PC, avec la technique des filtres qui devient de la sorte beaucoup moins rébarbative !

Ce "kit" est disponible, ainsi que les filtres programmables qu'il supporte, auprès des distributeurs MAXIM, notamment : A2M, FRANELEC et ASAP. A voir.

Patrick GUEULLE

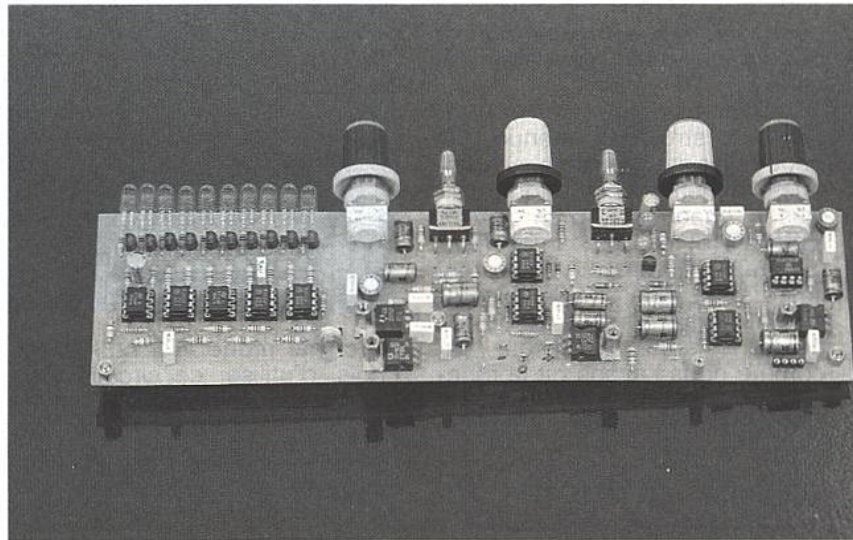
Compresseur/ limiteur, noise-gate stéréo

Une application des SSM 2013 et SSM 2110

La réalisation proposée ici exploite tout ce que l'on sait des circuits SSM découverts ensemble ces derniers mois.

Elle est originale et devrait satisfaire, voire surprendre, bon nombre de lecteurs fanatiques de périphériques audio.

Faible coût et construction sans problème, telles sont les premières qualités de ce montage particulièrement performant.



Les lecteurs fidèles savent que l'auteur se passionne pour tous les "automatismes" permettant de simplifier la vie d'un preneur de son. Depuis plusieurs années les VCAs sont dans son collimateur et il a utilisé souvent le DBX 2150 qui donnait (et donne encore) toute satisfaction. S'il fallait prouver que ce choix était bon, précisons que REVOX exploite largement ces pièces dans la console C 279 et dans son extension "réducteur de bruit". Aujourd'hui SSM propose quelques points de plus (surtout de 2110), et nous avons pensé à une structure sinon totalement différente de celles que nous avions vues fin 88, suffisamment toutefois pour remettre bien des choses en question et conduire à une réduction de coût importante.

SYNOPTIQUE

L'idée de base a été la suivante : commander de manière simple un seul VCA pour les trois fonctions noise-gate, compresseur, limiteur. Nous avons exclu l'expansion.

Pour ce faire il fallait disposer d'une tension continue représentative de la modulation, utilisable sur une plage de 100 dB ! En effet, en traitant individuellement chaque cas la solution est simple car il est alors possible d'amplifier ou d'atténuer suivant les besoins la modulation prélevée, pour faire travailler la conversion log RMS dans les meilleures conditions possibles.

Dans notre cas, pour traiter à la fois les très très faibles niveaux (- 65 dBu pour la porte de bruit) il est indispensable que la conversion soit parfaite, car on ne peut faire usage d'aucun artifice.

Mais ce n'est pas tout : il faut également que la "charnière" soit placée dans une zone utile sinon ça ne servirait à rien. Il serait ridicule de proposer un noise-gate avec un seuil ajustable entre 0 et + 20 dBu, ou un limiteur que l'on ne pourrait faire intervenir qu'entre - 50 et - 20 dBu ! Les excellentes performances du SSM 2110 ont permis de trouver un compromis tout à fait raisonnable en plaçant la charnière à

- 18 dBu pour le compresseur-limiteur et, - 19 (- 20) pour la porte de bruit.

Ainsi on obtient une plage de - 65 à - 20 pour la porte et - 18 à + 22 pour le compresseur (que nous avons bridé personnellement à + 15).

Ceci répond à 99 % des demandes "normales" : il ne sera pas possible de déclencher la porte à 0 dBu et de limiter simultanément à - 40 !

A priori cela ne devrait pas poser de problème car la commande MUTE produit le même effet... Re devenons sérieux.

Il faut noter qu'en théorie il est possible de créer une fenêtre de 1 dB à - 19 dBu. En réalité on peut assurer 3 à 4 dB ce qui est performant mais pas vraiment utile.

Observons la **figure 1** qui présente la structure retenue. On peut y voir deux entrées symétriques (symétrie électronique) suivies chacune d'un VCA (SSM 2013) et d'un ampli final. Le trajet purement audio est limité à sa plus simple expression et le gain nominal est de 1. Il ne sera jamais supérieur car comme nous l'avons dit la fonction expanseur n'a pas été retenue. Donc que ce soit quand on ferme la porte ou quand on calme une amplification trop généreuse, les VCAs ne seront commandés qu'en affaiblisseurs ce qui veut dire que les broches de commande ne verront que des tensions positives ou nulles. En fait, nous pourrions dire "qu'une tension" car comme le montre le dessin, les broches de commande des VCAs sont reliées afin que toute action, quelle qu'elle soit, ne bouleverse pas l'espace stéréophonique.

Cette commande commune doit se faire à partir d'un mélange des modulations gauche et droite, ce qui correspond à une "monophonisation" avant d'effectuer la conversion log RMS. Cette technique simple n'est pas très rigoureuse mais reste toutefois parfaitement tolérable si on considère qu'en général les deux voies véhiculent des niveaux sensiblement identiques.

Le couplage (link) en continu ne présente d'intérêt à notre avis que pour des unités séparées qui seraient utilisées de temps à autre individuellement ou couplées. Comme nous savons que nous ne traiterons QUE des signaux stéréophoniques, on en a profité pour faire une économie substantielle.

A la sortie du 2110, nous allons trouver des tensions continues correspondant au log RMS de

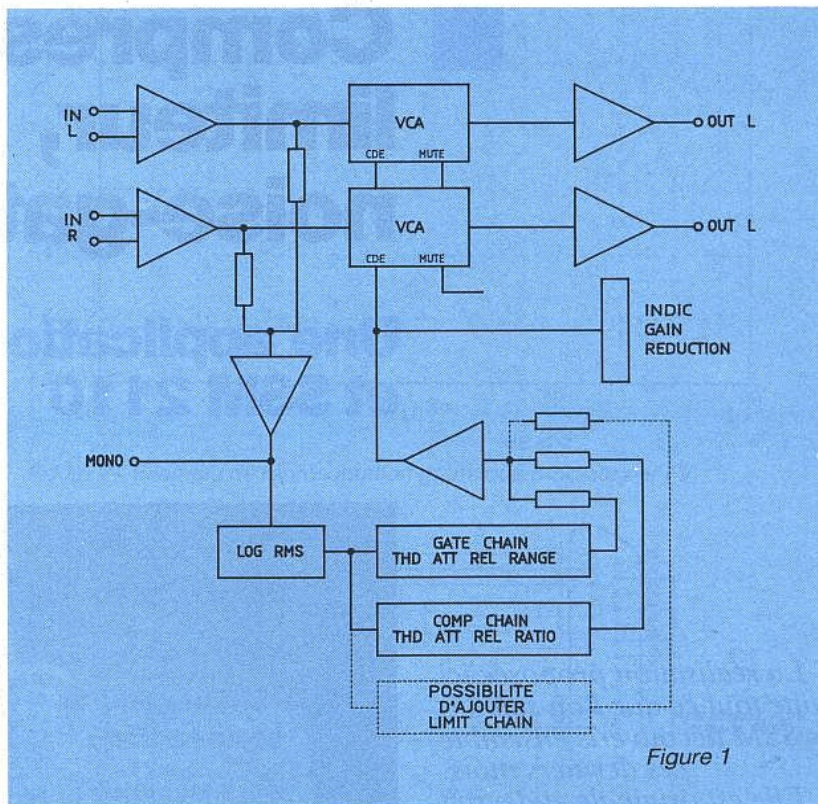


Figure 1

ce signal mono. Tel qu'il a été choisi d'utiliser ce circuit, nous disposerons de 50 mV/dB, avec 0 V pour - 18 dBu RMS. Les niveaux supérieurs à ce seuil produiront des tensions positives, ceux inférieurs des tensions négatives. La marge de manœuvre s'étendant de + 22 à - 78 dBu.

L'analyse et le traitement de ces tensions va servir à créer la tension de commande pour les VCAs, et ce conformément à nos désirs. Pour cela deux branches de traitement sont nécessaires : GATE CHAIN pour les niveaux inférieurs au seuil, COMP CHAIN pour ceux qui sont supérieurs.

Une troisième branche pourrait être envisagée afin d'ajouter une fonction LIMITEUR totalement autonome. Sur le dessin nous l'avons mentionnée en pointillés afin de montrer de quelle manière il faudrait la placer, mais notre réalisation pratique ne la prévoit pas : le compresseur sera soit limiteur (ratio maxi) soit compresseur (ratio réglable de 1/1 à 20/1). Il ne sera donc pas possible d'effectuer sur notre maquette une compression par exemple de 2/1 à partir d'un seuil de + 15 dBu et en même temps une limitation franche à + 10 dBu.

Pour cela il faudrait ajouter la LIMIT CHAIN tracée en pointillés, mais ceci ne devrait poser aucun problème, car toutes les indications étant données pour COMP CHAIN il suffirait de réduire cette

dernière à un simple réglage de seuil (THD), de bloquer le taux (RATIO) à 20/1 et de fixer les temps d'attaque et de retour aux plus rapides (Fast). Il serait bon également de doter cet ajout d'un indicateur de passage du seuil, car celui que nous avons prévu ne serait pas en mesure de distinguer les effets conjugués de la compression et de la limitation.

Comme nous allons voir en détail chacun des traitements au moyen des schémas, considérons les problèmes résolus et admettons que nous disposons de tensions continues POSITIVES exclusivement, qu'il suffira d'additionner pour asservir le système. On remarquera que l'addition ne se fera jamais pour deux tensions supérieures à 0 V, car les fonctions sont bien distinctes de par le fait qu'elles se situent toutes les deux d'un côté ou d'un autre de la charnière - 18 dBu et aucun conflit n'est de ce fait à craindre.

Cette remarque est intéressante pour ceux d'entre vous qui réfléchiraient par exemple à des portes de bruit couplées en continu de façon externe : il faudrait faire attention car si par exemple 5 portes se trouvaient fermées en même temps avec une efficacité commandée de - 60 dB pour chaque, on sommerait 5 fois 3 V sur les broches de commande soit 15 V !

Un indicateur de la tension de commande est prévu, signalant

exactement l'effet produit sur les VCAs. Son échelle est la suivante : 1, 2, 3, 4, 6, 8, 10, 20, 40, 60 dB d'affaiblissement. Les 5 ou six premières LED serviront à voir les interventions du compresseur et les 4 dernières celles de la porte de bruit. En pratique c'est suffisant et très agréable à lire.

La commande MUTE est prévue, mais laissée au choix de l'utilisateur. Nous en reparlerons.

Voilà, nous avons fait le tour du (futur) propriétaire. Il est temps de voir les choses en détail.

ATTENTION : pour offrir au lecteur un maximum de liberté, nous avons découpé en trois morceaux cette réalisation. Il y a donc trois schémas correspondant à trois cartes. Soit trois nomenclatures qu'il ne faudra pas mélanger !

APL1

Sous cette appellation mystérieuse se cache le schéma donné **figure 2**. Il regroupe tous les éléments liés de près ou de loin à la modulation : si on considèrait cet ensemble comme une "boîte noire" elle comporterait entrées et sorties L et R, entrée de commande des deux VCAs, entrée MUTE et sortie log RMS du mélange L + R.

Comme vous le savez, ceci est regroupé sur une même carte. On comprend donc maintenant l'intérêt de cette découpe particulière qui permettra à ceux qui désirent modifier les traitements de ne pas toucher à ce circuit, et à ceux qui voudraient appliquer nos solutions de traitement à d'autres VCAs, de n'avoir que cette carte à refaire.

Si vous nous lisez régulièrement, ce schéma ne doit comporter aucun secret dont vous n'auriez la clé. Examinons-le rapidement. Prenons en exemple la voie gauche (L). La symétrisation est assurée par IC₆, gain de 1. La modulation asymétrique passe par le VCA IC₃ dont la sortie en courant est transformée en tension au moyen de IC₁. On ne peut faire plus court, et le signal original ne risquera donc pas de se dégrader. Le gain total est de 1. La voie droite est strictement identique. Il est plus intéressant d'observer les lignes de commande et de MUTE. Pour le MUTE, les deux broches sont reliées à un même pont diviseur par 2 constitué de R₂₀ et R₃₂. Si l'inter SW₁ force les entrées à 0 V les voies seront ON, si il laisse le pont diviseur agir, les VCAs bloqueront les deux voies simultanément.

Ceux qui pensent que cette

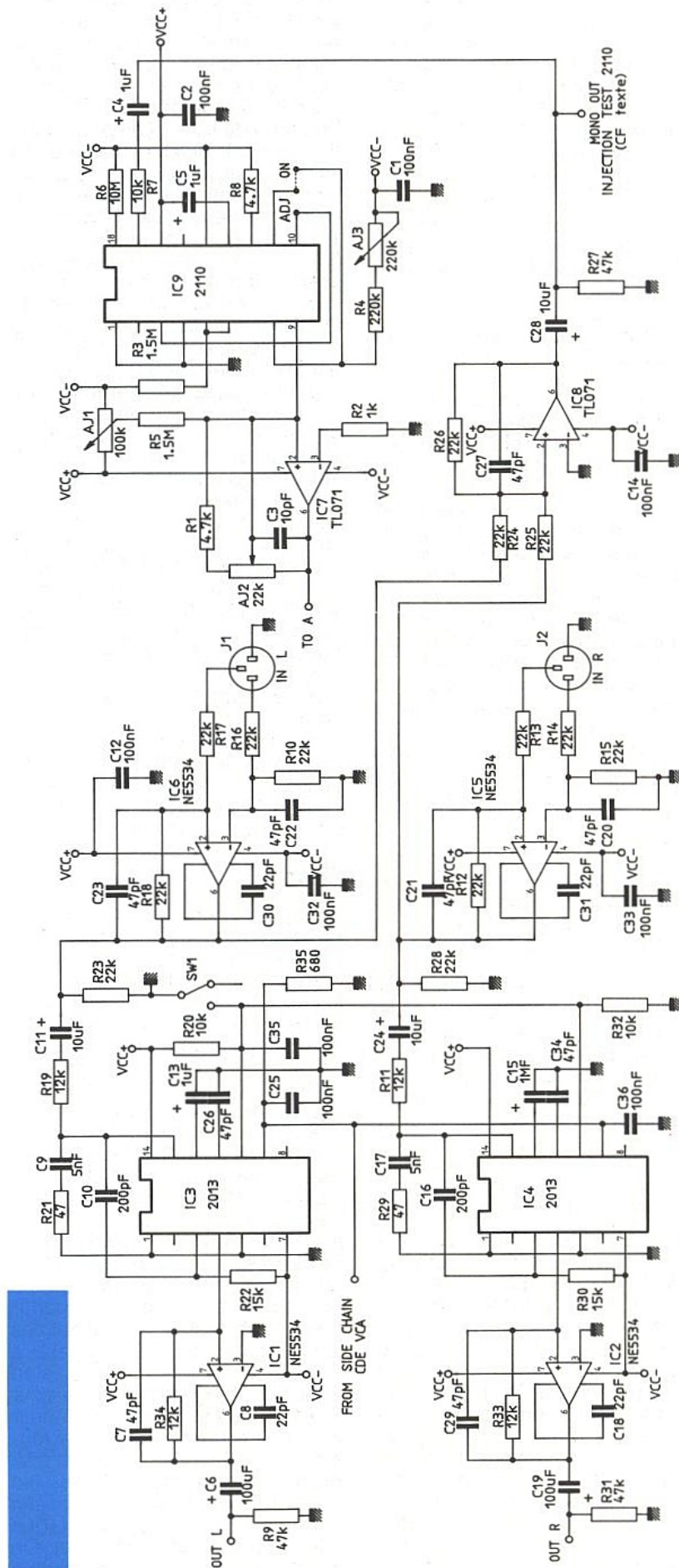


Figure 2

entrée MUTE serait très facile à exploiter pour constituer un noise-gate (redressement, comparaison, commande), oubliez sans doute que cette entrée marche en tout ou rien et qu'une porte de bruit a besoin d'un peu plus de douceur.

En fait, chacun fera à sa guise pour en tirer le parti le plus judicieux : si on n'en veut pas, il suffira de forcer la commande à 0 V, mais on peut envisager des temporisations à l'allumage, des sous-groupes, etc...

La commande EXPO des VCAs ne comporte pas ici sa résistance d'entrée (entrée en courant). Elle est implantée sur la seconde carte et il faudra veiller à ne pas l'oublier si on souhaite exploiter cette carte à d'autres fins.

La somme L + R est faite dans IC₈. On remarquera au passage que nous n'avons pas changé nos habitudes : le prélèvement s'effectue AVANT le VCA, ce qui interdit de dire qu'il y a une autorégulation du système comme ce serait le cas s'il était fait APRES. La philosophie du montage est différente (les solutions également). Pour imager on pourrait dire que :

AVANT on détecte de combien il faut intervenir et on met le paquet nécessaire (parfois très important).

APRES on agit à partir de ce qui sort du VCA et on boucle ce dernier sur lui-même jusqu'à obtenir le résultat souhaité.

Pour avoir longuement comparé les deux "écoles", nous pensons que le prélèvement AVANT est idéal pour la porte de bruit et le limiteur (20/1), et que le prélèvement APRES serait mieux adapté à un compresseur de faible taux (jusqu'à 3/1). Mais un mélange des deux méthodes entraînerait une seconde conversion log RMS, donc une augmentation sensible du coût total et de la complexité du montage.

Nous ne quitterons pas ce sujet sans préciser que la méthode AVANT semble plus "rapide", plus "incisive", parfois trop mais les réglages mis à disposition peuvent alors tempérer cette fougue. Si on regarde de près des montages aussi prestigieux que EMT par exemple, on constate que le prélèvement est fait immédiatement et que le signal original est retardé avant d'atteindre les VCAs (le terme est impropre pour EMT, mais c'est pour simplifier). Ceci a pour effet d'éviter le traditionnel retard facile à expliquer : une surcharge détectée appartient déjà au

passé, et ce quelle que soit la vitesse de traitement. En retardant légèrement le transit normal il est possible d'apporter la solution du problème "en synchro" avec le phénomène.

En sortie de IC₈, on dispose donc d'un signal MONO que le 2110 va se charger de convertir en tension continue, comme on le sait. On notera deux choses :

1° tous les réglages d'offset, d'échelle et de référence sont prévus afin de parfaire les résultats qui partiront aux traitements. 2° la modulation mono pourra être utilisée au besoin (repérage par exemple) à condition de ne pas la charger exagérément ce qui fausserait toute la séquence de traitement : un court-circuit aurait pour effet de commander automatiquement la fermeture de porte. Pensez-y.

Pour les réglages du 2110, tout est prévu : l'injection se fera par le point "MONO OUT" à condition de ne pas mettre sur leurs supports respectifs IC₃ à IC₅, et le réglage d'offset sera facilité par un petit cavalier que l'on placera provisoirement sur ADJ (voir broche 10 et 11 de IC₉). Le luxe pour pas cher !

A ce stade, il ne reste plus qu'à interpréter les données du 2110 et les convertir en courants de commande pour les VCAs. C'est ce que nous allons faire.

Chain

La **figure 3** propose une solution de traitement des données. On pourrait dire que la précédente carte c'était le HARD et celle-ci le SOFT (ou logiciel).

Le parallèle n'est pas si ridicule car il s'agit bien d'UNE façon de résoudre le problème parmi mille autres, alors que la mise en œuvre des VCAs laisse peu de place à l'imagination.

Les données du 2110 sont distribuées vers GATE CHAIN et COMP CHAIN par R₁ et R₂₀. Choisissons un chemin : par exemple la porte de bruit (GATE). La première chose à faire est de ne sélectionner que la polarité qui nous intéresse, en l'occurrence les tensions négatives (seuil inférieur ou égal à -18 dBu RMS). IC_{1A} s'en occupe et comme il est inverseur (gain = -1) tout niveau inférieur à -18 se traduira par une tension positive à raison de 50 mV/dB. Une constante de temps est immédiatement introduite afin d'établir un temps d'attaque minimum (C₂ est de service). On pourra augmenter ce temps grâce à SW₁ et aux capacités supplémentaires qu'il mettra en

parallèle (5 μ F ou 10 μ F). Cet ajustement est nécessaire afin de ne pas ouvrir la porte pour une simple pécadille (parasite, élévation du bruit de fond, etc...).

Cette tension positive est ensuite présentée au comparateur IC_{1B} dont le seuil est rendu réglable par P₁. Si la tension est inférieure au seuil, 7 de UC_{1B} est à +15 V et si le seuil est dépassé, 7 bascule à -15 V. Il n'aura échappé à personne que la seule utilisation des tensions négatives produites par le 2110 est de charger un condensateur puis de soumettre la donnée à un comparateur qui votera OUI ou NON suivant le cas. Dès la sortie de IC_{1B} on ne tient plus compte de la "source" mais du résultat de la comparaison : +15 V la porte est à fermer, -15 V il faut l'ouvrir.

C'est important car à ce stade on travaille en tout ou rien avec des tensions élevées.

Supposons la porte à fermer : D₁ laisse passer 14,4 V environ et les confie au pont diviseur AJ₁/P₂, lequel se charge d'adapter cette tension élevée à la suite de la chaîne. Nous ne vous ferons pas l'injure des calculs de gains dans IC_{2B} et IC₅, pas plus d'ailleurs que dans IC_{4B}, et vous laisserons constater que pour une porte à fermer, une tension positive (réglable par P₁ et AJ₁) envoie une commande de fermeture adaptée aux VCAs (-60 dB \Leftrightarrow 3 V par exemple).

Ne pas avoir remarqué que D₅ et D₆ associés à IC₄ est une sécurité peu coûteuse n'est pas sympa ! On ne commande les VCAs qu'en affaiblisseurs : donc seules les tensions supérieures à 0 V les concernent.

Revenons quelques pas en arrière : nous avions opté pour une fermeture de porte, voyons l'ouverture. IC_{1B} est à -15 V, D₁ coupe la ligne, IC_{2A} par contre exploite ces -15 V : il n'inverse pas le signe et D₄ charge C₃. Quand ce dernier est chargé, TR₁ se bloque et porte la broche 5 de IC_{2B} à 0 V. La suite des événements conduit à une tension de commande des VCAs nulle soit gain = 1, donc porte ouverte. MAIS, TR₁ se comporte comme une résistance variable en parallèle sur la branche R₁₀ du pont diviseur R₃ - R₁₀ et les constantes de temps établies suivant l'état de SW₂ permettront de doser le temps que mettra une éventuelle tension positive pour s'imposer : donc une fermeture plus ou moins rapide de la porte.

Bien entendu, toutes les constantes de temps de ce montage

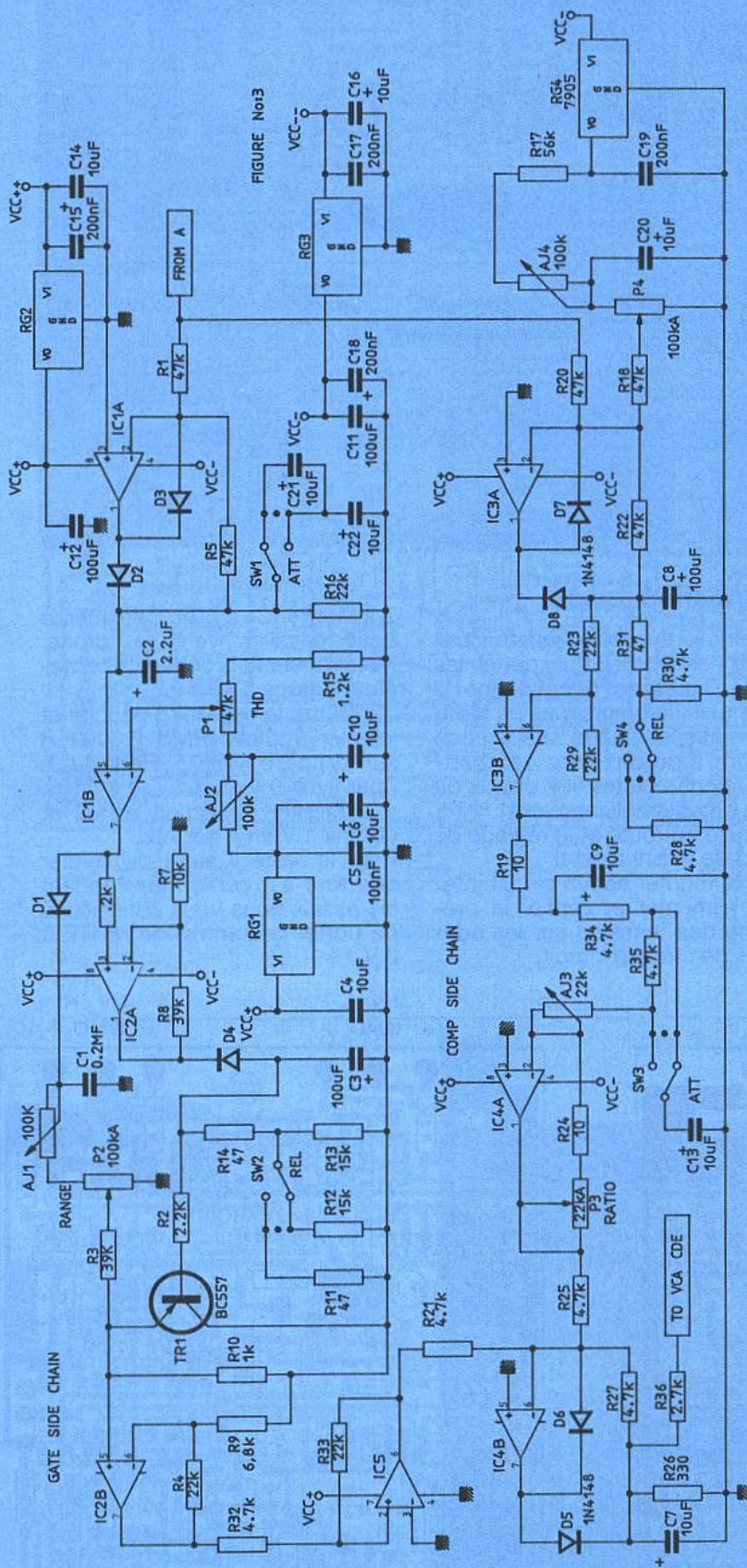


Figure 3

pourront être modifiées au gré des besoins. Les valeurs indiquées permettent de couvrir des gammes assez larges (parfois trop), et si on se rend compte qu'on n'utilise jamais une position de switch, il ne faudra pas hésiter à changer certaines valeurs. La raison de ces switches à trois positions tenues est essentiellement économique, tant financièrement que pour ce qui a trait à la surface occupée par les commandes en face avant.

Il nous reste à voir COMP CHAIN. Les choses sont tout aussi simples.

Ce sont les tensions positives fournies par le 2110 qui nous intéressent désormais. IC₃ va les inverser et charger C₈. Le temps de décharge de ce dernier est rendu variable par SW₄ qui remplit la fonction de RELEAS. Le réglage du seuil (THD) est effectué par P₄, lequel mélange à la tension originale une tension négative fournie par RG₄. Cette dernière sera rejetée par IC_{3A}, mais pour que le seuil soit franchi il faudra que la tension positive originale soit supérieure à cet offset négatif. Si le curseur de P₄ est à 0V, toutes les tensions positives seront prises en compte, c'est à dire à partir de -18 dBu. La tension négative que P₄ pourra envoyer sera limitée par AJ₄: on aura donc la possibilité de choisir le seuil maxi jusqu'à +22 dBu. Pour notre part +15 nous semble suffisant. IC_{3B}, tampon inverseur, est suivi du réglage d'attaque dont le temps minimum est fixé par R₁₉, C₉ auquel on ajoutera éventuellement par SW₃, R₃₄, C₁₃ ou R₃₄ + R₃₅, C₁₃. Si on désire modifier ces valeurs il faudra veiller à respecter l'égalité suivante :

$$P_3(\text{maxi}) + R_{24} = R_{19} + R_{34} + R_{35} + AJ_3$$

(réel soit environ 1/2 de la valeur totale).

P₃ ajustant le gain de IC_{4A}, dosera le taux de compression. Notez que si l'égalité précédente est respectée, IC_{4A} ne sera jamais amplificateur. Etant lui aussi inverseur, on obtient des tensions négatives qui vont être mélangées à celles de GATE CHAIN dans IC_{4B} (inverseur également).

Le problème est presque résolu : il ne reste plus qu'à choisir soigneusement R₃₆ afin que les VCAs obéissent à 50 mV/dB.

Indic

Pour afficher la réduction de gain nous avons utilisé un montage classique à base de 10 compar-

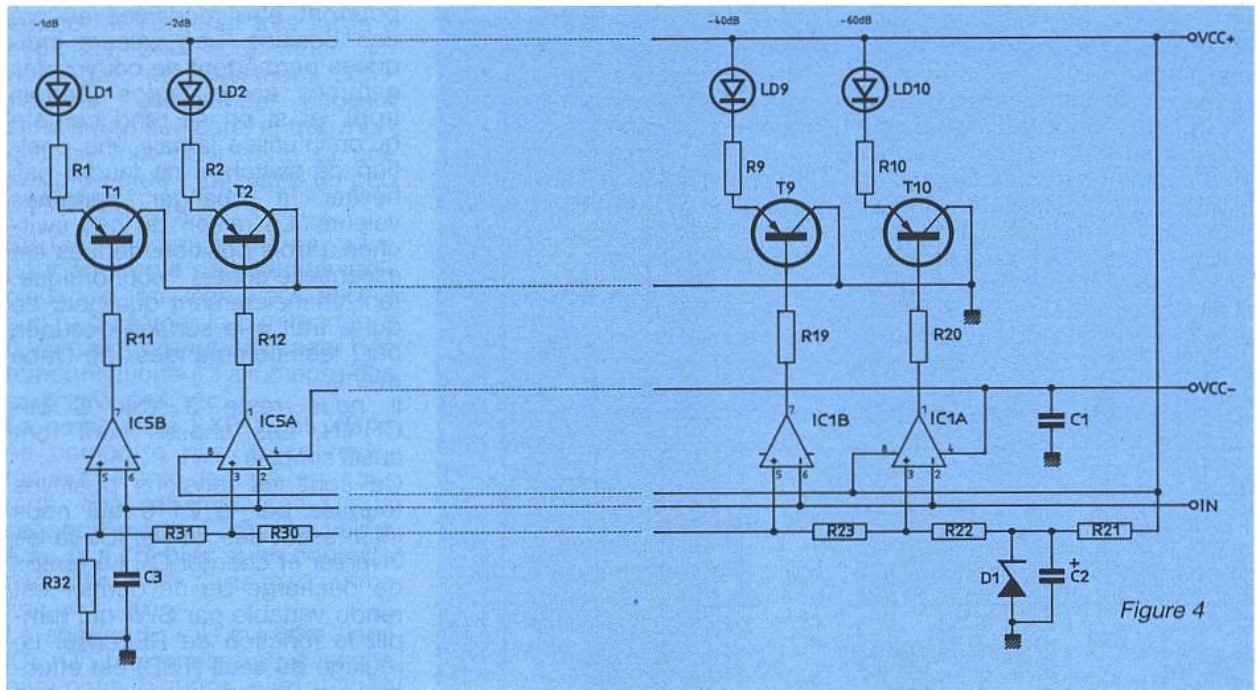


Figure 4

teurs comme le montre la **figure 4**. Le réseau de comparaison est établi pour respecter les valeurs que nous avons choisies, et le pont diviseur va fournir des extrêmes aussi divers que + 50 mV (pour - 1 dB) et + 3 V pour - 60 dB. Dans notre réalisation personnelle, nous avons supprimé R21 et D1, et prélevé le + 5 V directement sur la carte CHAIN. Nous ne nous étendrons pas plus sur cette partie totalement exempte de réglage et sans mystère.

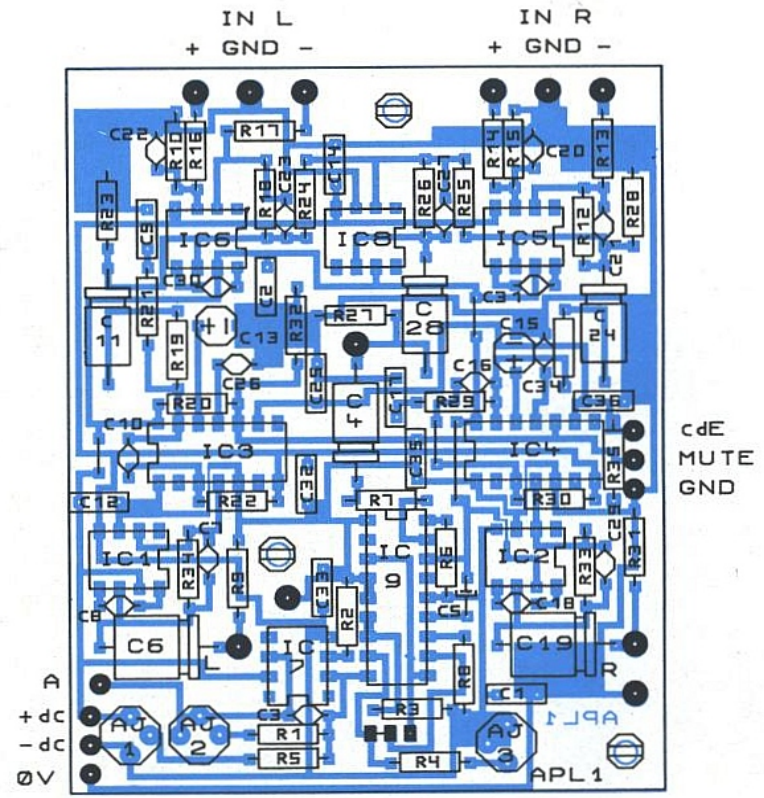
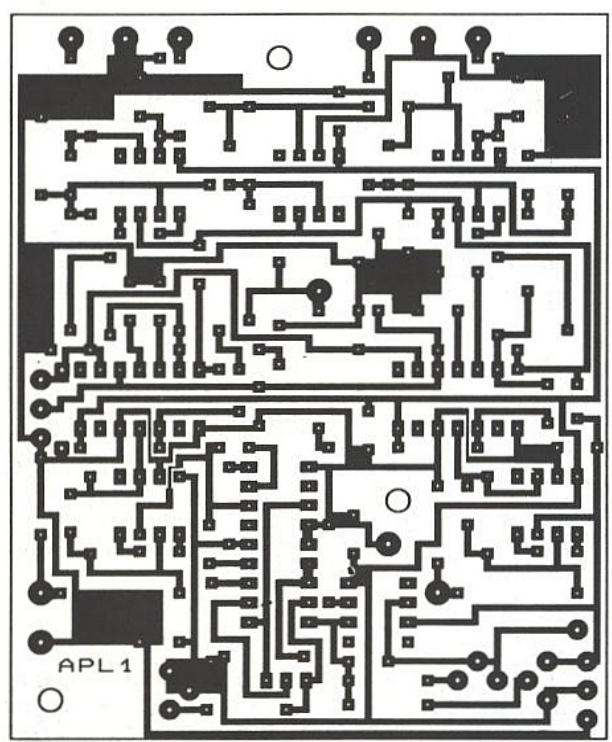
RÉALISATION

La première carte à construire et régler est celle qui porte les VCAs. La **figure 5** en donne le dessin et l'implantation. On n'oubliera pas les quatre straps et on veillera à ne pas faire de court-circuit entre pistes (il y a deux ou trois endroits délicats). La mise en route et le réglage de APL1 se feront ainsi :

- 1 - Ne monter aucun circuit intégré, alimenter et vérifier la présence des tensions sur les supports de chaque circuit.
- 2 - Mettre IC7 et IC9. Déplacer le petit cavalier vers la droite. Mesurer sur la broche A, et obtenir 0 V grâce à AJ1.
- 3 - Mettre le cavalier à gauche et injecter 100 mV RMS (1000 Hz) sur la cosse MONO. Régler AJ3 pour avoir 0 V en A.
- 4 - Monter l'injection à 1 V et obtenir 1 V en A par AJ2.

Pour le reste il suffit de vérifier que tout est conforme. Pendant les essais nous vous conseillons de porter la commande MUTE à 0 V.

Figure 5



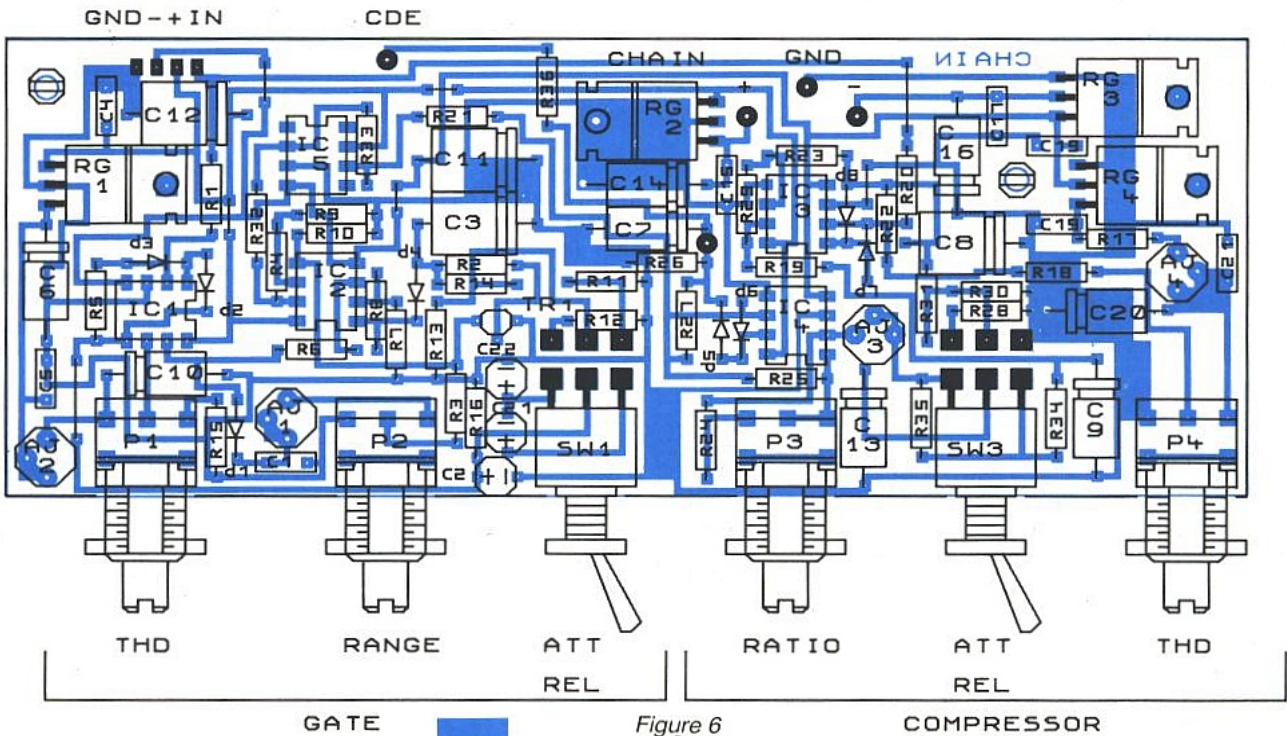
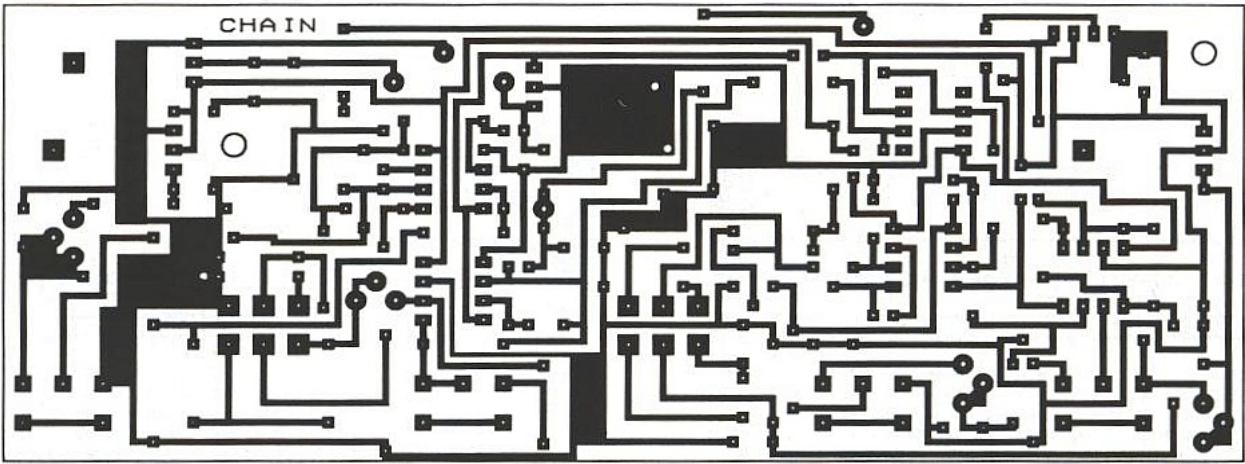
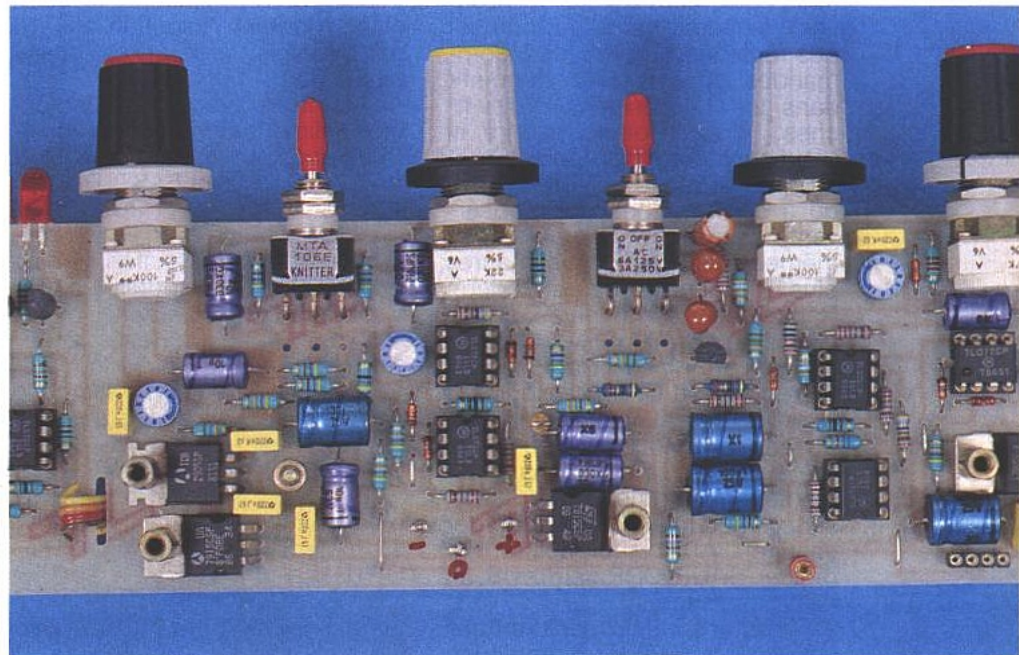


Figure 6

La carte CHAIN est visible **figure 6**. Elle aussi comporte des straps (7). Il n'y a rien de très particulier à en dire sinon de bien observer les photographies pour comprendre (mieux qu'avec de longues phrases) comment nous avons procédé.

Ah, au fait, vous risquez d'être surpris : la maquette de l'auteur comporte CHAIN et INDIC sur une seule carte. Cela est dû au fait que la première maquette ayant été labourée pendant la mise au point, nous en avons retiré une nouvelle. Au moment d'insoler la plaque, la carte INDIC se trouvait à côté. Une fois les trous percés et l'ensemble étamé il restait à détourer. C'est à ce moment que nous avons décidé de ne pas séparer les cartes et proposer une autre solution au lecteur. **MAIS ATTENTION** (rap-pel) : ne mélangez pas les nomenclatures si vous procédez



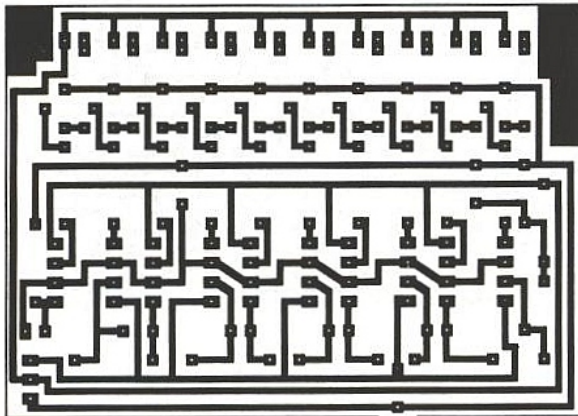


Figure 7

ainsi car par exemple il y a R₁ sur CHAIN et un autre R₁ sur INDIC... Comme INDIC ne comporte aucun réglage, passons tout de suite à la **figure 7** : de la rigolade. Même le sens des LED est indiqué !

– 20 dBV. Placer IC₁, porter THD gate à – 20, mesurer au multimètre sur 7 de IC₁ (gamme +/- 20 V). Chercher avec AJ₂ à ce que la mesure hésite entre – 15 V et + 15 V.

3 - Couper le générateur, mettre générateur à +15 dBu RMS et régler AJ₄ pour que LD₁ soit juste allumée (+ 50 mV sur test).
6 - Le dernier réglage est au choix : soit vous disposez d'un multimètre audio et dans ce cas vous ajustez AJ₃ pour obtenir

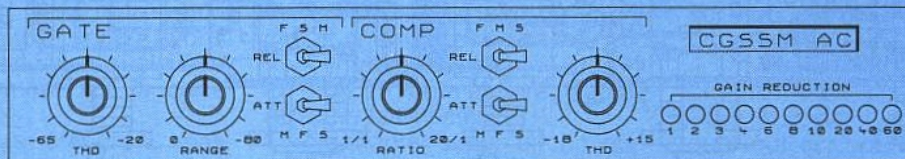


Figure 8 - Proposition de face avant (éch. 1/2).

Si d'aventure vous optiez pour notre formule, la **figure 8** propose une gravure de face avant qui vous aidera en premier à caler vos films CHAIN et INDIC, mais également à vous y retrouver - ne serait-ce qu'au moment des réglages -, parmi les 8 commandes offertes et notamment dans les 12 positions de switches... Pour la petite histoire, si votre serviteur à labouré son premier proto c'est essentiellement dû à ces switches qui n'observent quasiment jamais les mêmes lois. Bref, vous n'aurez plus d'excuse, tout est repéré. Rappels quand même que S veut dire Slow (lent), M = Middle (moyen) et F = Fast (rapide). Le réglage de CHAIN respectera la procédure suivante (le dessin de façade va nous aider) :

- 1 - Faire les vérifications d'alimentation comme de coutume, sans aucun IC. Raccorder ensuite APL1 (complète et réglée) SAUF CDE qui reste en l'air pour l'instant.
- 2 - Injecter sur IN L (par exemple) un signal à 1000 Hz d'amplitude

RANGE à – 80, et mesurer sur le point test situé à droite de C₇, gamme 20 V.

Placer IC₂, IC₅ et IC₄, et porter le point test à + 4 V avec AJ₁. Vérifier qu'en rallumant le géné et en montant l'injection à – 10 par exemple, le point test passe bien à 0 V.

4 - Maintenant raccorder l'indicateur : alimentations après régulateurs et IN sur le point test. Mettre ATT et REL sur FAST, RANGE à – 80 et THD à – 20. Vérifier que l'indicateur fonctionne correctement : si l'injection est en dessous de – 20 toutes les LED s'allument, dès le seuil passé elles s'éteignent (porte ouverte). Couper le générateur et constater qu'avec RANGE on allume le nombre de LED désiré (aucune quand on est à 0).

CDE n'est toujours pas liée à APL1 donc la chaîne AUDIO n'est pas encore active.

5 - Mettre RANGE à 0, THD GATE à – 65, RATIO à 20/1 et THD COMP à +15. AJ₃ et AJ₄ à mi-course, ATT et REL COMP sur Fast, placer IC₃. Monter le

effectivement un RATIO maxi de 20/1. Pour cela mettre THD COMP à – 18, RATIO à 20/1. Monter doucement le générateur pour allumer LD₁ tout juste. Mesurer exactement l'injection (– 18 dBu +/- 1 dB) et l'augmenter de 21 dB. Ajuster AJ₃ pour que la LED "20" s'allume. Autre méthode : injecter + 2 dBu RMS, mesurer la tension continue présente en 7 de IC₃ et faire en sorte de retrouver la même valeur absolue (le signe change) en 1 de IC₄ au moyen de AJ₃.

On peut alors raccorder CDE et tester le nouveau jouet !

Mais nous voudrions vous demander une dernière chose : coupez le générateur et faites fermer la porte de 20 dB pour un seuil de – 25 par exemple. Remontez doucement le générateur jusqu'à ouvrir la porte. Revenez légèrement en arrière pour la refermer et vérifiez que la sortie est bien inférieure de 20 dB à l'injection. Sur le point test on doit avoir 1 V. En cas de désaccord important entre le point test (50 mV/dB) et les VCAs, il faut

drait ajuster R₃₆ (CARTE CHAIN). Si l'auteur se permet de vous demander cette vérification, c'est qu'il ne lui est pas passé des centaines de 2013 dans les mains, et souhaiterait s'assurer de la constance du produit. Les quelques pièces qu'il a eu se sont parfaitement comportées mais il est trop tôt pour donner un pourcentage de déchet. Pour les dbx 2150 et 2552 confondus, il peut annoncer environ 1 % car il en a mis en œuvre personnellement environ 300.

CONCLUSION

Nous vous avons dit que nous testerions l'application proposée par PMI dans son data-book 90 pages 7-67. Nous l'avons fait, mais le résultat ne nous a pas satisfait. Cette réalisation personnelle remplace donc notre promesse et la dépasse largement puisque nous sommes passés en stéréo, avons couplé deux fonctions importantes (voire 3) et considérons son rapport qualité-prix excellent. A vous de juger maintenant !

Jean ALARY

Nomenclature APL 1

Résistances

R₁, R₈ : 4,7 kΩ
 R₂ : 1 kΩ
 R₃, R₅ : 1,5 MΩ
 R₄ : 220 kΩ
 R₆ : 10 MΩ
 R₇, R₂₀, R₃₂ : 10 kΩ
 R₉, R₂₇, R₃₁ : 47 kΩ
 R₁₀, R₁₂ à R₁₈, R₂₃ à R₂₆, R₂₈ : 22 kΩ
 R₁₁, R₁₉, R₃₃, R₃₄ : 12 kΩ
 R₂₁, R₂₉ : 47 Ω
 R₂₂, R₃₀ : 15 kΩ
 R₃₅ : 680 Ω

Ajustables

AJ₁ : 100 kΩ T7Y
 AJ₂ : 22 kΩ T7Y
 AJ₃ : 220 kΩ T7Y

Condensateurs

C₁, C₂, C₁₂, C₁₄, C₂₅,
 C₃₂, C₃₃, C₃₅, C₃₆ : 0,1 μF MILFEUIL
 C₃ : 10 pF
 C₄, C₅, C₁₃, C₁₄ : 1 μF
 C₆, C₁₉ : 100 μF 25 V
 C₇, C₂₀ à C₂₃, C₂₆, C₂₇,
 C₂₉, C₃₄ : 47 pF
 C₈, C₁₈, C₃₀, C₃₁ : 22 pF
 C₉, C₁₇ : 4,7 nF
 C₁₀, C₁₆ : 220 pF
 C₁₁, C₂₄, C₂₈ : 10 μF 63 V

Circuits intégrés

IC₁, IC₂, IC₅, IC₆ : NE5534
 IC₃, IC₄ : SSM 2013
 IC₇, IC₈ : TL 071
 IC₉ : SSM 2110

Divers

18 picots,
 6 supports 8 broches,
 2 de 14 et un de 18.
 Eventuellement SW₁ : inter mini ou
 strap ou commande externe CF texte.

Nomenclature CHAIN

Résistances

R₁, R₅, R₁₈, R₂₀, R₂₂ : 47 kΩ
 R₂, R₆ : 2,2 kΩ
 R₃, R₈ : 39 kΩ
 R₄, R₁₆, R₂₃, R₃₃, R₃₃, R₂₉ : 22 kΩ
 R₇ : 10 kΩ
 R₉ : 6,8 kΩ
 R₁₀ : 1 kΩ
 R₁₁, R₁₄, R₃₁ : 47 Ω
 R₁₂, R₁₃ : 15 kΩ
 R₁₅ : 1,2 kΩ
 R₁₇ : 56 kΩ
 R₁₉, R₂₄ : 10 Ω

R₂₁, R₂₅, R₂₇, R₂₈, R₃₀, R₃₂,
 R₃₄, R₃₅ : 4,7 kΩ
 R₂₆ : 330 Ω
 R₃₆ : 2,7 kΩ

Potentiomètres

AJ₁, AJ₂, AJ₄ : 100 kΩ T7Y
 AJ₃ : 22 kΩ T7Y
 P₁ : 47 kΩ A P11
 P₂, P₄ : 100 kΩ A P11
 P₃ : 22 kΩ A P11

Condensateurs

C₁, C₅, C₁₅, C₁₇, C₁₈,
 C₁₉ : 0,22 μF
 C₂ : 2,2 μF vertical
 C₃, C₈, C₁₁, C₁₂ : 100 μF 25 V
 C₄, C₆, C₇, C₉, C₁₀, C₁₃, C₁₄, C₁₆,
 C₂₀ : 10 μF 63 V
 C₂₁, C₂₂ : 10 μF vertical

Semi-conducteurs

IC₁ à IC₄ : TL 072
 IC₅ : TL 071
 D₁ à D₈ : 1N4148
 TR₁ : BC 557
 RG₁ : 7805
 RG₂ : 7815
 RG₃ : 7915
 RG₄ : 7905

Divers

5 supports 8 broches.
 Picots. Visserie. Boutons.
 SW₁ à SW₄ : INV 3 positions

Nomenclature INDIC

Résistances

R₁ à R₁₀ : 1,2 kΩ
 R₁₁ à R₂₀ : 1,5 kΩ
 R₂₁ : 12 kΩ cf. texte
 R₂₂ : 3,9 kΩ
 R₂₃ : 2,2 kΩ mieux 2 kΩ
 R₂₄ : 1,8 kΩ mieux 2 kΩ
 R₂₅ : 1 kΩ
 R₂₆ à R₂₈ : 200 Ω
 R₂₉ à R₃₂ : 100 Ω

Condensateurs

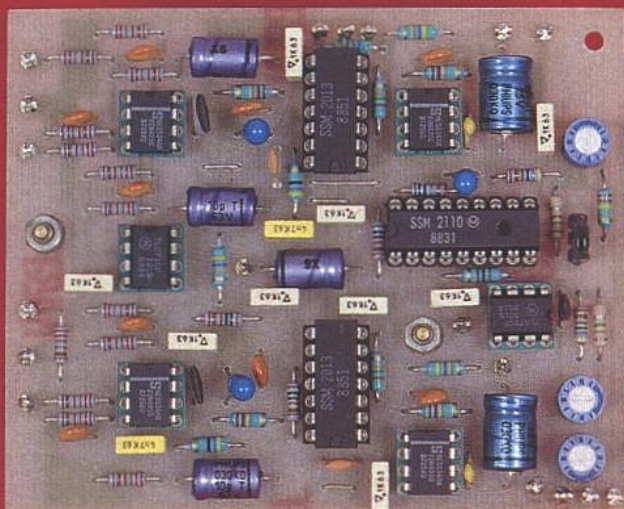
C₁, C₃ : 0,1 μF MILFEUIL
 C₂ : 47 μF vertical

Semi-conducteurs

T₁ à T₁₀ : BC 557
 LD₁ à LD₁₀ : LED 5 mm
 IC₁ à IC₅ : TL 072
 D₁ : Zener 5,1 V cf. texte

Divers

5 supports 8 broches.



LAYO 1 sur le grill

Attention : la lecture de ces pages va permettre à 5 lecteurs de gagner un LAYO 1 Junior d'une valeur de 2500 F HT !

Etre lecteur d'Electronique Radio-Plans permet de profiter d'infos, de réalisations, mais également de suivre l'actualité annonceurs : une vie pleine d'enseignement et de surprises ! La découverte de LAYO 1 en est une de taille.

C'est un soft pour PC ou compatible de tracé de circuits imprimés.

"Un de plus", direz-vous ? C'est vrai, enfin un de plus.



a : Le pack Layo 1 plus (noter le dongleur).

L'intérêt que porte l'auteur aux logiciels de dessin de circuits imprimés ou de schémas le conduit régulièrement à s'informer sur les nouveaux produits et à en essayer les "demos" proposées par les distributeurs et c'est ainsi qu'il découvrit LAYO 1E.

Largement diffusée dans les lycées et collèges à la rentrée 90, cette version "éducation" est tout simplement révolutionnaire et étonnante.

Le sujet étant vaste et bien actuel, nous avons choisi de couper cet examen en deux, pour plusieurs raisons :

La première, l'auteur TESTE réellement les softs avant d'écrire la moindre ligne. 200 heures sur une "demo" ne lui accordent pas le droit de tout savoir (quand vous lirez ces lignes il en aura environ 400 de plus sur la version 4,85 de novembre 90).

La seconde, est qu'il est intéressant de séparer le dessin manuel (+ hardcopy + traceurs etc...), de l'autoroutage (fenêtres, stratégies, vias, test BART et autres).

La troisième, est que le mois prochain, tous les lecteurs intéressés par le dessin de circuits imprimés sur PC disposeront de la Démo MAGIQUE et nous pourrons alors faire ensemble quelques essais, de manière plus vivante.

LAYO 1E

LAYO FRANCE s'identifie par une formule qui frise le défi : le lecteur attentif aura pu voir depuis plusieurs mois les annonces de LAYO FRANCE, sans pour autant en percevoir l'impact réel. On croit rêver ! Pour 250 F, tout un chacun est en mesure de disposer d'un manuel clair et précis (en bon français) plus un logiciel dont la seule limite est l'étendue du traitement : 1000 lignes de données. En réalité, LAYO 1E n'est pas une "demo", mais un VRAI logiciel permettant de résoudre des problèmes réels et les mener à terme : routage automatique, impression, traça-

ge, fichiers GERBER etc... Ajoutez à cela que la copie des disquettes originales est autorisée, l'assistance technique des plus aimables et que les mises à jour s'appliquent également à cette version "250 F" !! Monsieur NEFKENS, gérant de Layo France SARL estime perdre volontairement environ 20 % du marché avec cette formule (nous n'en sommes pas aussi sûr). Tout lecteur d'Electronique Radio-Plans équipé d'un PC ou Compatible + écran EGA ou VGA + disque dur se DOIT de s'équiper de LAYO 1E (prévoit 2,5 Mo sur le disque dur et 550 Ko de mémoire disponible). A titre indicatif, l'auteur fait tourner LAYO sur un 1640 Amstrad (la souris fonctionne sans problème. Pensez à la paramétrer toutefois assez "calme").

Certains d'entre-vous ont peut-être constaté une légère augmentation du prix de LAYO 1E, et désormais une seule formule : manuel original + disquettes. En effet, si les disquettes comportent toujours le fichier permettant d'imprimer le manuel, (il est question de le faire disparaître car il prend beaucoup de place et ne comporte pas les dessins), il serait totalement ridicule de s'y aventurer : la doc comporte 250 pages ! On pourra donc supprimer ce fichier du disque dur.

Vous remarquerez qu'il y a du compactage dans l'air : deux disquettes = 2,5 Mo.

TOUT fonctionne rappelons-le : routage automatique, importation de netlists provenant des plus célèbres logiciels de tracé de schémas (Schémas III, ORCAD SDT III etc...), création de composants, création de netlists SANS logiciel de dessin de schémas, impression de contrôle sur 24 aiguilles, sorties vers tables traçantes HPGL, création de fichiers pour phototraceurs GERBER ou autres, bandes perforées, etc...

Si avec la démo vous créez un circuit, il vous est possible de le faire fabriquer "comme les grands..." ou d'en exploiter directement les résultats si vous disposez d'une table traçante, même A3, car le tracé éch.1 est très correct (logique de tracé optimisée). Vous avez bien lu : ce n'est pas le genre "vous pouvez router mais pas sauvegarder", ni "pour tracer, lancez DEMOTRACE". Ceci a une grande importance (outre le fait qu'on peut exploiter les résultats). Un seul exemple : très sou-

vent les fichiers de démo destinés à montrer l'autoroutage affichent fièrement 100 % de résultats. Le néophyte pourrait penser qu'il en sera de même pour ses propres études alors que c'est faux. Ces fichiers de démo sont spécialement étudiés pour obtenir 100 % de routage : orientation et placement des composants soigneusement choisis. Mais nous reparlerons de tout cela plus précisément le mois prochain. Malgré la limitation à 1000 lignes de données, on aura quand même de quoi travailler comme le prouvent les photos.

VERSIONS INDUSTRIELLES

Chacune comporte un dongleur à engager sur une sortie parallèle. Elles sont au nombre de quatre :

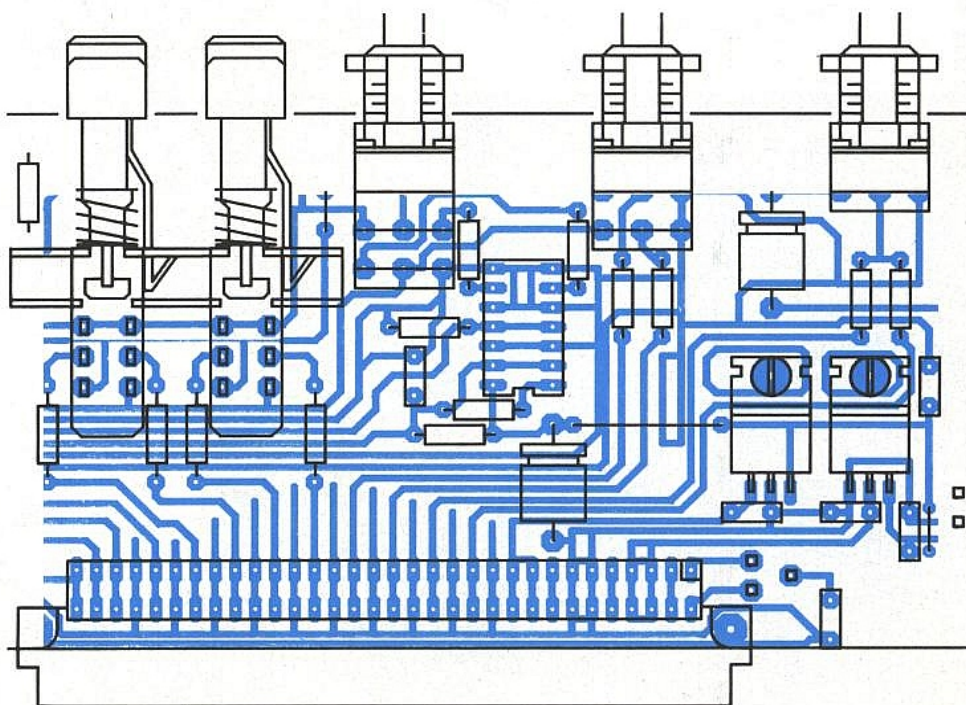
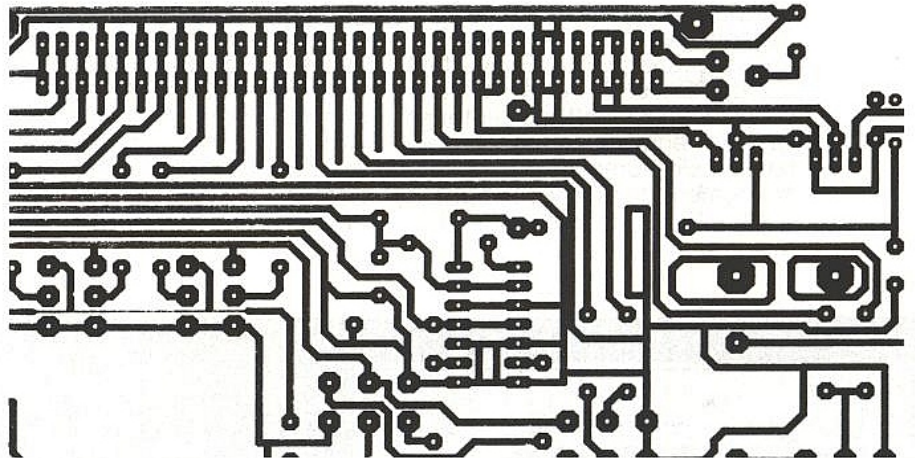
LAYO 1 Junior : la capacité de traitement est de 5000 lignes de données soit 5 fois la version 1E, mais SANS le routage automatique (2500 F HT).

LAYO 1 : 30000 lignes de données, toujours sans routage automatique (8000 F HT).

LAYO 1 plus Junior : 5000 lignes mais auto-routage (9000 F HT).

LAYO 1 plus : 25000 lignes de données et autoroutage (18 000 F HT).

La "remise à jour" a lieu deux fois par an et ne coûte que 240 F par an (tout juste les frais de gestion).



Résultats échelle 1, sorties traceur.

Pour quelle version opter ?

Les lecteurs fidèles savent que l'auteur "route à la main" et dessine ses résultats au moyen d'un logiciel de DESSIN adapté (maintenant LAYO). Il se sent fort sur ce terrain, et comprend bien les réticences des dessinateurs habitués à "vivre" un schéma et à le concrétiser en quelques heures sur papier : confrontés à une informatique parfois lourde ou austère, ils sentent souvent leur propre savoir-faire freiné, voire pire, sous-utilisé. Ce n'est pas l'impression que laisse LAYO. Tout au contraire, on constate assez vite que l'on est toujours maître à bord et c'est bien plaisant. Pour ceux qui ne savent pas tracer du tout, les versions PLUS de LAYO feront des merveilles, mais les miracles ne seront au menu QUE si l'opérateur est en mesure de conjuguer ses propres qualités avec celles du soft (ce n'est pas nouveau). Pas facile de choisir ! Et pourtant si : LAYO est à notre connaissance le seul soft qui autorise l'essai intégral (la démo), permettant de s'assurer in situ du fonctionnement de tous les périphériques, puis de "monter en grade".

Pour passer d'une version à l'autre, on ne paye QUE la différence. Ainsi, les 5 lecteurs d'Electroniques Radio-Plans qui gagneront une version JUNIOR pourront quand ils le voudront (ou le pourront) accéder aux autres versions en bénéficiant d'un "capital" de 2500 F HT.

Idem pour l'acheteur de LAYO 1 qui voudrait acquérir 1 PLUS (9000 F).

Mais mieux encore : tous les fichiers élaborés avec LAYO 1E peuvent être repris dans les versions industrielles. Comme LAYO 1E comporte le routage automatique (c'est une mini version 1 plus), rien n'interdit de traiter certaines parties de dessin avec cette version et d'en importer les résultats sur une industrielle qui exploiterait son nombre de lignes de données à "compiler".

A titre d'exemple, voici la configuration idéale dans le cas précis de l'auteur : LAYO 1 (30000 lignes de données) + LAYO 1E pour les cas où l'autoroutage simplifie la vie.

Avouez que le concept de LAYO est étonnant ! Une petite entreprise peut par exemple équiper 10 postes de travail avec

LAYO 1E, et n'investir que dans une seule version industrielle puissante. De plus, tous les employés peuvent avoir chez eux en toute légalité et sécurité une copie de LAYO 1E (freeware).

Cela mérite un coup de chapeau, valable également pour les nouvelles idées qui trottent dans l'air : toutes plus étonnantes les unes que les autres. Deux exemples :

Si un étudiant, maîtrisant parfaitement LAYO 1E, est en mesure de faire une démonstration à une société et la convaincre de s'équiper en versions industrielles, il peut gagner un très beau cadeau.

Certains dessins de circuits imprimés publiés dans Electronique Radio-Plans (inférieurs à 1000 lignes de données) pourraient bientôt être téléchargeables sur le serveur Minitel 36.17 code LAYO (en 1991). L'auteur pense déjà aux cartes d'évaluation des circuits SSM, etc... (les lecteurs qui ont construit ACCORD doivent déjà jubiler).

Voyons maintenant ce qu'il est permis de faire pour 250 F.

The logo for JBC, consisting of the letters "JBC" in a bold, sans-serif font, enclosed within a thick, black, horizontal oval border. A small registered trademark symbol (®) is located to the upper right of the oval.

Techniques de Soudage et Montage en Electronique

Consultez nous :

JBC Outillage pour électronique, sarl
41, Rue Parmentier 92600 Asnieres
Tel. 1 47 93 28 22

**PRONIC - HALL 5 - ALLEE R
STAND 40**



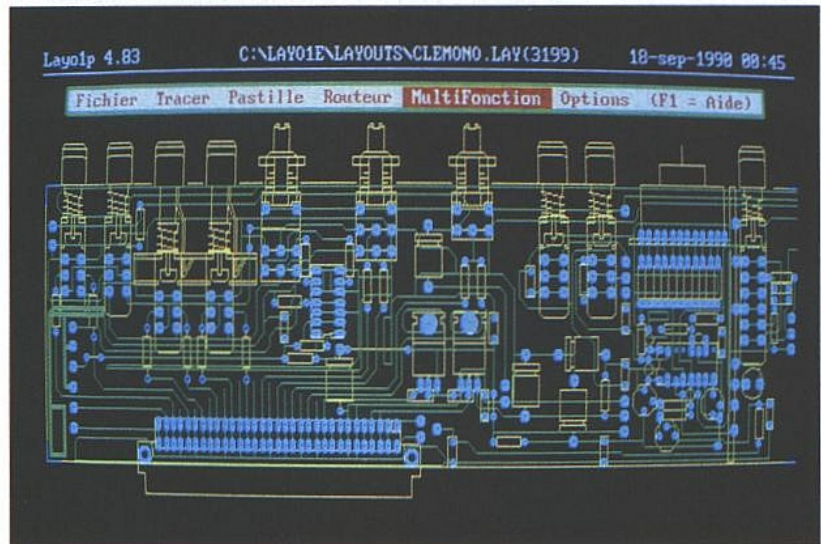
UTILISATION

Il y a deux possibilités pour lancer l'éditeur graphique. L'une est dans le manuel, l'autre pas.

La première (que nous vous conseillons) est officielle : une fois sous le répertoire LAYO 1E on lance LAYO 1.

ATTENTION, pas de panique ! Le disque dur tourne et un simple curseur (on dirait du Pascal) clignote. Sur le 1640 de l'auteur il faut quelques dizaines de secondes avant que s'inscrive en rouge "Souris trois boutons conseillée". Si au lieu de cela un message inquiétant du genre "runtime error 105 at.." apparaît, faites un RESET et relancez. Rappelez vous que 550 Ko de mémoire sont nécessaires (gare aux résidents gourmands).

Au risque de nous répéter, ce n'est pas un jouet que vous lancez, mais un bébé monstre qui a l'élégante particularité de vous garantir (si votre ordinateur le permet) l'instal de la plus puissante des versions industrielles. Si LAYO 1E fonctionne, LAYO 1 PLUS fonctionnera : l'auteur témoigne (à la vitesse des commandes près). Son équipement est le suivant : 1640 Amstrad



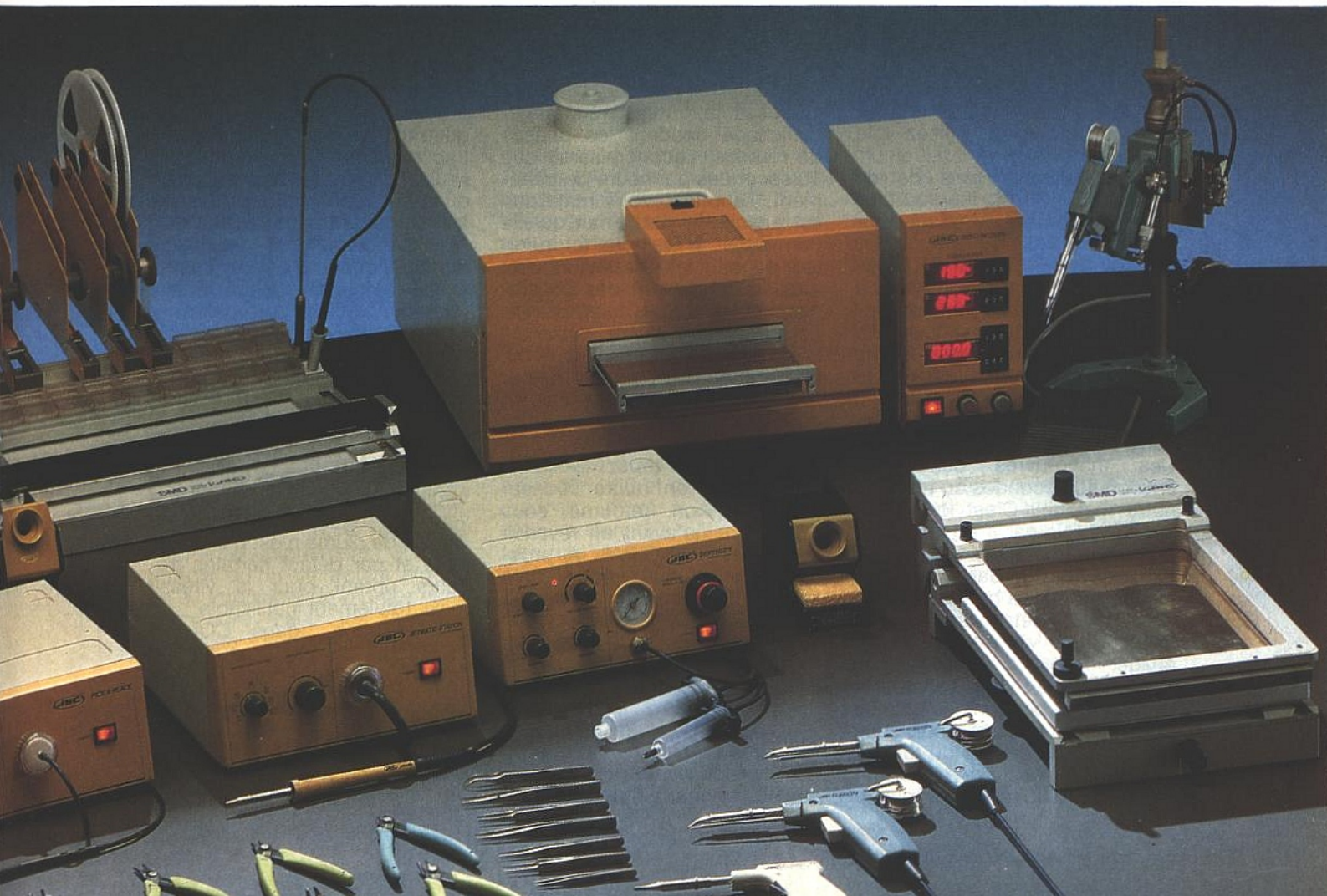
b : 3 200 lignes de données sur Layo 1 P.

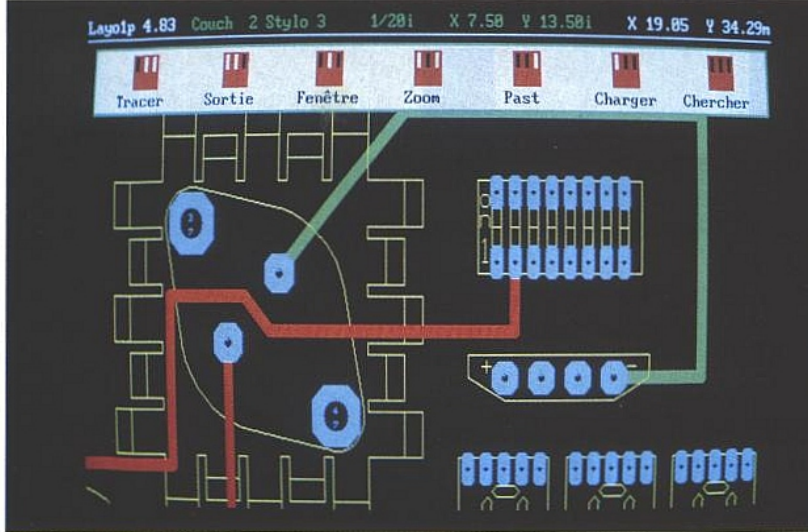
EGA, DD 20 Mo + Filecard 30 Mo. La souris est à ce jour celle du 1640 (2 boutons) mais une SummaMouse (IR) est en passe de prendre le relais.

LAYO 1E est foudroyant de rapidité, LAYO 1 PLUS est un peu plus lent : pas pour les fonctions graphiques, mais par exemple pour les recherches. Ralentissement tout à fait acceptable (un

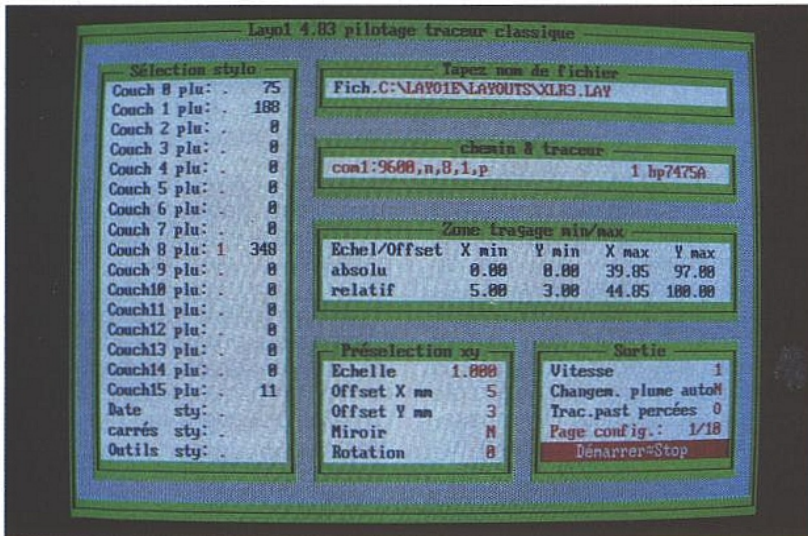
mois de LAYO 1E donne de mauvaises habitudes !) Seul le chargement est lent et peut faire penser à un "plantage".

ENTER et voilà le menu principal. C'est lui qui permet de configurer le(s) traceur(s) etc... mais aussi de filer en cliquant sur EDITEUR GRAPHIQUE vers la "planche à dessin".





c : avec F1, aide pour souris 3 boutons.



d : Paramétrage traceur.

Trois remarques :

1 - Si vous ne comprenez pas bien le français, d'autres langues sont disponibles (lisez le manuel).

2 - Nous reparlerons de ce MENU PRINCIPAL, particulièrement au moment de tracer pour les versions 4.83.

3 - Cliquer EDITEUR GRAPHIQUE conduit une fois de plus à une attente désespérément longue et angoissante avant de voir le rassurant message "Souris trois boutons conseillée" (on le saura).

ENTER et voici enfin grille et barre de menu.

Ces manœuvres demandent environ 40 secondes au total sur notre matériel. C'est long (!) la première fois car il ne se passe presque rien à l'écran. Mais une fois la grille et la barre de menu affichées, tout va beaucoup plus vite... LAYO déteint sans doute le record de vitesse pour l'affichage.

Une anecdote : votre serviteur a suggéré que pendant les phases de routage l'affichage soit supprimé (afin de gagner du temps) et soit remplacé par un bilan : stratégies, résultats. La réponse

de M. BAAS (le concepteur) fut éloquente : "l'idée de bilan est intéressante, mais supprimer l'affichage pendant les phases de routage n'économiserait que 10 secondes par heure de traitement. Toutefois, votre remarque est judicieuse par le fait qu'elle permettrait d'éteindre le moniteur pendant les phases longues, tout en conservant des conclusions de stratégies. J'en prends acte pour les futures versions." C'est cela LAYO !!

La seconde façon de lancer LAYO 1E est plus rapide mais en contrepartie elle interdit un retour direct au MENU PRINCIPAL.

Pour essayer, tapez LAYO 1E EDI. Quand on quitte l'éditeur graphique, on retourne sous DOS alors qu'avant on revenait au MENU PRINCIPAL. A proscrire si on souhaite tracer juste après.

Maintenant que la grille est affichée (sans les fauves...), le manuel vous convie à l'aventure CAD-CAM sur PC.

Conseils et astuces

Les versions 4.83 comportent quelques erreurs. Certaines sont

résolues, d'autres imposent des réserves.

Les connaître et savoir les détourner est indispensable. L'auteur étant devenu le "casse-pied" officiel de Layo France, le cauchemar de M. NEFKENS, il est fort possible qu'une version intermédiaire entre 4.83 et 5 voie le jour (4.85 par ex.) !

- Problèmes et astuces de traçage :

Dans le menu principal, l'option traceur classique offre de nombreuses possibilités. Parmi celles-ci, chaque couche (0 à 15) peut être ou non tracée. Ainsi, pour un film face 1 il faut activer les couches 0 et 1 (la couche 0 comporte les pastilles).

Pour la face 2, il faut activer 0 et 2. La lecture du manuel vous expliquera tout, sauf une chose : n'activez jamais la couche 15 (les coins de la carte). Il serait trop long de vous expliquer ce qui se passe, et nous préférons vous donner deux astuces :

1 - Pensez à tracer une "boîte" en face 1 puis 2 afin de marquer clairement le tour de la carte. Après avoir tiré le rectangle des "coins", vous constaterez un léger retrait par rapport à vos coordonnées originales : c'est voulu, et c'est très apprécié pour les commandes de détournage. Donc : marquez les coins mais ne tracez jamais la couche 15.

2 - Pour les circuits en double face, l'auteur suggère à ceux qui comme lui tracent éch. 1 sur calque, la manip suivante. Faire un premier tracé de la face 0 uniquement (les pastilles), puis deux tracés faces 1 et 2 (les pistes seules). Recopier ces trois calques sur reprophane et assembler soigneusement 0-1 puis 0-2. Ainsi on dispose de deux films parfaits (la face 0 est commune) et les temps de traçage réduits rendent ridicules les déformations du support calque (élongations dues au mouillage par l'encre).

Attention à la réponse "Non" à l'option changement de plume automatique, la version 4.83 comporte une erreur rendant le traçage sur petites tables décevant. En effet, l'instruction de vitesse de plume n'est pas transmise et par défaut certains traceurs optent pour la vitesse maxi, totalement inutilisable.

Une solution : dans CONFIG TRACEUR, en haut à gauche de l'écran, remplacer dans OUVRI

DEVICE "IN;" par "IN;VS2;" (si vous voulez 2 cm/s). La petite fenêtre en bas à droite "EXEMPLE" indiquera alors deux fois VS2. Ne pas en tenir compte. Sauvegarder et sortir de la config. TRACEUR ALLUME.

Pour tracer, choisir ce qu'on veut dans TRACEUR CLASSIQUE et lancer l'opération. Une fois celle-ci terminée, si vous voulez faire un autre tracé, il est INDISPENSABLE de sortir, de retourner à CONFIG TRACEUR et sans rien changer (LAYO mémorise en permanence donc IN;VS2; sont toujours présents) de sauvegarder et sortir, puis de repartir dans TRACEUR CLASSIQUE.

Ceci peut sembler long, mais avec la souris il ne faut que quelques secondes.

Une autre solution consisterait à sauvegarder les fichiers sur disc et faire des COPY COM. C'est plus long que de jongler avec les menus, et cela évite de s'encombrer de fichiers qu'il faudra ensuite effacer.

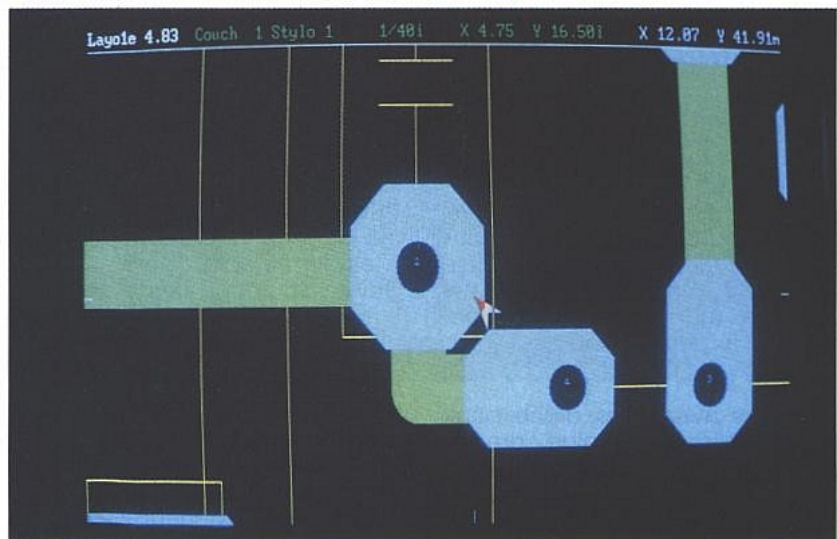
Penser donc à mettre "Oui" pour le changement de plume, même si vous n'avez qu'un stylo.

Dans la version 4.83, l'option TEXTE est malade : les lettres s'autodétruisent, et il manque la commande au clavier pour tourner de 90 degrés. Pour cela, il faut appuyer sur les boutons gauche et droit de la souris en même temps. Si vous tapez un texte et que vous appuyer sur INS, c'est le plantage total : ALT-CTRL-DEL !

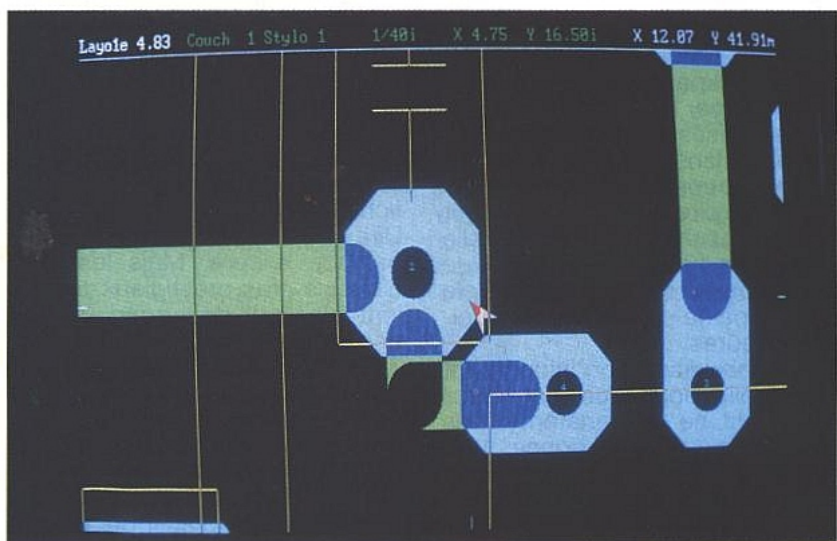
L'effacement de la couche n° 8 est impossible (c'était voulu, mais désormais on pourra le faire).

Il faut faire très attention quand on tire une fenêtre de déplacement - rotation. Cette dernière doit être très légèrement plus grande que le motif à déplacer. En fait il faut absolument éviter que le cadre de la fenêtre se superpose à des traits du motif. Nous avons fait une suggestion au concepteur et il se peut que cette contrainte tombe dans une prochaine version.

L'auteur a découvert un comportement curieux avec le tracé des cercles par la souris, en mode millimètre uniquement : il arrive parfois qu'on se trouve bloqué en Y. Impossible de monter ni de descendre, seuls les déplacements en X sont encore actifs. Si vous vous trouvez dans cette situation, pas de panique : tapez "i" pour repasser en Inch et tout rentre dans l'ordre, sauf le débordement des valeurs de Y dans le bandeau supérieur (sans importance).



e et f : La bascule-shift F5.



Il semblerait que cela soit lié au 1640. LAYO a besoin d'une machine 100 % compatible IBM. Voilà pour l'essentiel de ce qui a trait au tracé manuel. Nous verrons le mois prochain les combinaisons à éviter en autoroutage. Bon nombre de ces problèmes sont déjà résolus, et il y a de fortes chances pour que les versions qui seront entre vos mains en novembre 90 ne comportent plus ces erreurs. Toutefois, il était de notre devoir de signaler celles que nous avons rencontrées sur 4.83 et de faire profiter ceux qui n'ont à ce jour que cette version, des quelques astuces que nous avons trouvées pour se dépêtrer.

Ces quelques détails (exaspérants parfois), n'arrivent pas à ternir toutefois l'image de LAYO. La puissance de certaines fonctions laisse pantois, surtout quand on voit avec quelle facilité on peut les mettre en œuvre. Un exemple étonnant parmi cent autres : si on a à répéter une route tortueuse et soignée-

ment élaborée (RAMs, connecteurs de fond de panier etc...), la méthode est simple. Dans TRACER choisir COPIER, puis cliquer sur un des points de la route. Après confirmation, on a au bout du curseur une copie exacte que l'on peut aller cliquer autant de fois que l'on veut. Nota : en cas d'auto-panning, il faudra penser à recliquer la dernière car elle n'est pas prise en compte.

Création de composants

Votre serviteur pense que c'est une fonction essentielle dans ce type de logiciel. Les "bank" fournies par les concepteurs, bien que très riches, ne conviennent en général jamais ! Prenons le cas des DIL (circuits intégrés) : les pastilles sont trop petites à notre goût, le dessin du boîtier ne permet pas de matérialiser l'occupation exacte si on utilise un support, etc...

Il faut donc pouvoir refaire sa bank personnelle avec un maximum de facilité. Cela aura des

effets secondaires importants : on pourra changer les noms (LORLIN à la place de SWDRAAI 1 ou TO3R à la place de KOELPL# 6), ne garder que ceux qui sont familiers, disposer de ses propres repères de placement, et surtout faire le "ménage" de toutes les éléments inutiles. L'auteur a retrouvé la vitesse de LAYO 1E PLUS après un tel ménage (qui n'est pas encore terminé !).

Mais les avantages d'une bank personnelle sont plus grands qu'on pourrait le penser de prime abord : l'autoplacement ira par exemple 4 à 5 fois plus vite si la recherche se fait dans un seul fichier et il ne sera pas utile de changer de. BNK 36 fois pour un placement manuel. F3, F8 et toute la liste utile est visible. Notons au passage l'idée géniale F3, F7 : les 10 derniers composants utilisés sont dans un petit tableau dans lequel il suffit de cliquer pour sélectionner.

Dans le pire des cas, l'auteur estime qu'une bank personnelle bien faite peut réduire par 4 le temps passé sur un dessin ! Cela vaut la peine d'y consacrer quelques heures.

De nombreuses conditions sont à remplir pour que ce travail important ne se transforme pas en galère. ALARY donne 19,5 sur 20 à LAYO (il reste un tout petit point qui le chiffonne : sauter des numéros de pastilles. Il sait que c'est possible mais ne se rappelle plus comment il a fait...).

Créer un composant, le modifier, choisir à volonté son origine d'appel (à ne pas confondre avec la sélection d'effacement ou de déplacement), le modifier dans un dessin particulier (échange de pastilles par exemple), tout cela est d'une extrême simplicité avec LAYO.

Au fait, les fichiers BNK ne prennent pas en compte les noms de la liste qui commencent par un chiffre. Danger dans 4.83 ! (dans 4.85 les BNK ne s'appellent plus ainsi...).

Avant d'en dire plus, réfléchissons un peu. Pour 250 F, la version éducation (1000 lignes de données maxi) permet à une petite entreprise de créer "à temps perdu" ses propres librairies. Nous l'avons dit, TOUT ce qui est fait avec la version freeware est récupérable dans les versions industrielles. Ainsi, chaque opérateur peut assurer sa formation, à son rythme, et participer ainsi à la création des futures librairies propres à l'en-

treprise sans que celle-ci ait encore investi le moindre centime dans une version industrielle. Quand tout est prêt, la version industrielle choisie de concert par les opérateurs et le responsable du budget sera IMMEDIATÉMENT opérationnelle. Personnel et périphériques compris !!! C'est formidable, non ?

Saviez-vous que dès la seconde licence sur site, le coût tombe de 50 % ?

Encore une information importante. Il semblerait que les fichiers comportent tous les éléments permettant de définir les composants d'un dessin, sans aucun appel extérieur. Ceci peut sembler banal mais c'est fondamental : un ancien fichier peut parfaitement être rechargé, tracé etc..., même si bank et librairies n'existent plus ! Ainsi, contrairement à certains logiciels, une modification du dessin d'un composant dans une bank n'entraînera pas la mise à jour automatique du motif dans les fichiers déjà créés.

Dire si c'est bien ou mal, l'auteur balance encore. Mais les logiciels les plus prestigieux travaillent ainsi : il doit donc y avoir une bonne raison !

Toutefois, la remarque est d'importance : si vous créez des fiches répertoires pour vos propres banks, il faudra les mettre à jour de la manière suivante : effacer dans la fiche le composant à modifier, le remplacer par la nouvelle mouture et sauvegarder (voire tracer). Certains de nos jeunes amis trouveront cela évident mais il existe d'autres formules qui font appel aux bank-listes. En clair, si le composant "X" est dans un dessin, le fichier comporte la marque de "X". En cas de modif dans la librairie le

rappel du dessin imposera la mise à jour de "X". Si par hasard "X" a été "viré" de la librairie, le dessin est incomplet. Dans LAYO, on pourrait dire que tous les éléments de X (au moment où on clique ce dernier) sont transmis au fichier dessin. Si on retire "X" de la bank, le fichier dessin n'en a rien à faire : il ne connaît plus "X". En fait, c'est partiellement faux : il reconnaît "un groupe de données" appelé jadis "X" (ce qui permet d'identifier un composant et de le déplacer), mais ne faisant plus appel à la bank qui comporte (ou non) "X", il ne peut donc en mesurer les modifications.

Nota : le terme "bank" peut déplaire ou surprendre, mais nous l'avons retenu afin de bien distinguer BANK de composants de LIBRARY : complémentaires mais totalement différentes.

Help !

Nous avons encore mille choses à vous dire, mais la place va manquer.

Alors très vite :

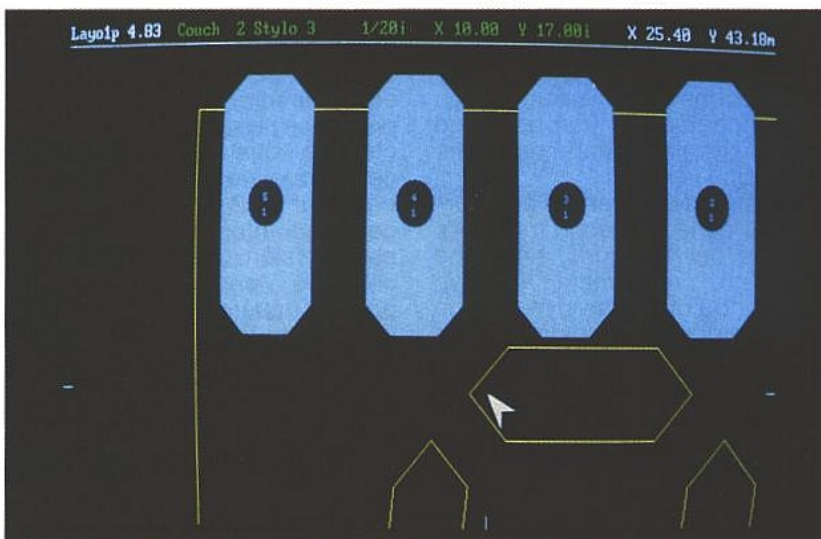
- Si les documents sur imprimante restent des outils de contrôle, les sorties laser sont d'excellente qualité.

- Pour les dessinateurs : le pas au 1/80° de pouce est bien adapté.

Il permet par exemple de raccorder parfaitement des traits larges avec des traits fins.

- Quand vous dessinez, pensez "traceur" (LAYO le fait en partie pour vous, mais on peut l'aider surtout dans les "bank").

- Quand vous avez dessiné un composant sauvegardez-le, réinitialisez, puis rechargez-le. Si le message "blocs séparés OUI-NON" apparaît, répondez "NON" et sauvegardez à nouveau.

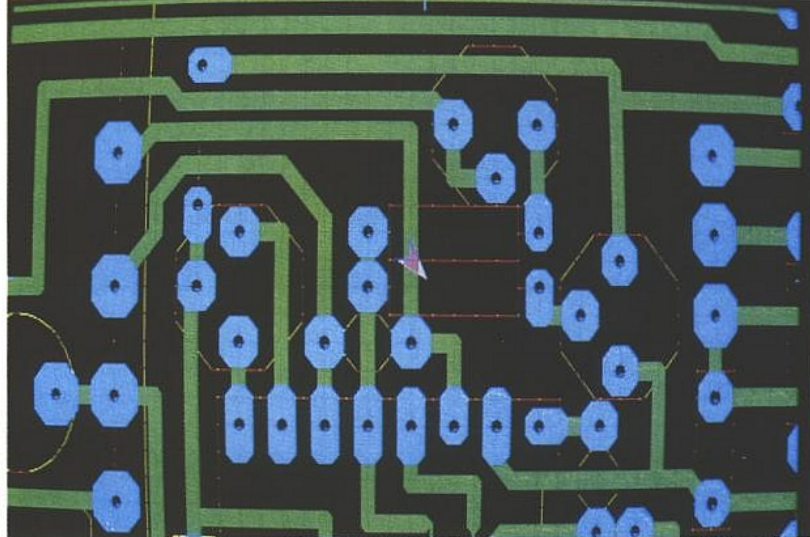


g : Numérotation des pastilles et des outils.

TRES IMPORTANT : prendre le temps de réinitialiser LAYO entre deux créations de composants, surtout quand on construit un nouveau composant à partir d'un autre (ajout de lignes etc...).

- N'utilisez pas la série SUBD de la librairie CONNECT (le pas est de 2,54 alors qu'il doit être de 2,76).

- F6 remet à zéro les coordonnées du curseur (une marque parfois bien utile). utiliser en connaissance de cause.



h : Quadrillage au pas du curseur.

- Si votre dessin est introuvable faites Z,1 si les coins ne sont pas marqués (ZZ ou ZN dans le cas contraire).

- Il faudra compter désormais 3 disquettes au lieu de 2 pour LAYO 1E. Ceci permettra de vous offrir AC.BNK : plus de 110 composants redessinés par l'auteur, et utilisés dans Electronique Radio-Plans (essentiellement analogiques).

- Attention aux "pros du décapulage". Les versions industrielles (avec dongleur) gardent quelques secrets : déplomber une version industrielle reste un exercice de style aisé, par contre décoder les données qui identi-

fient l'acheteur officiel est une autre affaire.

Comment jouer

Pour gagner un des cinq LAYO 1 Junior offerts par LAYO FRANCE, c'est très simple : il suffit d'être abonné à Electronique Radio-Plans et de renvoyer très vite une étiquette d'expédition portant vos coordonnées, (en écrivant au dos "JEU LAYO") à l'adresse suivante :

Electronique Radio-Plans
Jeu LAYO
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS

La rédaction saura bien trouver une main innocente pour plonger

dans le chapeau et s'assurer que les gagnants ne font ni partie du personnel de la SPE, ni des auteurs.

D'ici là procurez vous LAYO 1E, car nous ferons ensemble de passionnantes expériences de routage automatique et qui sait, il y aura peut être encore une surprise ?

A bientôt.

Dernière minute : nous avons commencé à faire tourner la version 4.85. Tous les bugs mentionnés ici sont corrigés, et il y a bien d'autres choses en plus !

Jean ALARY

PROGRAMMATEURS

PROMAC



- Technologie récente. Microprocesseur 16 bits.
- Très rapide. Affichage détaillé.
- Liaison série et II centronics.
- Logiciels de communication.

P2A 1/2 E/EEPROM (EPLD, MONOCHIPS).

P10-II 10 E/EEPROM

P16-IV 16/8 E/EEPROM et MONOCHIPS.

P11 Universel PAL, PROM, EPROM, MONOCHIPS.



COPEL

Z.I. 359, rue Fourny. B.P. 22. 78530 Buc. Tél : (1) 39 56 10 18 - Fax : (1) 39 56 55 93

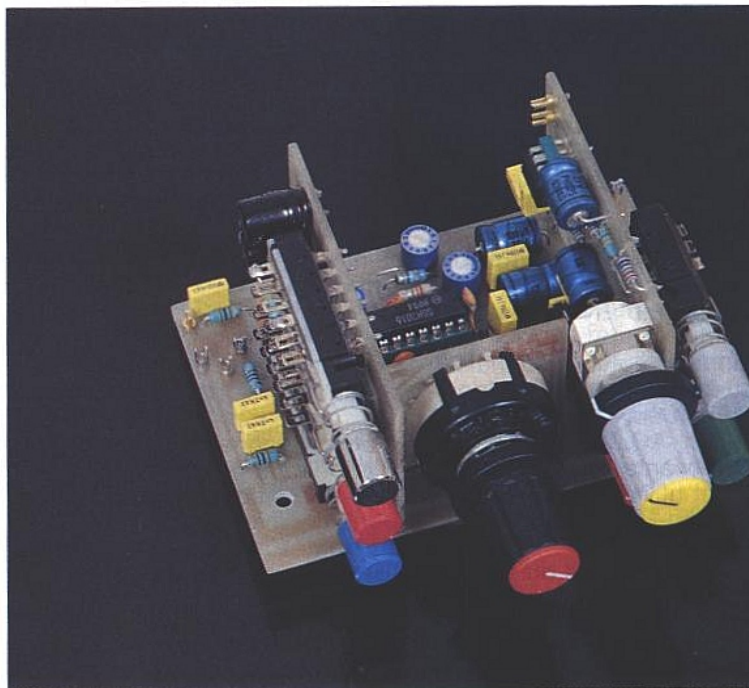
SSM 2016, 2017 et 2142

Trois nouveaux SSM d'un coup :
un vrai festival !

Il faut dire que le catalogue du constructeur est richement ourlé de circuits passionnants, et qu'Électronique Radio Plans est fier de présenter au plus vite une nouveauté dont la doc est datée 7/90 : le SSM 2142. Il n'est pas dans le data-book 10 (édité mi 89). C'est donc en primeur que nous vous en livrons les secrets ainsi qu'une mise en application pratique surprenante.

Deux réalisations complètes vous attendent en effet dans ces pages :

- Une version du préampli MLNEW (2) exploitant le 2016.
- Un ampli de ligne totalement symétrique (sans transfo), dont le gain est ajustable de 0 à + 55 dB, alim phantom prévue.



Présentations

Le SSM 2016 ne doit pas vous être totalement inconnu puisque nous en avons dit quelques mots pendant l'étude du 2015 puis lors de son application, "BLACK". C'est le plus performant des préamplis micro de la gamme SSM, à condition qu'il soit relié à une source d'environ 150 Ω (en tous cas jamais supérieure à 600 Ω si on veut en tirer le meilleur parti).

Pour des impédances plus élevées, le 2015 est préférable mais si on souhaite se simplifier la vie au maximum, le tout nouveau 2017 est imbattable : plus facile à mettre en œuvre qu'un TL 071 ! Le data book 10 de PMI ne lui réserve qu'une page (7-40), non par manque d'intérêt, mais parce que la doc n'était pas prête : les "data sheets" de juin 89 que nous avons exploitées en témoignent.

Enfin, le 2142 (aucune trace dans le D.BOOK 10) va permettre de symétriser électroniquement des sorties au moyen d'un seul DIL 8. Suivez le guide.

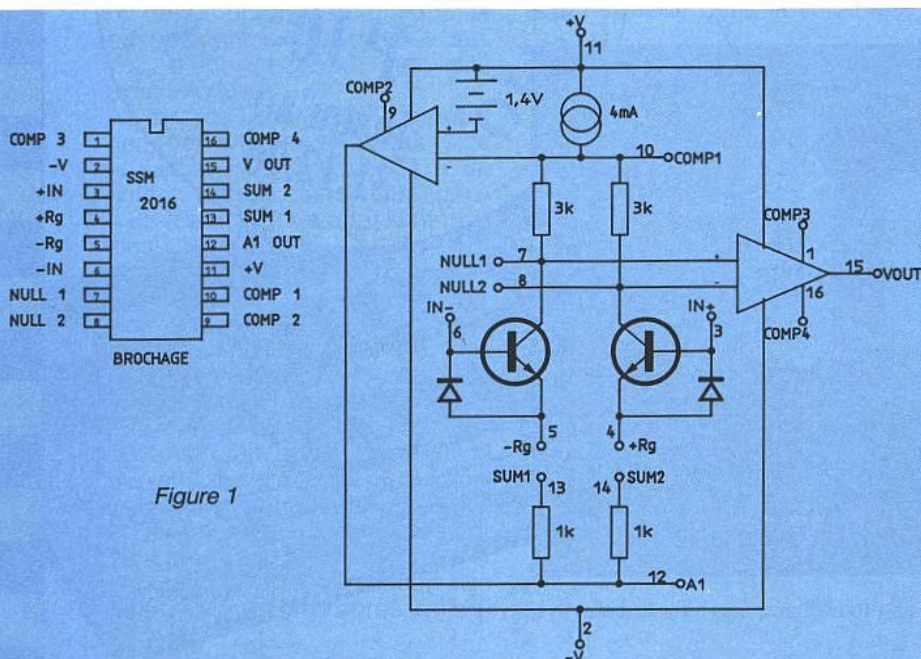


Figure 1

SSM 2016

Il est présenté dans un boîtier 16 pattes, dont on trouvera le brochage et l'organisation interne figure 1. Les analogies avec le 2015 sont évidentes, sauf pour ce qui est des performances :

- Très faible bruit ($800 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$).
- Produit gain bande passante important (500 kHz pour $G = 1000$).
- Slew rate élevé (10 V/ μs).
- Très faible distorsion (0,01 % pour $G = 1000$).

Toutes les autres caractéristiques du 2015 (entrées symétriques etc...) sont conservées. Dans le data book, pour le 2015, page 7.24 on trouve un slew rate de 8 V/μs et page 7.31 il passe à 6 ! Quoi qu'il en soit, le 2016 est meilleur.

D'autres différences importantes sont décelables dans les conditions maximales d'utilisation. On peut alimenter le 2016 avec +/- 38 V (36 conseillés), la dissipation du boîtier monte à 2 W et le courant acceptable par toutes les broches (exceptées 2, 11 et 15) passe à 40 mA. C'est ainsi que l'on peut envisager de supprimer les 4 zénors protégeant les entrées.

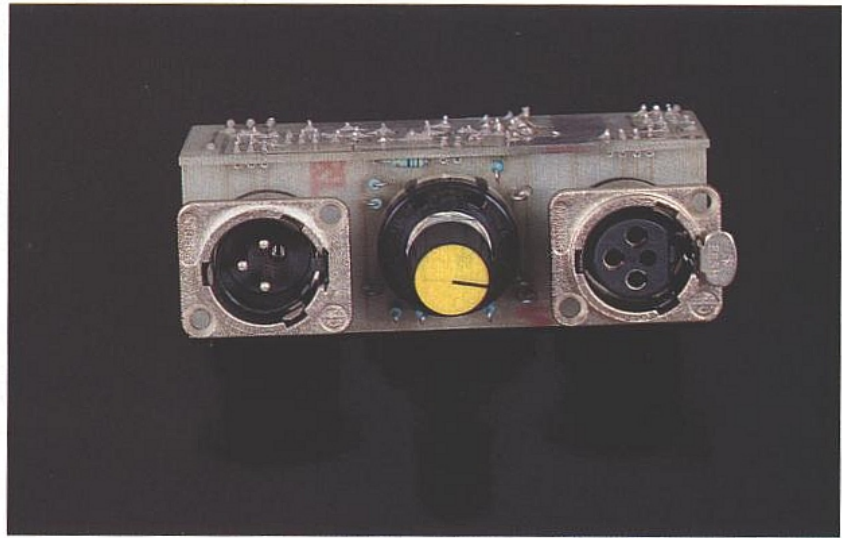
Le tableau **figure 2** est éloquent. Nous vous invitons à le comparer avec celui paru page 69 du numéro 509.

La mise en œuvre typique du 2016 n'est pas plus compliquée que celle du 2015, comme le prouve la **figure 3**. ATTENTION toutefois : la formule de calcul du gain (lié à Rg) est différente. C'est normal car les valeurs conseillées pour R1 et R2 sont de 5 kΩ alors qu'elles étaient de 10 kΩ auparavant. Deux résistances complémentaires R3 et R4 sont à notre avis indispensables. Le constructeur en a bien intégré deux (SUM1 et SUM2) mais il précise que leur tolérance est de +/- 30 % et qu'elles ne doivent être utilisées que pour les applications "ordinaires". Il serait ridicule à notre avis de choisir un circuit excessivement performant et de faire l'économie de deux résistances à 1 %. En effet, la formule de calcul du gain est très exactement celle-ci :

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_g} + \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4}$$

La formule simplifiée tient compte du fait que l'on considère R1, R2 = 5 kΩ et R3, R4 = 2 kΩ. Donc toutes ces résistances interviennent sur le gain, mais également sur le taux de réjection en mode commun. Il est important de respecter par exemple l'égalité R1 + R3 = R2 + R4. Les autres composants externes, mis à part Rg, sont quelques condensateurs de compensation ou de limitation de la bande passante. Au besoin, on pourra par exemple augmenter la valeur de C1 si on souhaite limiter la bande, en sachant toutefois que les temps de montée seront également modifiés.

PMI précise de placer le 470 pF en parallèle sur IN + et IN -, le plus près possible du circuit.



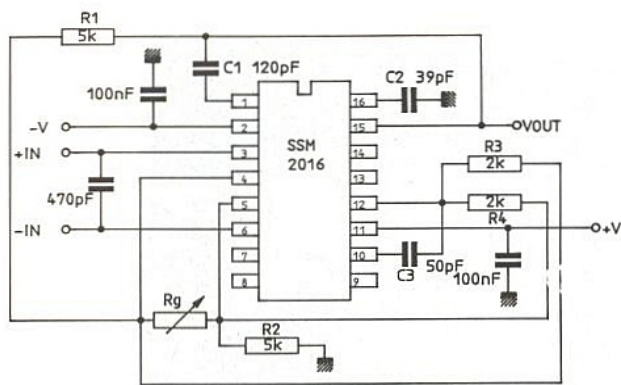
SPECIFICATIONS

Following specifications apply for Vs = ± 18V, Ta = 25°C, R1 = R2 = 5kΩ, R3 = R4 = 2kΩ; unless otherwise stated.

PARAMETER	MIN	TYP	MAX	UNITS	CONDITIONS
Total Harmonic Distortion (THD) (Note 1)					
R1 = 2kΩ:					
G = 1000					
@ 1kHz		0.009	0.015	%	Vout = 10V RMS
@ 10kHz		0.015	0.02	%	Vout = 10V RMS
G = 100					
@ 1kHz		0.003	0.005	%	Vout = 10V RMS
@ 10kHz		0.005	0.007	%	Vout = 10V RMS
G = 10					
@ 1kHz		0.002	0.003	%	Vout = 10V RMS
@ 10kHz		0.003	0.005	%	Vout = 10V RMS
R1 = 600Ω; Vs = ± 20V:					
G = 1000					
@ 1kHz		0.025	0.04	%	Vout = 10V RMS
@ 10kHz		0.06	0.09	%	Vout = 10V RMS
G = 100					
@ 1kHz		0.008	0.015	%	Vout = 10V RMS
@ 10kHz		0.02	0.04	%	Vout = 10V RMS
G = 10					
@ 1kHz		0.005	0.008	%	Vout = 10V RMS
@ 10kHz		0.008	0.015	%	Vout = 10V RMS
Input Referred Voltage Noise (Note 1)					
G = 1000		0.11	0.16	μV RMS	20kHz Bandwidth
G = 100		0.2	0.3	μV RMS	20kHz Bandwidth
G = 10		0.8	1.2	μV RMS	20kHz Bandwidth
Input Current Noise (In)(Note 1)					
		350	550	pA RMS	20kHz Bandwidth
Gain Equation (G)					
		G = 10kΩ + 3.5 / Rg			R1 = R2 = 5kΩ R3 = R4 = 2kΩ
Error from Gain Equation (G)					
		0.1	0.3	dB	
Input Offset Voltage (Vos)					
G = 1000		0.5	2.5	mV	
G = 100		1.5	5	mV	
G = 10		5	20	mV	
Input Bias Current					
		9	25	μA	Vcm = 0V
Input Offset Current					
		1.5	4.5	μA	Vcm = 0V
Common Mode Rejection Ratio (CMRR)					
G = 1000	90	100		dB	MATCHED FEEDBACK RESISTORS
G = 100	70	95		dB	
G = 10	60	75		dB	
Power Supply Rejection Ratio					
	90	100		dB	Vs = ± 9 to ± 36V
Common Mode Voltage Range (CMVR)					
	± 7	± 10		V	
Common Mode Input Impedance					
		20		MΩ	
Differential Mode Input Impedance					
G = 1000		0.3		MΩ	
G = 100		3		MΩ	
G = 10		10		MΩ	
Output Voltage Swing					
	± 15	± 17		V	R1 = 2kΩ
	± 15	± 17		V	R1 = 600Ω; Vs = ± 20V
Output Current (Iout) (Note 2)					
Source	40	70		mA	
Sink	40	70		mA	
-3dB Bandwidth (GBW) (Note 3)					
G = 1000		500		kHz	
G = 100		> 1		MHz	
Slew Rate (SR)					
		10		V/μS	
Supply Current (Isy)					
		12	16	mA	Vcm = 0V

Note 1—Parameter is sample tested to maximum limits.
Note 2—Output is protected from short circuits to ground or either supply.
Note 3—Bandwidth will be slew-rate limited at high output levels.

Figure 2



GAIN : $\frac{10\text{ k}}{R_g} + 3.5$ APPLICATION TYPIQUE
 Figure 3

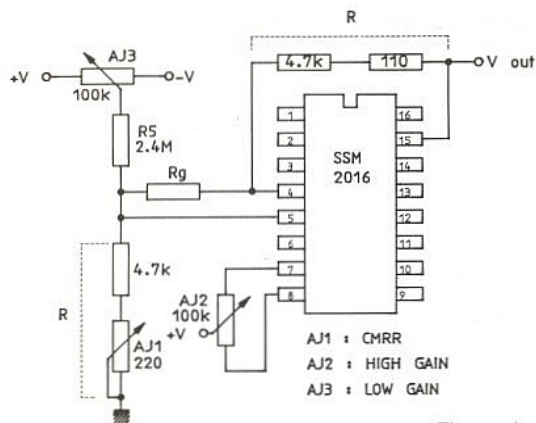


Figure 4

Si on désire peaufiner les performances du 2016, il est possible d'intervenir sur trois paramètres : CMRR, offset pour les gains faibles et les plus élevés. La figure 4 montre comment opérer. Le bouchon est poussé un peu loin avec la mise en série d'une 4,7 kΩ avec 110 Ω (AJ_{1/2}) : pratiquement on cherchera une 4,75 kΩ un peu forte et une 4,7 kΩ un peu faible. En fait, PMI cherche à attirer l'attention sur l'égalité des deux couples "R" comme nous l'avons dit précédemment.

Comme nous avons opté pour toutes ces options dans notre maquette MLNEW2, nous verrons dans quelques lignes comment procéder pour régler ces ajustables.

MLNEW2

Dans le numéro 510 nous avons proposé une application pratique du 2016, sous la forme d'un préampli micro complet. Nous disions à l'époque qu'il était très facile de réimplanter la carte principale afin de l'adapter à un autre circuit. On va le prouver, mais avant profitons de l'occasion pour rectifier quelques petites erreurs. Sur le schéma le condensateur marqué C₂₄ est bien entendu C₁₄ et au bout de R₃₀ il est écrit LINE out alors que c'est une ENTREE. Enfin, sur la carte de la figure 2 le point com-

mun de C₁ et C₇ doit être relié au 0 V (la piste juste au dessus). Voilà pour les bêtises de l'auteur. Le film CM₁ à l'envers, c'est pas lui... Veuillez accepter toutes nos excuses.

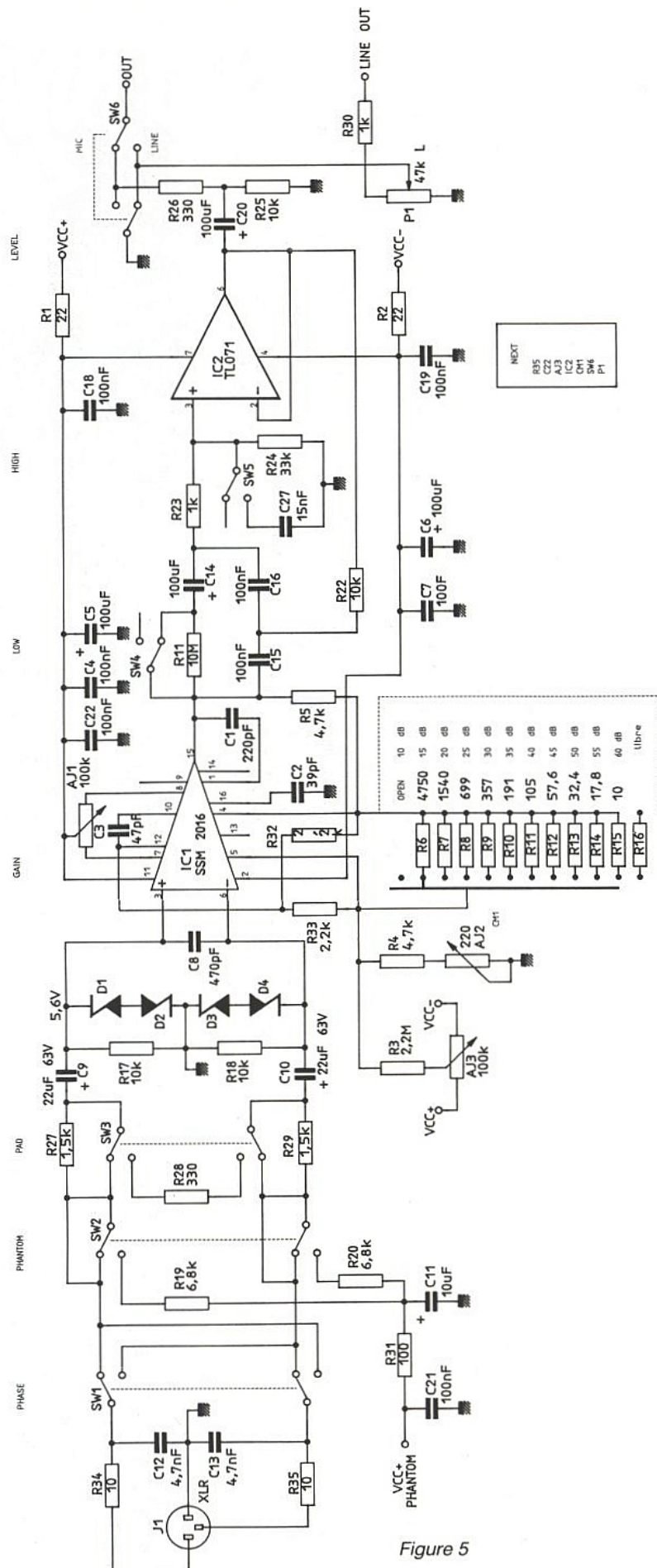
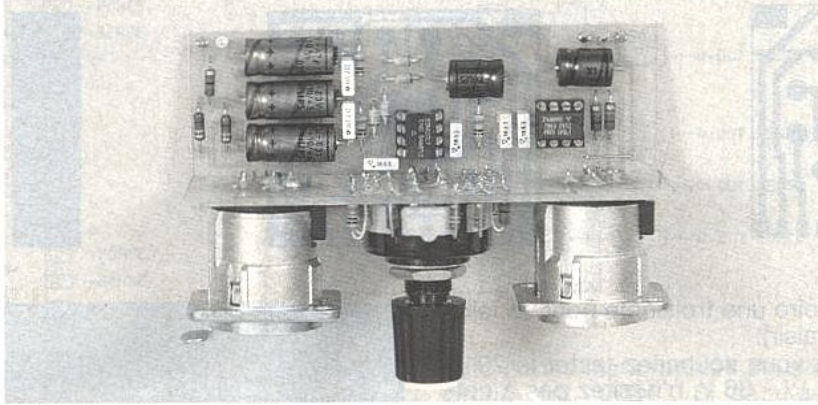
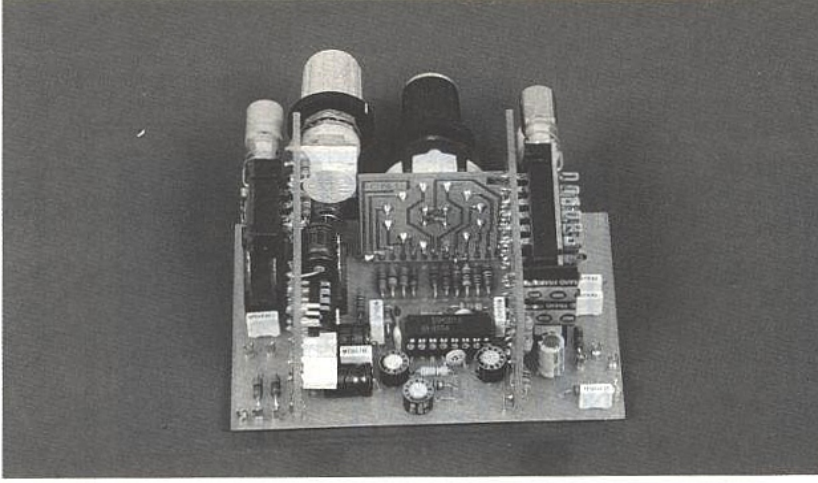


Figure 5

Le schéma MLNEW2 est donné figure 5. Tout ce qui est en aval et en amont du 2016 est rigoureusement identique à la précédente maquette. Le lecteur qui



souhaiterait en savoir plus est prié de se reporter au numéro 510.

Un soin tout particulier a été porté au repérage des composants afin de ne pas bouleverser totalement les nomenclatures. Ainsi si vous décidez de remplacer une carte 2015 par une 2016, il vous suffira de conserver ces nouveaux documents (implantations et nomenclature MLNEW2) pour être à jour. Bien entendu, les points de jonction avec les 3 cartes secondaires sont inchangés et la transformation un jeu d'enfant.

Regardons brièvement la partie centrale du schéma. Le 2016 a pris la place du 2015 et toutes les options d'optimisation ont été retenues. Les diodes D₁ à D₄ sont toujours là malgré les protections internes prévues par le constructeur. Chacun fera comme bon lui semble.

La résistance R_g est rendue variable par CM₁ dont personnellement nous n'avons gardé que 11 positions. Mais R₁₆ reste à la

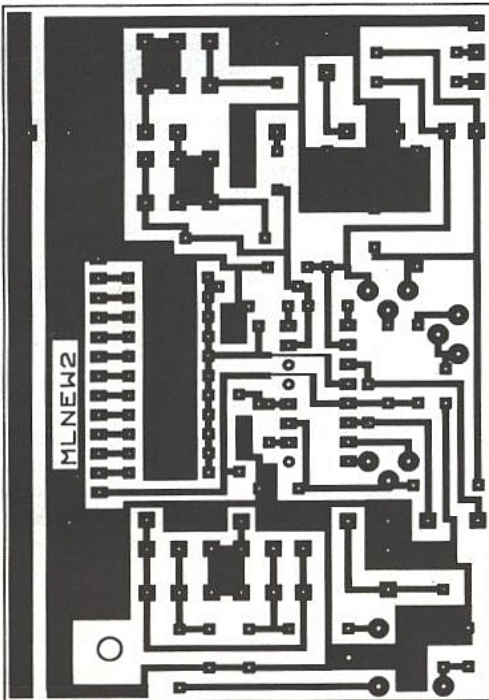


Figure 6 a

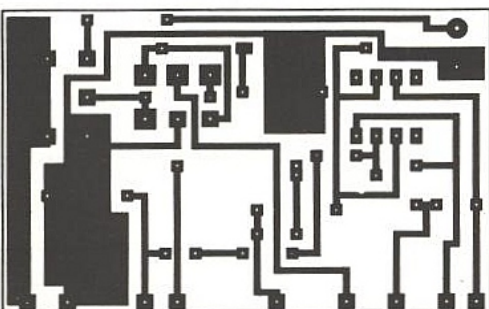
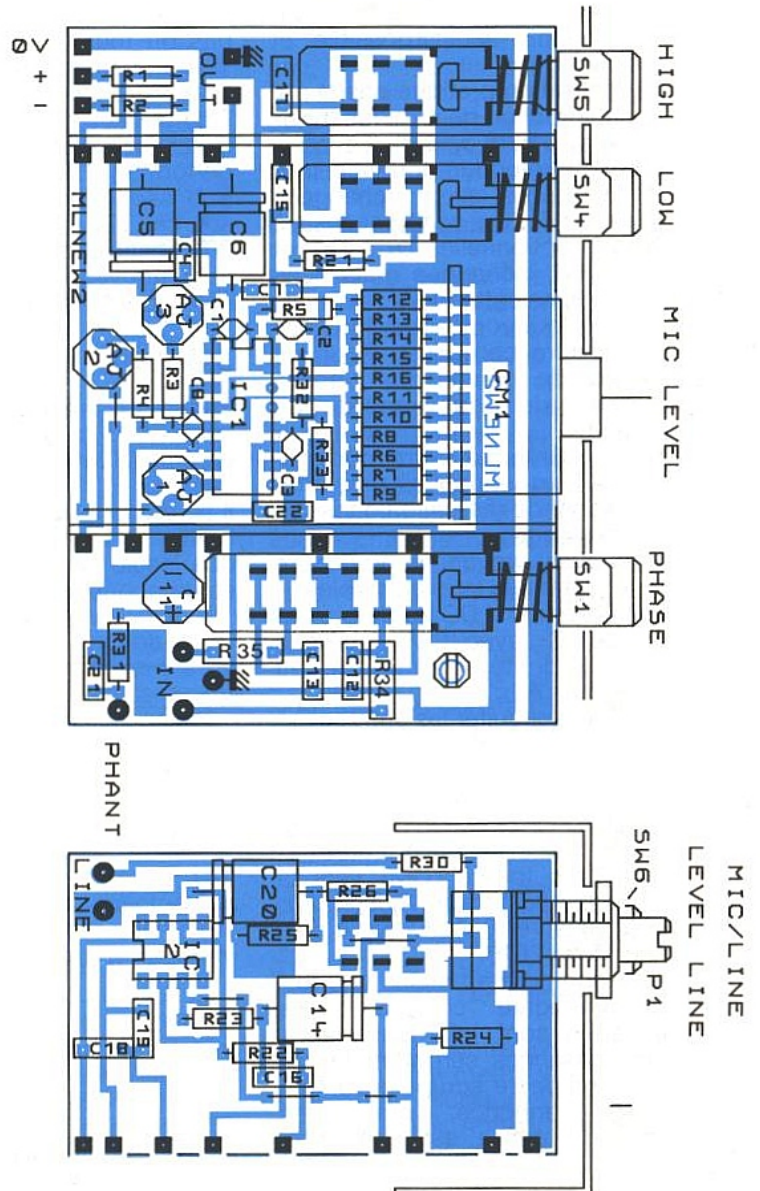


Figure 6 b



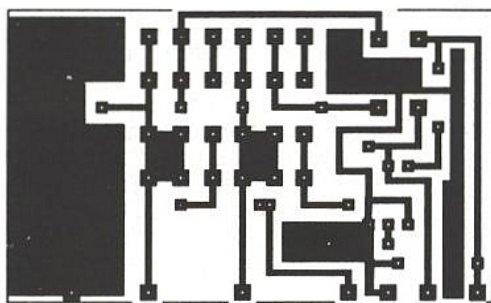


Figure 6 c

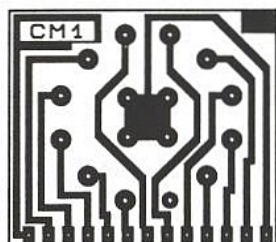
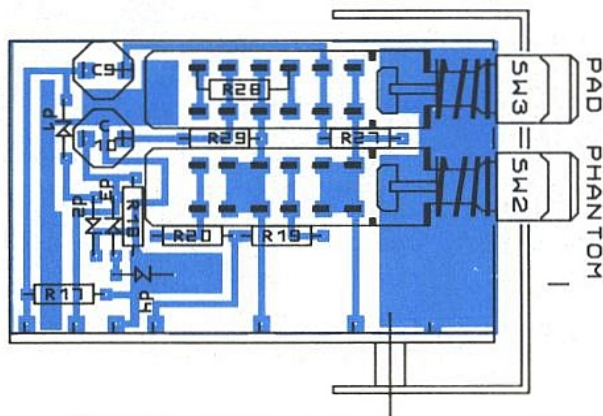
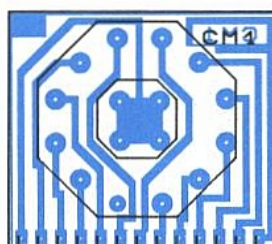


Figure 6 d



disposition du lecteur qui considérerait que 65 dB de gain est indispensable. Plus raisonnablement, un étalement de 3 en 3 dB sur une plage limitée à 26 - 56 dB (tout en gardant 10 dB fixés par Rg "open") serait possible et judicieux.

La réalisation pratique passe par la construction de 4 cartes (figures 6 a, 6 b, 6 c, 6 d). La carte 6 a a été refondue pour accueillir le 2016, 6 b et c inchangées (c'est en 6 c qui sont placées les diodes optionnelles D₁ à D₄), et enfin 6 d, inchangée mais dans le bon sens cette fois...

STOP : tout vous est donné (nomenclature comprise). Pour les détails de construction, soyez aimable de vous reporter au n° 510.

Merci ! Grâce à votre compréhension on va pouvoir présenter une seconde réalisation dans ces mêmes pages.

Mais avant, voyons la procédure de réglage des trois ajustables.

1 - Obtenir 0 V DC sur la broche 15 de IC₁ avec CM₁ tourné à fond à droite (gain maxi), au moyen de AJ₁.

2 - Court-circuiter les entrées (+/-) et injecter 8 V p-p à 50 Hz. Observer à l'oscilloscope la broche 15 et obtenir le minimum grâce à AJ₂ (réjection maximum).

3 - Retirer injection et court-circuit, puis tourner CM₁ vers la gauche (gain mini). Ajuster AJ₃ pour mesurer 0 V DC sur la broche 15 du 2016.

4 - Reprendre au moins une fois la procédure complète : les réglages sont interdépendants. Les nuisances seront moindres si on respecte scrupuleusement l'ordre annoncé, mais une seconde passe est conseillée,

(voire une troisième pour se faire plaisir).

Si vous souhaitez tester le 2016 à +/- 36 V, n'hésitez pas à coller dessus un petit radiateur et surtout retirez IC₂ qui n'aimerait pas du tout. A notre avis, +/- 18 V ou 20 V sont largement suffisants (conditions de la figure 2). Il n'est peut-être pas inutile d'insister sur le fait que le 2016 n'est performant QUE si la source est à basse impédance. Pour des sources supérieures à 600 Ω, le 2015 est à préférer, ou encore le tout nouveau 2017 que nous allons découvrir immédiatement.

SSM 2017

Encore un préampli micro ! Rassurez-vous c'est le dernier de la gamme SSM, mais il mérite le détour.

Il se présente sous la forme d'un boîtier 8 broches (figure 7), et une seule résistance est suffisante pour fixer le gain.

Figure 8

METER	SYMBOL	CONDITIONS	SSM-2017			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Current	I _{5V}		—	11.5	—	mA
drage Offset	V _{IOS}		—	220	—	μV
Voltage Offset	V _{oos}		—	-47	—	μV
ias Current	I _B		—	6.7	—	μA
ffset Current	I _{IOS}		—	0.1	—	μA
rator		G = 1	—	.13	—	
		G = 10	—	3.3	—	%
		G = 100	—	3.5	—	
		G = 1000	—	2.7	—	
in-Mode Rejection	CMRR	V _S = ±18V, V _{CM} = ±10V, or V _S = ±15V, V _{CM} = ±8V	—	64	—	
		G = 1	—	86	—	dB
		G = 100	—	105	—	
		G = 1000	—	116	—	
upply Rejection	PSRR	V _S = -5V to ±18V	—	66	—	
		G = 1	—	86	—	dB
		G = 100	—	105	—	
		G = 1000	—	116	—	
ile	SR		—	14	—	V/μs
oltage Swing	V _O	Positive	—	13.6	—	V
		Negative	—	-12.0	—	

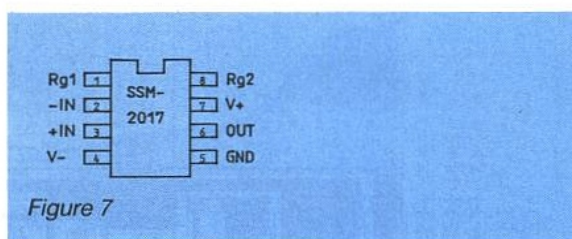


Figure 7

A cette extrême simplicité viennent s'ajouter des performances surprenantes :

- Très faible bruit (850 pV/√Hz).
- Faible distorsion (inférieure à 0,01 % pour un gain de 100).
- Large bande passante (250 kHz pour G = 100).
- Excellent slew-rate (14 V/μs).
- Vraies entrées différentielles.
- Gain ajustable entre 0 et plus de 60 dB.

Les autres caractéristiques sont récapitulées dans le tableau figure 8.

Le 2017 peut être alimenté par des tensions comprises entre +/- 9 V et +/- 25 V.

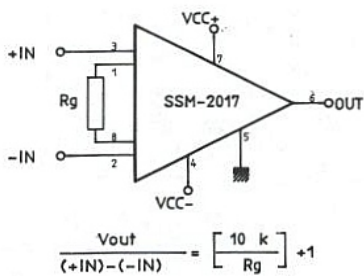


Figure 9

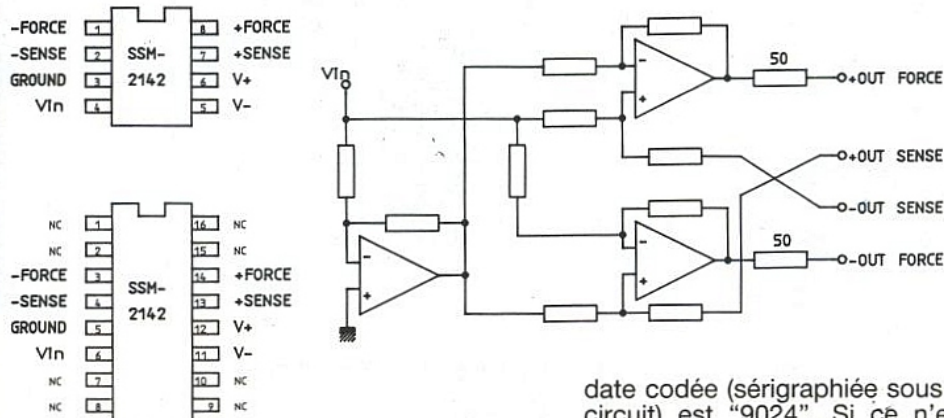


Figure 10

Les applications sont évidentes, et vont du préampli micro à l'ampli de ligne, en passant par le sommateur de bus etc... En tout état de cause, le 2017 se montre excellent entre 10 et 40 dB de gain. Il faut savoir qu'il est possible d'abaisser la résistance de charge en sortie du 2017 à 600 Ω, seulement si la

sions. Il s'avère que les meilleures performances du 2017 sont comprises entre 20 et 40 dB de gain ($G = 10$ à 100), mais restent très correctes de 10 à 50 dB. La "petite" réalisation que nous vous proposerons dès que nous aurons fait connaissance avec le 2142, exploitera pleinement cette particularité et permettra à ceux qui le souhaitent, de résoudre un problème qui nous tient à cœur depuis quelques années déjà, une "stage box" intelligente...

SSM 2142

Ce circuit est destiné à remplacer le traditionnel transfo de sortie dont un des intérêts majeurs est la symétrisation, ou de simplifier considérablement les assemblages classiques de symétrisation électronique.

La figure 10 présente les deux boîtiers disponibles ainsi que le schéma interne du circuit. L'auteur s'obstine à ne pas comprendre pourquoi on propose un circuit en 8 et 16 broches, avec 8 broches non connectées sur "le 16" ? Il y a assurément une raison, mais elle lui échappe car "on lui avait dit" que le coût d'un circuit était directement lié au nombre de pattes. Bref, quoi qu'il en soit PMI nous a aimablement fourni des 2142 8 pins. C'est donc ce boîtier que nous implanterons.

Le 2142 est capable de véhiculer 10 Vrms dans une charge de 600 Ω et ne craint ni les charges fortement capacitives, ni les grandes longueurs de câble. L'erreur de gain (en mode différentiel ou asymétrique) est inférieure à 0,3 % et le slew-rate de 15 V/μs. Les sorties sont protégées contre les courts-circuits et aucun composant externe n'est indispensable. D'autres caractéristiques sont données figure 11.

Le schéma interne ne pose aucun problème de compréhension, mais on constate que pour fonctionner correctement il est indispensable que les résistances soient parfaitement appariées. L'utilisateur est donc libéré de ces tris fastidieux puisque tout est intégré.

Le constructeur indique pour le 2141 (dont nous parlerons une autre fois) des appariements à 0,005 %. Il y a de grandes chances qu'il en soit de même pour le 2142.

La figure 12 montre avec quelle facilité on peut mettre le 2142 en application. Plusieurs méthodes sont possibles, notamment pour charger les sorties : soit R_1 , $R_2 =$

date codée (sérigraphiée sous le circuit) est "9024". Si ce n'est pas le cas, il ne faudra pas descendre en dessous de 5 kΩ.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	SSM-2142 TYP	MAX	UNITS
Supply Current	I_{SY}	$V_{IN} = 0V$	-	5.5	8	mA
Output Voltage Range		Differential Mode	-	10	-	V _{RMS}
Closed Loop Gain	A_{VOL}	$V_O = 10V_{RMS}$	-	8	-	dB
Gain Error		$V_O = 10V_{RMS}$	-	.3	-	%
Output Voltage Swing		$R_L = 600\Omega$ Differential Mode	±14	-	-	V
Output Voltage Offset		Differential Mode $V_{IN} = 0V$	-	20	100	mV
Output Common-Mode Rejection	CMRR	See Test Circuit	-	50	-	dB
Signal Balance Ratio	SBR	See Test Circuit	-	35	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 13V$ to $\pm 25V$	-	80	-	dB
Total Harmonic Distortion	THD	$V_O = 10V_{RMS}$, 20Hz to 20kHz $R_L = 600\Omega$, Differential Mode	-	0.006	-	%
Slew Rate	SR		-	15	-	V/μs
Output Impedance	Z_O		-	50	-	Ω
Output Current			-	60	-	mA

Figure 11

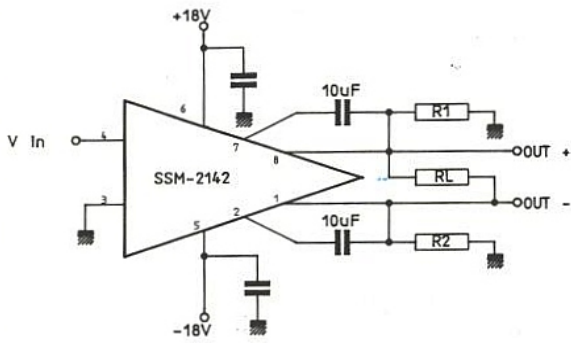


Figure 12

Ceci conduit à penser qu'il est préférable de faire suivre le 2017 d'un tampon abaisseur d'impédance ou mieux encore d'un 2142 si les lignes doivent être longues. Vous ne connaissez pas encore le 2142 mais cela ne saurait durer.

La figure 9 est déroutante de simplicité. Attention encore au calcul de gain : il est différent du 2015 et du 2016.

R_g (en Ohm) = $10000 / (G - 1)$
Si R_g n'est pas connectée, le gain est de 1. Pour mémoire, voici un cas particulier facile à retenir :

Gain de 100 (40 dB), $R_g = 100 \Omega$
Vous en savez presque autant que nous. La seule différence est que nous l'avons entendu fonctionner et que nous disposons de quelques courbes de distor-

600 Ω et RL n'est pas connectée, soit $RL = 600 \Omega$ et cette fois c'est R_1 et R_2 qui sont absentes. De plus, les deux condensateurs sont optionnels.

Le constructeur propose une série de courbes distortion / fréquence pour presque toutes les combinaisons possibles, à vide ou avec 500' de câble (Blenden 8451 - en toute franchise ça ne nous dit rien -). Dans tous les cas le taux de distortion est inférieur à 0,007 %.

Après un long examen de ces courbes, il semblerait que le meilleur résultat soit la combinaison suivante : RL et condensateurs non connectés, $R_1, R_2 = 600 \Omega$. Sans câble on frise 0,005 % et avec 12,7 m de câble on peut considérer que jusqu'à 15 kHz on voisine 0,002 % et que la distortion augmente brutalement pour atteindre 0,005 % à 20 kHz, ceci avec une tension de sortie de 10 Vrms. C'est excellent.

Nous voici donc en présence de deux circuits 8 broches aux performances plus que satisfaisantes et à la mise en application simplifiée à l'extrême. Il nous est donc venu tout naturellement à l'esprit de les coupler pour en faire un ampli de ligne totalement symétrique, amusant à construire.

XLR-SSM

Tel est le nom de ce petit ampli dont le schéma est visible **figure 13**. Rien de bien nouveau il est vrai, sinon que nous avons prévu une alimentation phantom sur un ampli de ligne, ce qui est peu courant.

La XLR J1 est prête à recevoir une source symétrique et grâce à R_{14}, R_{15}, R_{16} , une alimentation phantom peut être envoyée dans la ligne. Ici elle devrait être positive par rapport à la masse, mais il suffirait de retourner C_1, C_2 et C_3 pour accepter une alim négative. C_1 et C_2 interdisent à la tension phantom de partir vers quatre zéner protégeant les entrées de IC1 et C_{10}, C_{11} déroutent les signaux HF vers la masse. Attention : dans un endroit fortement perturbé (proximité d'un émetteur puissant) il sera peut être utile de placer un filtre HF plus efficace aux bornes de J1.

La résistance R_g de IC1 est choisie entre 11 valeurs par CM1, permettant d'obtenir 12 gains compris entre 0 et 55 dB, par bonds de 5 dB. La sortie 6 est chargée par 10 kΩ (ce qui est parfait) et immédiatement confiée à l'entrée 4 du 2142, IC2.

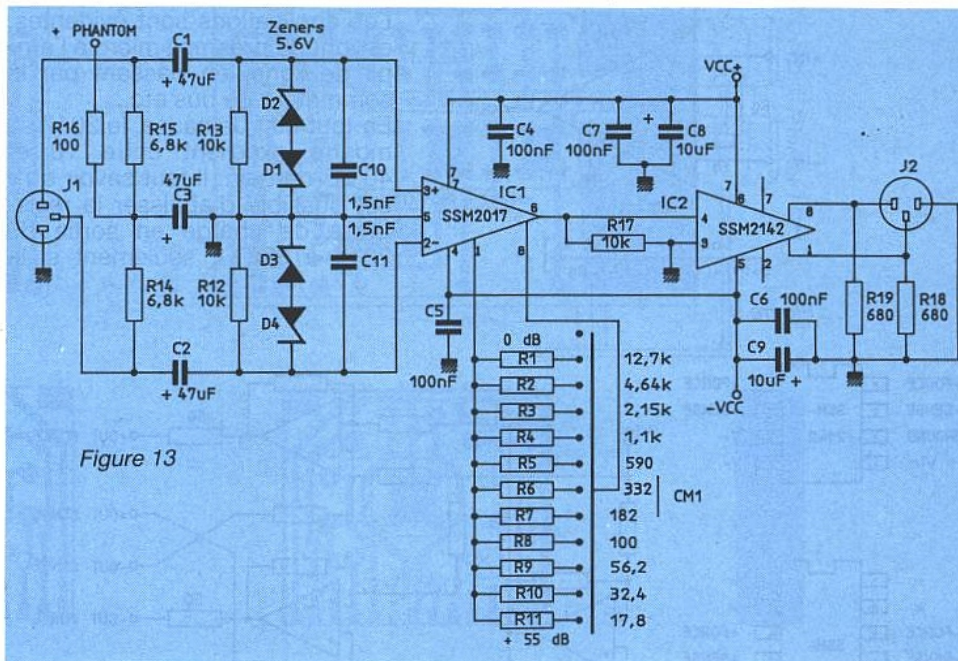


Figure 13

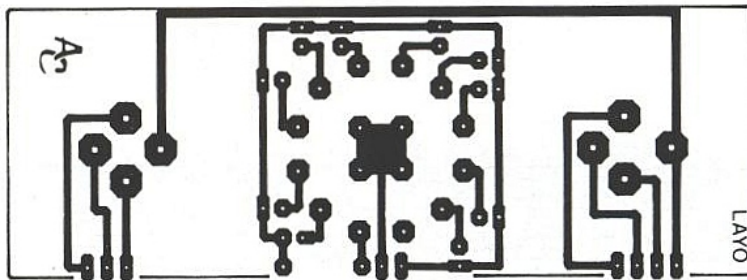


Figure 14

Le montage retenu pour ce dernier se limite à R_{18} et R_{19} , conformément à ce que nous avons vu. La sortie symétrique est disponible sur la XLR J2. On notera que les phases sont respectées. Il nous semble utile d'attirer votre attention sur les numéros des broches qui servent à alimenter IC2, soit 5 et 6. On n'est pas habitué à ce câblage, et il faudra bien veiller à ne pas se tromper ni de circuit, ni mettre un 2142 n'importe où. Eviter également de ponter 5 et 6. Pour le 2017, le brochage est très logique et devrait être facile à mémoriser.

Réalisation

Le montage utilise deux circuits imprimés et les seuls fils seront

ceux amenant les alimentations, car les XLR(s) utilisées sont des modèles pour circuit imprimé de NEUTRIX.

Bien entendu, il faut que ces prises se démontent aisément car il serait ridicule de devoir les des-souder pour prendre la carte en main. C'est ainsi qu'il suffit de tourner un verrou d'un quart de tour pour "ouvrir" la XLR. Pour cela, il faut disposer du tournevis approprié, sinon on est marron : il faudra utiliser un modèle dit d'horloger.

La première carte portant XLR(s) et CM1 est visible **figure 14**. Toutes les résistances R_1 à R_{11} sont montées verticalement afin de limiter l'encombrement au strict minimum et réduire également le nombre de connexions à 2, pour

filer immédiatement vers le 2017, placé sur la seconde carte visible **figure 15**.

Les deux cartes sont assemblées à l'équerre par 9 points dont un correspond au corps des XLR(s). L'ensemble ne comporte aucun réglage et doit fonctionner du premier coup.

Avant de donner quelques idées d'utilisation, signalons au lecteur curieux que ces deux cartes ont été dessinées et tracées à partir de la version de démonstration de LAYO, exclusivement. Il manquait quelques lignes de données pour placer les textes et nous les avons mises à la main pour jouer le jeu jusqu'au bout. Détail amusant, les XLR mâles et femelles ainsi que le LORLIN font partie des bibliothèques livrées avec LAYO.

Cette remarque va nous éviter un oubli qui pourrait porter à conséquence : CM₁ est un LORLIN 4c 3p modifié, c'est à dire que 3 curseurs ont été retirés. On peut très bien utiliser un 1c 12 p, sans problème, et sans modif. Certains d'entre vous ont pu remarquer qu'il existe 2 "couleurs" de LORLIN : le gris-noir et le jaune-noir. Comme nous savons que ce type de commutateur économique est disponible avec contacts court-circuitant ou non, nous pensions que la couleur les différencierait. Non point ! La différence est la suivante : les curseurs ne sont pas rivés dans les gris, alors qu'ils le sont dans les jaunes. C'est une info utile pour ceux qui - comme l'auteur - ne stockent qu'un modèle et l'adaptent au gré des besoins.

Idée

Avant tout, il faudra penser à habiller le ou les modules dans un coffret métallique.

Les premiers essais pourront se faire ainsi : un dynamique sur J₁ et un casque 600 ou 200 Ω sur J₂. On constatera alors que les excellents résultats (même à 55 dB de gain) permettent de résoudre des situations délicates très élégamment.

Mais là où ce module pourrait à notre avis tirer le meilleur parti de son produit simplicité-performances élevé, serait de le placer dans une "stage-box" qui deviendrait active et intelligente. La hauteur du module est adaptée à un rack 19" 3U, ce qui évitera de perdre du temps à chercher une solution mécanique.

Maintenant imaginons ensemble : la carte qui porte les XLR(s) est coupée afin d'éliminer J₂. La

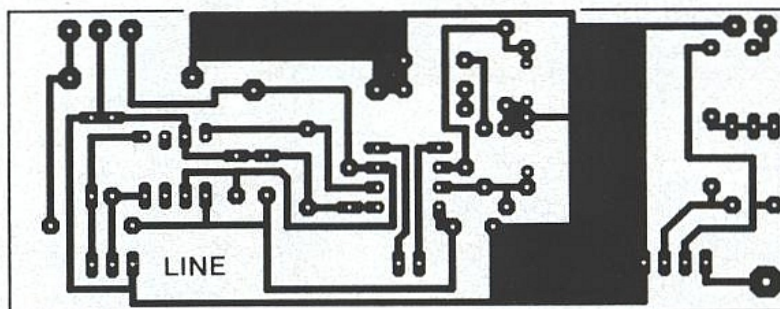
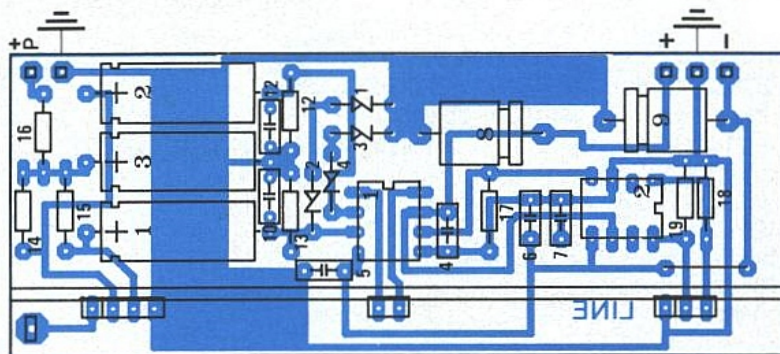


Figure 15



sortie est alors liée par une paire blindée au connecteur multi-broches. A la place de J₂, comble du luxe, un LORLIN à clé (mais si c'est possible !) met ou coupe l'alim phantom sur chaque entrée. CM₁ n'a pas besoin de bouton : un canon de guitare comme enjoliveur, l'axe est coupé puis fendu pour être réglé au moyen d'un tournevis et l'affaire est dans le sac !

Les avantages sont considérables :

1 - L'alim phantom est sur place (il est même envisageable d'en prévoir une de secours automatiquement relayée). Inutile donc de l'injecter depuis la console.

2 - Aucune tension continue dans le multipaire.

3 - Les niveaux peuvent être égaillés et réduire sensiblement la diaphonie entre voies.

4 - Sans chercher à donner à chaque micro (ou ligne) le gain maximum (qui serait incontrôlable depuis la console), il est permis d'élever de 20 ou 30 dB sans aucun risque les modulations les plus faibles, d'où amélioration du rapport signal/bruit global.

5 - Chaque entrée peut être dédiée à une source donnée, sans grand risque de dérèglement (CM₁ sans bouton, phantom à clé).

6 - Possibilité avec quelques modifs simples de proposer des alims phantom positives ou négatives, pour chaque voie (cas particulier.

7 - Les sources asymétriques proches de l'ASB (Active Stage Box), pourraient être utilisées et filer dans le multipaire, symétrisées à moindre frais.

Nous parlons de Stage Box mais bien entendu l'idée est applicable en studio.

Vous voulez une dernière suggestion ? Et si on doublait le 2142, histoire de disposer d'une sortie salle et d'une autre pour les retours ?

CONCLUSION

Encore trois circuits SSM mis en pratique. Pour mémoire nous avons vu : 2013, 2015, 2016, 2017, 2110, 2142, 2402. Tous ont été mis en application et ce n'est pas terminé : PMI a encore quelques merveilles en réserve... Avec le recul, votre fidèle serviteur peut dire qu'il est tombé amoureux du 2110 et du 2402, le 2017 l'a bien surpris, et tous les autres respectant leurs promesses, il peut affirmer que ces études menées à votre intention sont des plus agréables. Merci à PMI ! (à suivre...)

Jean ALARY

NDLR : PMI a été racheté depuis peu par Analog Devices, preuve s'il en faut de la qualité de ses produits.



Nomenclature MLNEW 2

Résistances

R₁, R₂ : 22 Ω
 R₃ : 2,4 MΩ
 R₄ : 4,8 kΩ
 R₅ : 4,7 kΩ
 R₆ : 4750 Ω
 R₇ : 1540 Ω
 R₈ : 699 Ω
 R₉ : 357 Ω
 R₁₀ : 191 Ω
 R₁₁ : 105 Ω
 R₁₂ : 57,6 Ω
 R₁₃ : 32,4 Ω
 R₁₄ : 17,8 Ω
 R₁₅, R₃₄, R₃₅ : 10 Ω
 R₁₆ : libre cf texte
 R₁₇, R₁₈ : 10 kΩ
 R₁₉, R₂₀ : 6,8 kΩ
 R₂₁ : 10 MΩ
 R₂₂ : 10 kΩ
 R₂₃ : 1 kΩ
 R₂₄ : 33 kΩ
 R₂₅ : 10 kΩ
 R₂₆, R₂₈ : 330 Ω
 R₂₇, R₂₉ : 1,5 kΩ
 R₃₀ : 1 kΩ
 R₃₁ : 100 Ω
 R₃₂, R₃₃ : 2,2 kΩ

Condensateurs

C₁ : 200 pF
 C₂ : 39 pF
 C₃ : 47 pF
 C₄ : 0,1 μF MILFEUIL
 C₅, C₆ : 100 μF 25 V
 C₇ : 0,1 μF MILFEUIL
 C₈ : 470 pF
 C₉, C₁₀ : 22 μF 63 V vertical
 C₁₁ : 10 μF 63 V vertical
 C₁₂, C₁₃ : 1 nF
 C₁₄ : 100 μF 25 V
 C₁₅, C₁₆ : 0,1 μF MILFEUIL
 C₁₇ : 15 nF MILFEUIL
 C₁₈, C₁₉ : 0,1 μF MILFEUIL
 C₂₀ : 100 μF 25 V
 C₂₁, C₂₂ : 0,1 μF MILFEUIL

Potentiomètres

P₁ : 47 kΩ LP 11
 AJ₁, AJ₃ : 100 kΩ T7YA
 AJ₂ : 220 Ω T7YA

Semi-conducteurs

IC₁ : SSM 2016
 IC₂ : TL 071
 D₁, D₄ : Zéner 5,6 V ou 5,1 V

Divers

SW₁, SW₃, SW₃ : Shadow 4 inv.
 SW₄, SW₅, SW₆ : Shadow 2 inv.
 CM₁ : Commutateur Lorlin 1C 12P ou 4C 3P modifié
 10 picots
 1 support tulipe 16 broches + 1 de 8 broches.

Nomenclature XLRSSM

Résistances

R₁ : 12,7 kΩ
 R₂ : 4,64 kΩ
 R₃ : 2,15 kΩ
 R₄ : 1,1 kΩ
 R₅ : 590 Ω
 R₆ : 332 Ω
 R₇ : 182 Ω
 R₈, R₁₆ : 100 Ω
 R₉ : 56,2 Ω
 R₁₀ : 32,4 Ω
 R₁₁ : 17,8 Ω
 R₁₂, R₁₃, R₁₇ : 10 kΩ
 R₁₄, R₁₅ : 6,8 kΩ
 R₁₈, R₁₉ : 680 Ω

Condensateurs

C₁ à C₃ : 47 μF 63 V
 C₄ à C₇ : 0,1 μF MILFEUIL
 C₈, C₉ : 100 μF 25 V
 C₁₀, C₁₁ : 1,5 nF MILFEUIL

Circuits intégrés

IC₁ : SSM 2017
 IC₁ : SSM 2142

Diodes

D₁ à D₄ : Zéner 5,6 V

Divers

CM₁ : Lorlin 4/3 modifié ou 1/12
 J₁ : XLR fem. de CI (Neutrix)
 J₂ : XLR mâle de CI (Neutrix)
 5 picots.

APPAREILS DE MESURE POUR :

- **ANTENNES COLLECTIVES**
- **RÉSEAUX CÂBLÉS**
- **RÉCEPTION SATELLITE**

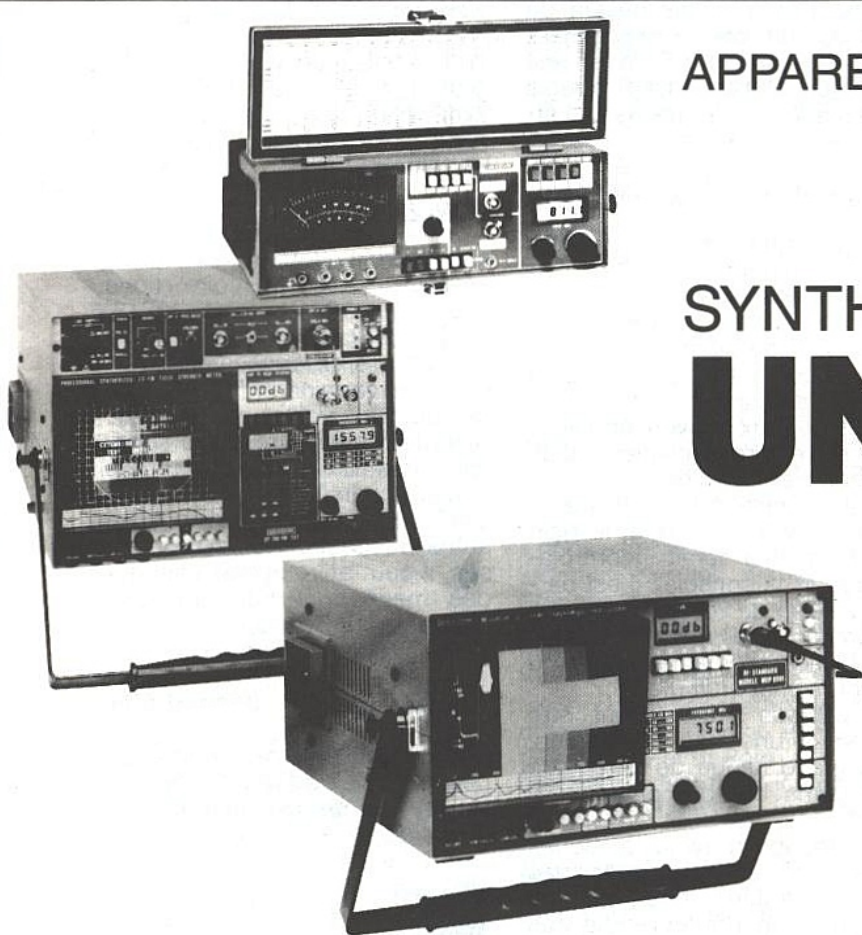
SYNTHEST INSTRUMENTS

UNAOHM

FRANCE

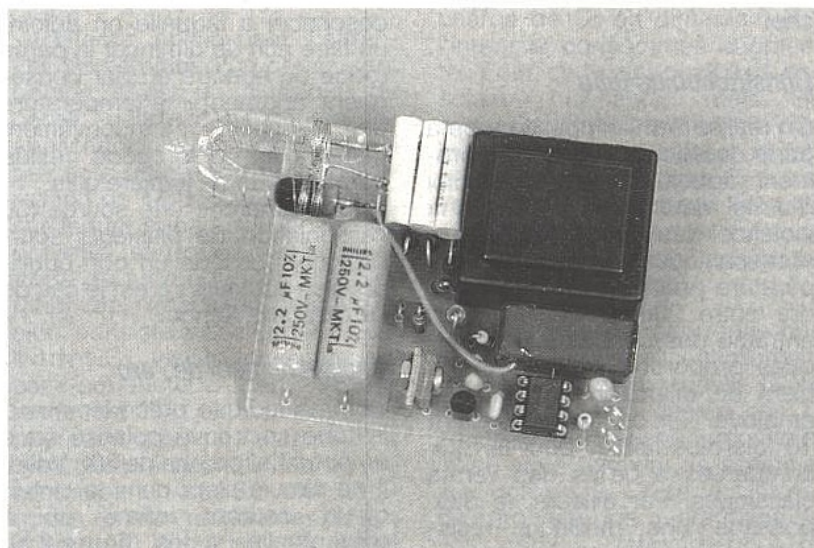
Mesureurs de champ
 Analyseurs de spectre
 Wobulateurs
 Systèmes d'analyse
 de réseaux

SYNTHEST INSTRUMENTS UNAOHM-FRANCE
 Z.I. LOMPRAZ - 74330 LA BALME DE SILLINGY
 TÉL. 50 68 70 32 TÉLEX 310 721



Balise de signalisation à faible consommation

Lorsque l'on se trouve dans une position de détresse, que ce soit en voiture, montagne, vol libre ou encore en mer, une balise lumineuse se révèle indispensable afin de signaler efficacement sa position. Ses caractéristiques essentielles se résument par deux paramètres : consommation peu importante et faible encombrement.



Principe de fonctionnement

Notre balise s'articule autour d'un tube à éclats qui émet de brefs éclairs lumineux à cadence fixe. Quelle que soit la réalisation dans laquelle ce type de tube se trouve utilisé (stroboscope, flash photographique...), son architecture est celle proposée en **figure 1**.

est atteint en portant une électrode bobinée autour du tube à un potentiel de plusieurs kV. On produit alors une forte impulsion de lumière blanche dont la température de couleur avoisine celle du soleil (5500° K).

Après décharge de la capacité réservoir dans le tube, le mini-convertisseur haute tension reprend sa fonction et lorsque les 300 V sont atteints, le tube s'amorce : un nouveau cycle recommence. On remarque que la cadence des tops lumineux se trouve liée au temps nécessaire à la recharge complète du condensateur, donc au courant débité par le convertisseur. Il faudra par conséquent limiter la fréquence de répétition des éclairs pour ne pas solliciter trop fortement la pile ou l'accumulateur. On peut toutefois déclencher le tube à une valeur de potentiel inférieure à 300 volts, mais au détriment de l'intensité lumineuse obtenue.

PRINCIPE D'UN TUBE A ÉCLAT

Une lampe éclair se compose d'un tube dans lequel on empi-

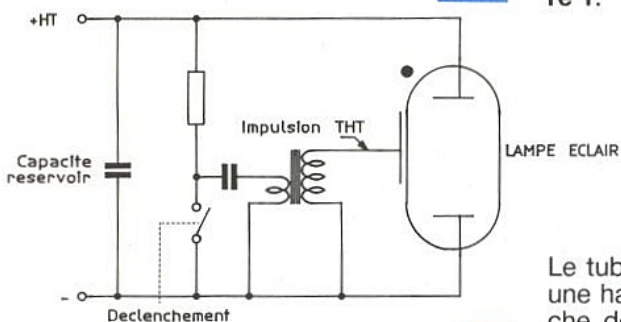


Figure 1

Le tube se trouve alimenté sous une haute tension continue, proche de 300 volts, stockée dans un condensateur réservoir de forte capacité. Ce potentiel est élaboré à partir d'un transformateur élévateur associé à un multivibrateur astable. Le principe consiste à décharger le condensateur dans un tube contenant un gaz rare, le Xénon.

La mise en conduction du gaz, produisant une très forte puissance instantanée, s'obtient en ionisant ses atomes. Ce résultat

sonne un gaz rare, le Xénon. Rappelons qu'un gaz rare (ou inerte) est un gaz qui reste chimiquement inerte en toute circonstance (faible réactif chimique avec d'autres éléments). On en trouve en petite quantité dans l'air : 1 % pour l'Argon et moins de 2 ppm dans le cas du Xenon. On choisit ce dernier car il est le plus lourd des gaz rares (numéro atomique le plus élevé) : l'évaporation des électrodes, donc le noircissement du tube, se trouve réduit lors des amorçages. De plus, l'arc dans le Xénon fournit un spectre très riche en couleur bleue, proche de la lumière blanche.

Constitution du tube

On réalise l'enveloppe du tube à partir de silice fondue, improprement appelée quartz. L'emploi d'un tel matériau se justifie par la violence des chocs thermiques et mécaniques : en 1 ms, la température peut localement atteindre entre 200 et 300° K. Ceci entraîne des contraintes thermiques proportionnelles au coefficient de dilatation du matériau employé. Ces contraintes restent 10 fois plus faibles pour le SiO₂ comparées à celles des verres classiques. Par ailleurs, le SiO₂ possède une meilleure résistance mécanique que le verre. Il faut éviter de toucher le tube avec les doigts, car la transpiration contient des ions Na⁺ qui amorcent la cristallisation de la silice fondue à haute température : une empreinte digitale chauffée risque de produire localement une transformation en quartz, dont la dilatation devient alors beaucoup plus importante que celle de la silice. On risque une rupture. Ces empreintes se traduisent par des taches de couleur sur la paroi de la lampe.

Notion de température de couleur

Le spectre émis par un corps chaud "noir" ne dépend que de sa température. Cette notion se retrouve dans le vocabulaire que nous utilisons : chauffer au rouge (600-700° K), chauffer à blanc... Le spectre de la lumière solaire (dans la partie visible qui atteint le sol) s'approche de celui émis par un corps chauffé à 5000-6000° K. Ceci correspond à l'équilibre des couleurs bleu/rouge appelé lumière du jour. Si l'œil s'adapte facilement à un déséquilibre des couleurs, il n'en va pas de même pour les autres récepteurs (caméras électronique et surtout films photographiques) qui supportent mal une

telle situation.

Lorsque la lumière dont on dispose possède une répartition bleu/vert/rouge déséquilibrée, sa température de couleur est celle d'un corps chaud qui émettrait la même répartition.

Lorsque l'on désire utiliser un capteur prévu pour la lumière du jour avec une source de lumière autre que le soleil, il faut retrouver une température de couleur proche de 5000° K afin de ne pas perturber le fonctionnement du capteur. Il existe alors deux solutions :

- On utilise la source disponible (par exemple une lampe à incandescence) à laquelle on adjoint un filtre afin de diminuer la partie rouge du spectre et, par conséquent, augmenter la température de couleur. L'inconvénient majeur de ce procédé réside dans la perte de lumière utile.
- On recherche une source (ou l'association de plusieurs sources) qui possède un bon équilibre des couleurs : c'est le cas de l'arc dans le Xénon.

Déclenchement de l'arc

Comme indiqué précédemment, le tube se trouve polarisé sous un potentiel proche de 300 Volts. Il ne circule alors dans le circuit qu'un courant infime dû à d'éventuelles fuites (**figure 2 a**). Afin de rendre le gaz conducteur, il convient de produire un champ électrique intense. On réalise cette fonction soit en appliquant une brève impulsion de tension aux bornes du tube (donc à l'aide d'une source de potentiel en série avec la polarisation), soit en provoquant une ionisation partielle du gaz au travers de l'enveloppe du tube à éclat. Une simple bobine constituée de quelques tours de fil autour du tube suffit (voir **photo**).

Lors de l'ionisation, on passe sur le graphique de la **figure 2 b** du point B au point B' : le gaz conduit. La tension s'effondre alors jusqu'à V_{co} car l'impulsion de déclenchement provient d'un générateur qui présente une résistance interne de valeur trop importante pour maintenir V_d (transformateur HT). Cette période transitoire ne dure qu'une fraction de seconde. On se trouve alors en A' avec un courant intense : c'est l'arc. La tension s'écroule ensuite à une valeur telle que l'ionisation ne peut plus se maintenir : l'arc se désamorce.

Claquage du tube

La décharge électrique augmente la température du gaz,

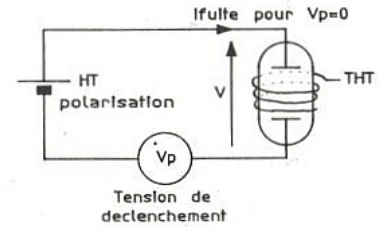


Figure 2 a

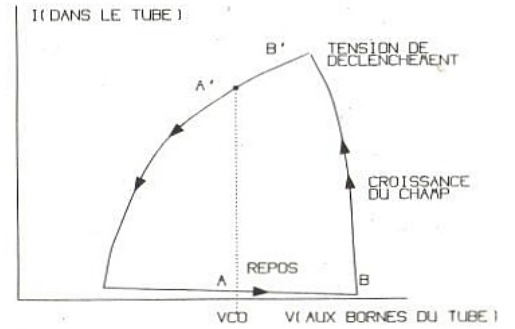
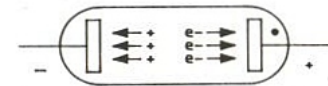


Figure 2 b



Les électrons sont 200.000 fois plus légers que les ions de Xenon

Figure 2 c

donc sa pression. Par conséquent, une décharge trop énergétique peut conduire à une explosion du tube. Sans aller jusque là, des décharges excessives vaporisent du tungstène sur les électrodes, entraînant un noircissement du tube.

C'est aussi l'explication de la polarité illustrée par un point rouge sur les parois du tube (**figure 2 c**). Les ions et les électrons subissent une accélération au voisinage des électrodes. Comme les ions de Xénon possèdent un poids supérieur à celui des électrons, le côté cathode s'échauffe. Sur cette dernière, l'arrachement des atomes de tungstène qui se déposent sur les parois, conduit à une conception différente de celle adoptée pour l'anode (forme des extrémités, matériau...)

L'énergie due à la décharge de la tension stockée dans la capacité s'exprime par $(1/2) C V^2$. Elle se trouve presque entièrement dissipée dans le tube :

$$P \approx (n/2) C \cdot V^2$$

Avec n, fréquence des éclairs, C capacité de stockage et V, tension aux bornes de C lors de la décharge.

SCHÉMA ÉLECTRIQUE

Celui-ci vous est proposé en **figure 3**. Le générateur de haute tension s'articule autour du composant Tr1. Il s'agit d'un simple transformateur d'alimentation secteur, délivrant 6 V. Plutôt que de le piloter selon le principe d'un hacheur qui présente le désavantage d'une consommation importante, nous avons retenu la solution du générateur de courant. Ce dernier met simplement en jeu le transistor T_2 , associé à R_1 , qui fixe la valeur de l'intensité délivrée. L'interruption du courant s'effectue via le transistor Mos, T_1 . Il s'agit d'un MOS plutôt que d'un bipolaire afin de minimiser le courant de commande. Le découpage est assuré par le 555, version C-MOS, câblé dans le but d'obtenir un rapport cyclique de 0,5. Le principe consiste à charger et décharger C_6 par le biais d'une seule et unique résistance, garantissant ainsi une constante RC fixe.

Le choix de la fréquence dépend du type de transformateur. Il s'agit en effet de le faire fonctionner à la résonance sur son primaire afin de produire une tension élevée aux bornes de son secondaire. Gardons à l'esprit que la fréquence de découpage agit sur la consommation : il faut trouver un compromis acceptable. La valeur de R_5 correspond à l'utilisation d'un transformateur miniature genre Monacor 1 VA. La capacité réservoir, C_2 , se trouve chargée par le biais d'un classique doubleur de tension exploitant les pointes négatives du secondaire de Tr1. Par contre, la section très haute tension se trouve alimentée par la partie positive des crêtes délivrées par Tr1. Cette solution minimise l'interaction d'un dispositif sur l'autre.

La très haute tension

Là encore, on ne peut s'affranchir de l'emploi d'un composant bobiné. C'est un classique du genre, utilisé dans toutes les applications stroboscopiques. Il présente un rapport de transformation de 1/30. Son secondaire, sur lequel apparaît la pointe de potentiel, se trouve relié à l'électrode du tube à piloter. L'élaboration de l'impulsion haute tension, consiste à décharger brutalement C_3 , via un interrupteur à semi-conducteur, dans le primaire de Tr2. On réalise cette opération grâce à l'emploi d'un triac dont la gachette se trouve pilotée par un diac 32 volts. Lorsque la tension aux bornes de C_4 , chargé par le pont R_4, R_6 atteint la tension du diac, ce dernier conduit et décharge C_4 dans la jonction gachette-anode, entraînant la conduction de T_3 . R_3 limite alors le courant circulant dans la gachette du triac.

La fréquence des éclairs

Comme indiqué précédemment, celle-ci résulte d'un compromis avec la consommation du module. Si l'on désire des flashes rapprochés à énergie lumineuse

constante, il faut accélérer la charge de C_2 en diminuant R_1 : l'intensité consommée augmente. Pour ceux qui préfèrent des éclairs puissants, mais en conservant la faible intensité prélevée, il suffit de baisser la fréquence afin de charger C_2 à une valeur plus importante (jusqu'à 450 volts maximum, ensuite on dépasse les valeurs maximales que le tube supporte).

La fréquence de récurrence des flashes dépend essentiellement de la vitesse avec laquelle C_4 se charge, afin de déclencher T_3 ensuite. En régime transitoire (mise sous tension), le potentiel aux bornes de C_4 se voit hisser de zéro vers une quarantaine de volts grâce à l'action du pont R_5, R_6 . Lorsque les trente-deux volts du diac (deux zéner montées tête-bêche) sont atteints, ce dernier conduit un court instant, déchargeant C_4 . La tension aux bornes de celui-ci tombe brutalement puis continue à chuter car C_7 se trouve en cours de charge et ne peut repiloter le pont R_5, R_6 immédiatement. On obtient une vingtaine de volts en fin de cycle. Pour résumer, la tension présente sur les armatures de C_4 varie entre 20 et 32 volts.

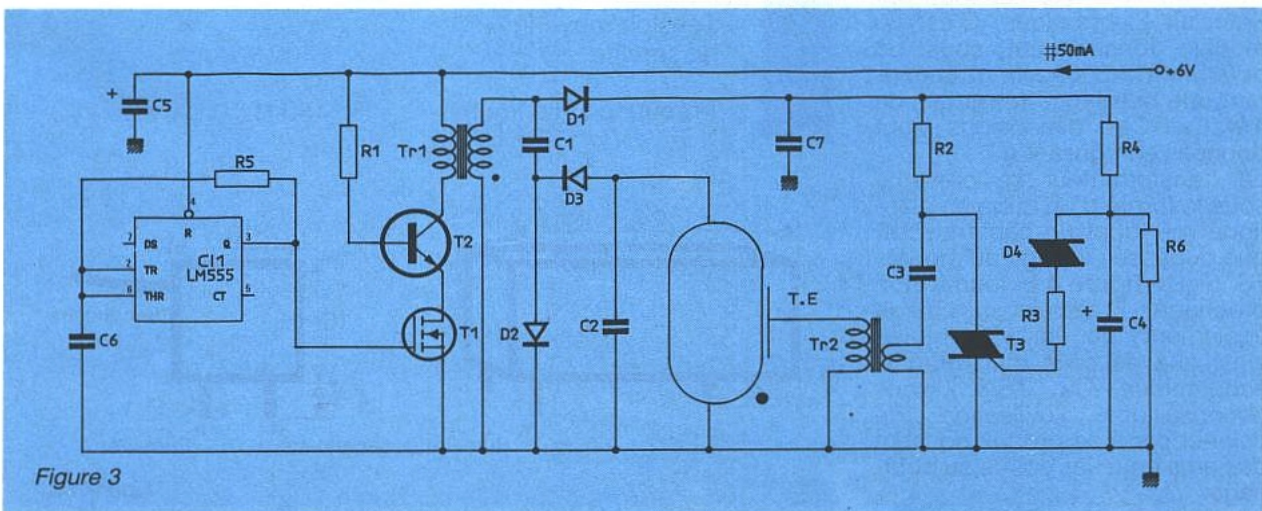
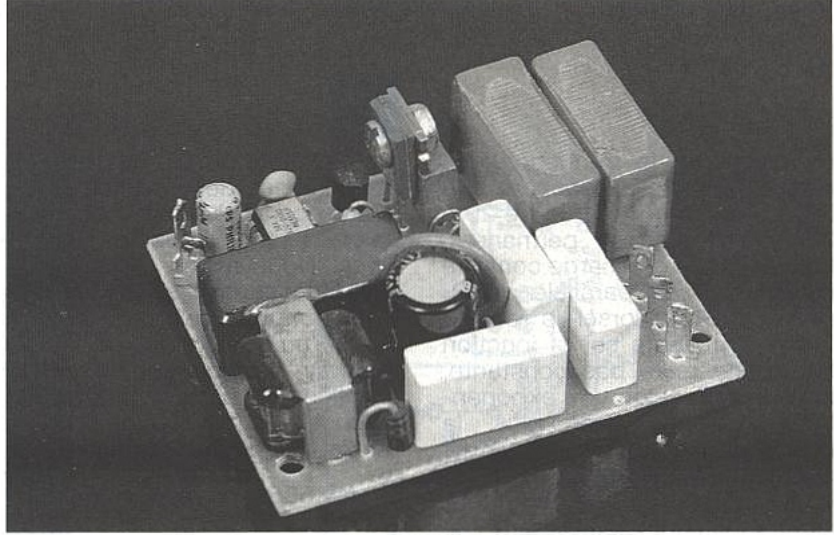


Figure 3

Le calcul de la fréquence des éclats se mène en sachant que la tension sur C₄ évolue de 20 à 32 volts en régime permanent. La résistance de charge consiste en la mise en parallèle de R₄ avec R₆. Pour corser le tout, la tension présente sur la jonction R₄, C₇ ne reste pas constante, mais évolue selon une exponentielle également. De plus, la résistance chargeant C₇ n'est autre que la résistance dynamique du générateur de haute tension, incluant également la charge de C₂ ! Si vous avez du courage... Les valeurs données donne un espace entre éclairs de 3 secondes environ.

Comme indiqué précédemment, il faut tenir compte de la vitesse avec laquelle C₂ se charge, ainsi que C₃ (assez rapide). Par conséquent, on pourra toujours accélérer la charge de C₄ en baissant R₄, mais on veillera à ce que la charge de C₂ soit complète afin de bénéficier de la tension la plus élevée lors de la mise en conduction de T₃. On pourra accélérer cette dernière en diminuant la valeur de R₁.

N'oublions pas que l'énergie fournie au tube, donc la puissance de l'éclair dépend de la valeur de la tension stockée dans C₂, ainsi que de la valeur de ce dernier :

$$E = (1/2) C_2 \cdot V^2$$

On pourra toujours augmenter la valeur de C₂, mais sa charge sera alors plus lente.

Choix des composants

Le triac, ou bien le thyristor, sera un modèle à la gachette sensible. En fait, un triac 6 A/400 V nous a donné entière satisfaction. Nous conseillons un boîtier isolé car le tablier métallique fait office de dissipateur pour T₂.

Concernant le tube à éclat, il s'agit du XFT 106, distribué par Franclair Electronique. C'est un modèle fonctionnant sous un potentiel de 300 volts et acceptant une puissance maximale de 4 watts. Ces dimensions sont données en **figure 4 a**.

Le transformateur se présente sous la forme d'un cube en plastique noir dont un câble électrique dépasse : il s'agit du modèle TS 5. La **figure 4 b** fournit son brochage. Franclair se charge également de sa distribution ainsi que de celle d'un modèle économique, le TS 8. Nous déconseillons l'utilisation de celui-ci car il se produit souvent des arcs entre les spires du bobinage.

Le transformateur Tr1 est un classique modèle miniature, de puissance la plus faible possible ce qui garantit de petites dimensions. Nous avons expérimenté avec succès un 6 volts Monacor 1 VA. Sur un autre prototype (voir photo), un transformateur de sortie pour haut-parleur se révéla excellent. De plus, sa petite taille favorise une miniaturisation plus poussée et un poids inférieur.

Le NE 555 en version C-MOS garantit une faible consommation. Un classique modèle bipolaire fonctionnera également.

RÉALISATION PRATIQUE

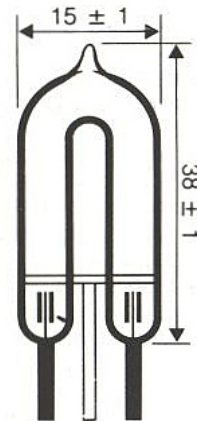
Les tracé et implantation sont disponibles respectivement aux **figure 5** et **6**. Le dessin des pistes peut se modifier comme on le souhaite. Attention néanmoins à la piste qui véhicule la pointe de haute tension. D'ailleurs, pour s'affranchir de tout arc indésirable, on câblera directement le fil de sortie du transformateur THT à l'électrode du tube.

Alimentation du module

Plusieurs solutions sont possibles. Nous avons expérimenté avec succès un bloc accumulateur 6 volts / 0,5 Ah qui offre une autonomie supérieure à 6 heures. De toutes les manières, rien ne vous empêche de monter la tension d'alimentation, en modifiant quelques valeurs afin de maintenir le courant consommé constant. Des piles de faibles dimensions, genre 9 volts, conviendront alors parfaitement.

Idées de mise en coffret

Selon l'utilisation que l'on désire faire de cette balise, la mise en boîtier diffère. Dans le cas d'une balise utilisée en milieu marin, une étanchéité parfaite s'avère indispensable. Un boîtier se présentant sous la forme d'un tube en plexiglass dont l'un des côtés se trouve bouché, représente une solution. Comment déclencher alors la mise en route du montage. On peut bien sûr utiliser une interrupteur étanche,



Puissance maximum admissible	4 W
Tension moyenne de service	300 V
Fréquence maximum	150 Hz

Figure 4 a

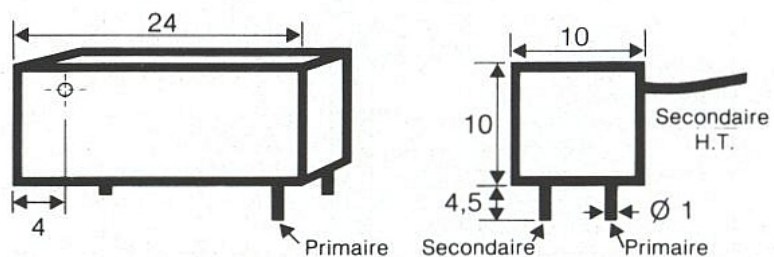


Figure 4 b

mais son approvisionnement présente un problème. Une idée consiste à employer un interrupteur à lame souple, tels ceux utilisés dans les alarmes. Il conviendra de prendre un modèle inverseur qui reste ouvert en présence de l'aimant. On collera alors l'ILS à l'intérieur du boîtier dont la partie extérieure sera accessible à l'aimant miniature. Lors du retrait du matériau magnétique, l'ILS se ferme, autorisant un démarrage de la balise. Si la balise doit émettre dans l'eau, on pensera d'une part à la rendre insubmersible et d'autre part à la lester afin que le tube émerge de l'eau en fonctionnement.

Pour une automobile, on prendra un boîtier résistant aux projections d'eau dans lequel on collera un aimant afin de maintenir l'ensemble solidaire du véhicule. Un classique interrupteur à bascule (tumbler) fera l'affaire. On rajoutera si nécessaire un réflecteur en aluminium.

CONCLUSION

Nous espérons que cette balise à faible consommation vous permettra de vous signaler efficacement lorsque cela s'avèrera nécessaire. On peut lui adjoindre d'autres dispositifs tels une détection de batterie faible ou encore une recharge permanente par photopiles. Elle sera le complément idéal d'une balise radio. L'auteur tient à remercier Jean-Pierre MOY, docteur opticien au Synchrotron de Grenoble, pour sa collaboration à la rédaction de cet article.

Christophe BASSO

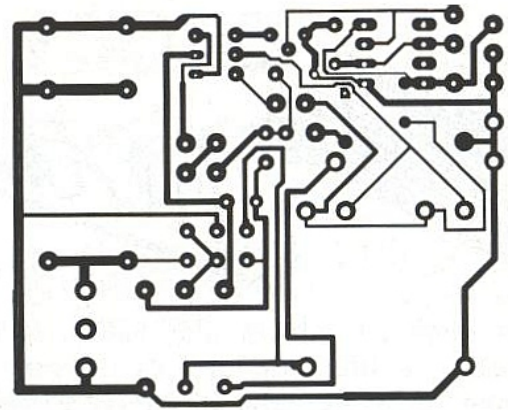


Figure 5

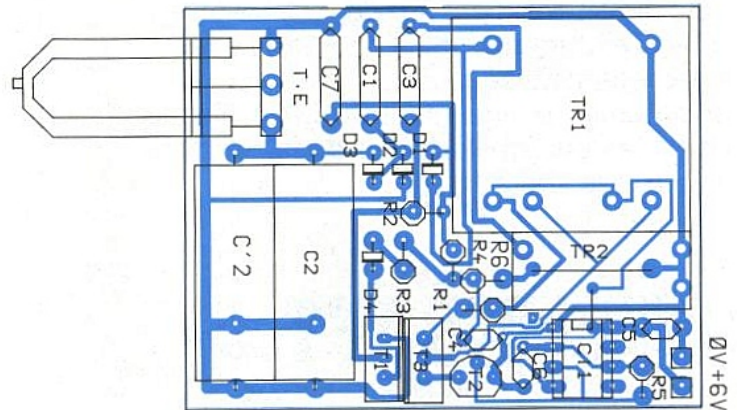


Figure 6

Nomenclature

Résistances

R₁ : 1 kΩ
 R₂ : 100 kΩ
 R₃ : 150 Ω
 R₄ : 1,8 MΩ
 R₅ : 6,8 kΩ
 R₆ : 1 MΩ

Condensateurs

C₁ : 0,22 μF/250 V
 C₂ : 2,2 μF/250 V
 C₂ : 2,2 μF/250 V
 C₃ : 0,22 μF/250 V
 C₄ : 1 μF/50 V Tantale ou Radial
 C₅ : 10 μF/16 V Tantale ou Radial
 C₆ : 100 nF MKT
 C₇ : 0,22 μF/250 V

Semi-conducteurs

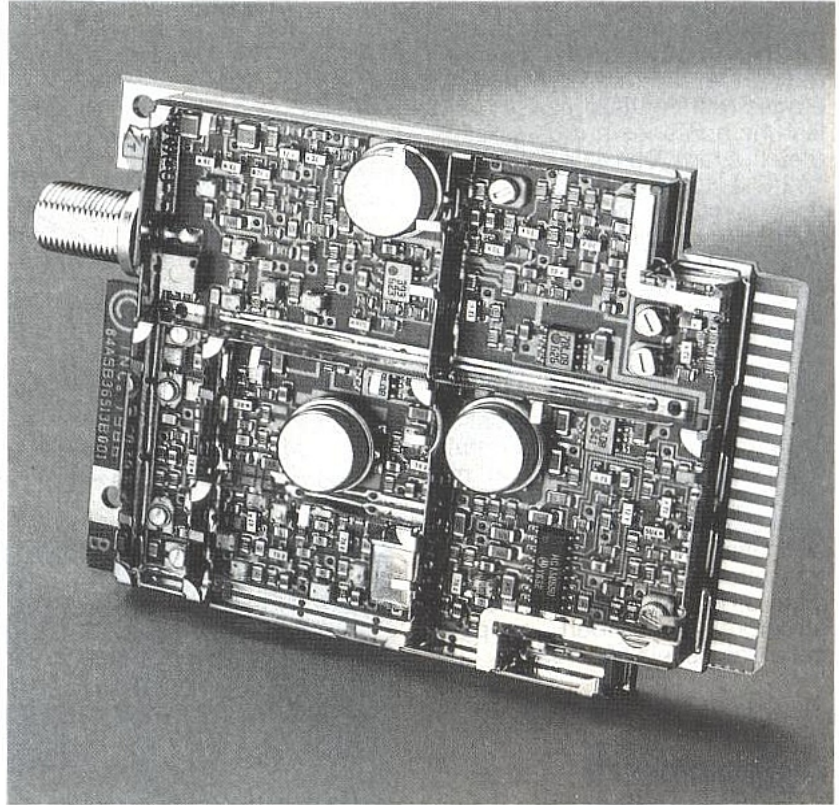
T₁ : BS 170
 T₂ : BD 135
 T₃ : Triac 6 A/400 V isolé
 ICU₁ : TLC 555 ou NE 555 à défaut
 D₁ : 1N4007
 D₂ : 1N4007
 D₃ : 1N4007
 D₄ : Diac 32 volts

Divers

Tr₁ : Transformateur 220/6 V/1 VA genre Monacor
 Tr₂ : Transformateur d'impulsions type TS 5 (Franclair Electronique)
 T.E : Tube à éclat XFT 106 (Franclair Electronique).

Le MC 13055 et ses applications

Le MC 13055, destiné aux liaisons haute fréquence numériques, traite des porteuses en fréquence intermédiaire jusqu'à 100 MHz pour la transmission FSK 1 M bauds. Il présente une conception similaire au classique MC 3356 à l'exception de l'oscillateur local et du mélangeur. La largeur de bande FI a été augmentée et le démodulateur FM pourvu d'une sortie symétrique. Il comporte également un indicateur de champ logarithmique et un comparateur de remise en forme spécifique aux données numériques. Enfin il se caractérise par une sensibilité de 20 μ volts à 40 MHz, d'un indicateur de niveau linéaire sur 3 décades, et une mise en œuvre simple ne nécessitant que peu de composants périphériques.



DESCRIPTION GÉNÉRALE

L'entrée de la fréquence intermédiaire s'effectue sur la broche 5 sous une impédance constituée de 4 500 Ω en parallèle sur 4,5 pF ; le circuit accordé d'entrée sera donc calculé en fonction de ces paramètres. L'amplification en fréquence intermédiaire a été confiée une nouvelle fois à des amplificateurs différentiels dont la structure rappelle celle des fameux MC 1496, le MC 13055 en comporte six dont les cinq derniers accomplissent la sommation des courants d'émetteurs afin de réaliser la sortie RSSI (Received Signal Strength Indicator). Ils fonctionnent en limiteur pour éliminer les résidus de modulation d'amplitude, et leur action procure une dynamique d'entrée de 80 dB pour un signal admissible maximum de 220 mV, ce, sans créer de distorsions sur le signal et les variations de la tension centrale du démodulateur à quadrature. Deux amplificateurs couplés forment le démodulateur et permettent grâce au réseau LC à déphasage d'obtenir le signal numéri-

que aux broches 10-11 déphasé de 180 degrés.

L'impédance entre les broches 8-9 équivaut à 7 600 Ω en parallèle avec 5,2 pF. Le circuit comparateur à deux entrées procède à la mise en forme des signaux numériques dont l'amplitude de sortie variera entre Vcc et la masse. Les signaux FSK pourront acquérir une polarité négative ou positive suivant les sens des connexions des broches 11-14 et 10-15. Pour être complet signalons la présence d'un silencieux commandé par le détecteur de porteuse présent à la broche 13, son seuil de basculement est fixé à 800 millivolts. Le synoptique interne du MC 13055 vous est proposé à la **figure 1**. La tension nominale d'alimentation de 5 volts amène une consommation de courant de 20 milliampères typique mais le circuit accepte une plage de 3 à 12 volts avec une consommation variant de 15 à 35 milliampères respectivement. Le circuit fonctionne dans une plage de tempé-

ature de - 40 à + 80° celsius.

Le limiteur large bande

L'appellation "large bande" n'est pas usurpée puisqu'il fonctionne sur une décade de 10 à 100 MHz. La sensibilité varie en fonction de la fréquence comme en témoigne la **figure 2**. La limitation en amplitude du signal FI requiert la mise en service de six étages différentiels se saturant les uns après les autres, chacun d'eux ayant un gain d'environ 11 dB à 40 MHz. La sortie RSSI dont la courbe de variation est décrite par le graphe de la **figure 3** possède une pente de 7,5 μ A par décibel, l'habitude somme des courants d'émetteurs étant réalisée ici autour des transistors 60 à 64 de la **figure 4**, cette sortie disponible sur la broche 12 procure une indication linéaire du signal FI d'entrée compris entre 10 μ V et 20 mV efficaces. La sortie des limiteurs réalisée à basse impédance et déphasée de 180 degrés par les transistors 25 et 26 permet d'exciter le démodulateur FM dont la structure de "Gilbert" rappelle celle des usuels MC 1496.

Le démodulateur FM

La capacité interne de 2 pF produit un couplage entre bases et émetteurs de l'amplificateur différentiel construit autour des transistors 31-32 puis 33-34. Un circuit accordé RLC parallèle externe entre les broches 8-9 provoque le déphasage de $\pi/2$ nécessaire au démodulateur. Le signal numérique recouvert a une amplitude crête de 500 mV avec une fréquence de 40 MHz et une excursion de fréquence crête de 2 MHz — fréquence modulante de 1 MHz (transmissions numériques à 2 Mbauds —. Dans le cadre d'applications vidéo, pour une FI de 70 MHz nous obtenons à 10 MHz d'excursion de fréquence, une amplitude crête vidéo composite (aux broches 10-11) de 200 mV sur la sous-porteuse PAL 4,43 MHz. La largeur de bande Δf du circuit LC aux broches 8-9 varie avec la valeur de la résistance R placée en parallèle. Plus la valeur de R sera grande et plus sera faible la bande passante de démodulation (la bande passante étant fonction du coefficient de surtension). A la pulsation ω donnée la bande passante sans distorsion du signal de sortie est influencée par cette résistance de telle sorte

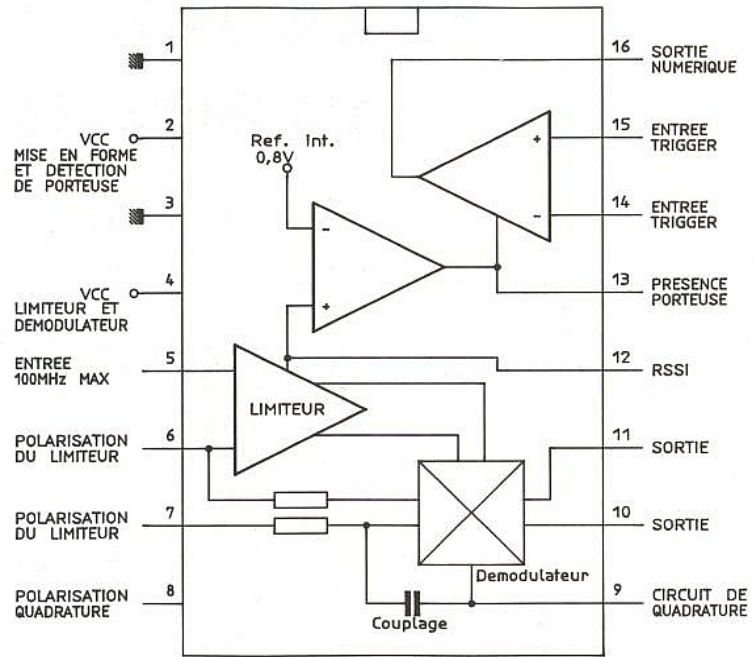


Figure 1 : Brochage et synoptique interne.

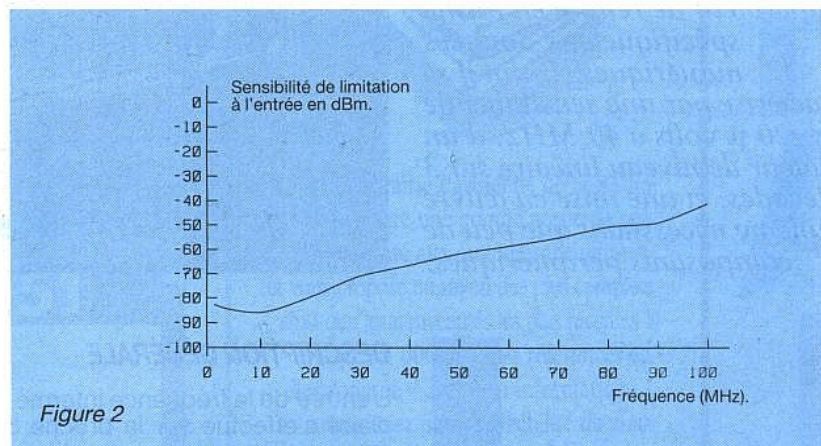


Figure 2

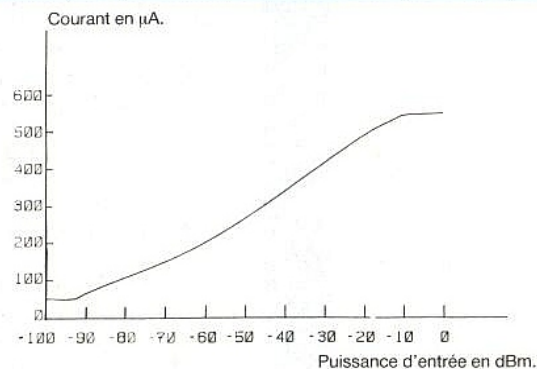


Figure 3

que $R = \omega \cdot L \cdot Q$.
Le facteur de surtension :
 $Q (f / \Delta f)$ du circuit LC reste primordial vis-à-vis des performances du démodulateur et de la bande de Carson qui vaut $2,2 (f + \Delta f)$ puisque nous retrouvons la notion d'excursion de fréquence Δf dans les deux relations. Rappelons au passage que $2 \Delta f$ équivaut à la déviation crête

à crête en fréquence du canal de modulation, l'occupation spectrale étant toujours au minimum égale à deux fois la valeur de la fréquence maximale "f" à transmettre.

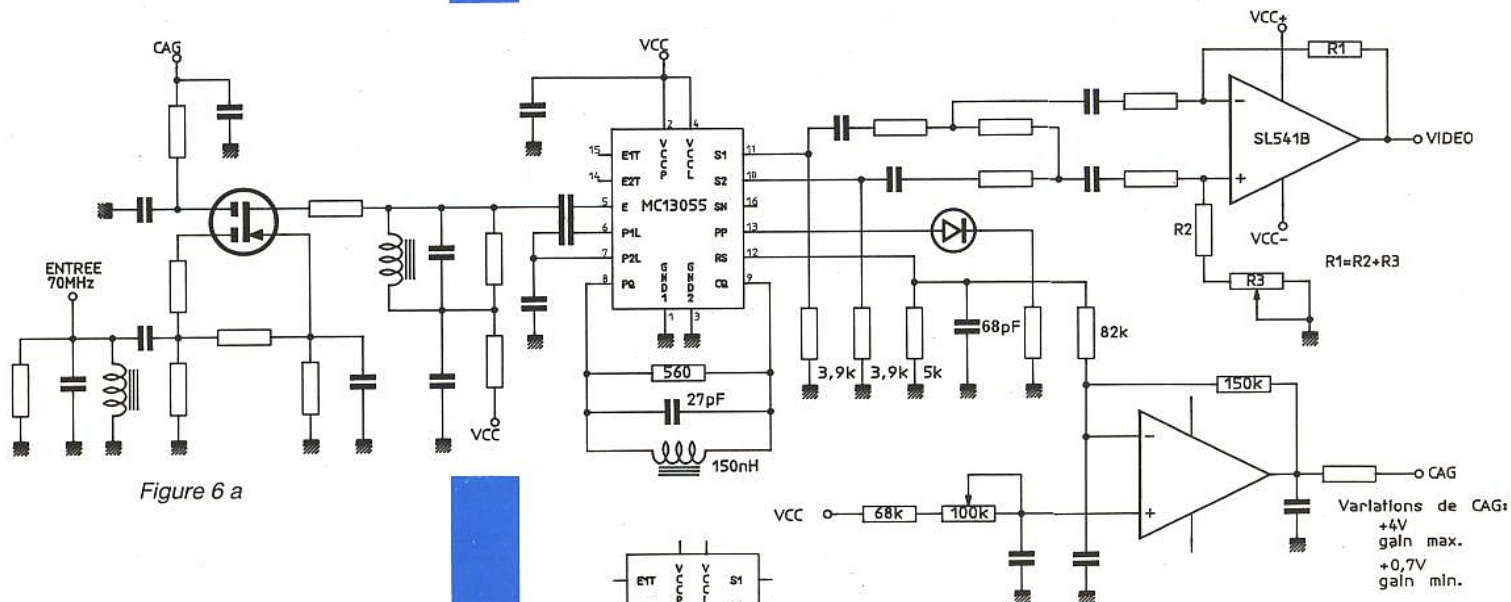
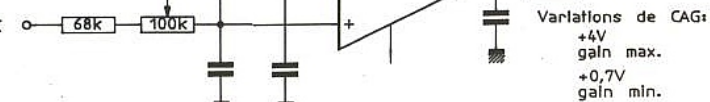
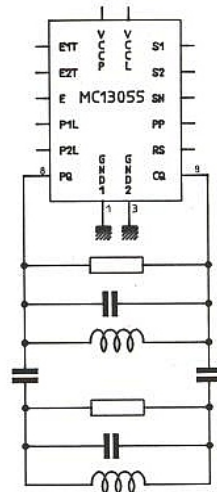


Figure 6 a



Variations de CAG:
+4V gain max.
+0,7V gain min.



CIRCUIT DE DEMODULATION A DOUBLE ACCORD

Figure 6 b

Modèle	Fréquence de réception nominale	Ecart en fréquence de la liaison
MHW 10 000	219 MHz	168,25 MHz
MHW 10 001	249 MHz	192,25 MHz
MHW 10 002	255 MHz	192,25 MHz
MHW 10 003	243 MHz	192,25 MHz

Figure 8 : Canaux disponibles de la série MHW 10 000.

d'un faisceau relais pour radio locales, une bande passante de 300 kHz conviendra. Motorola a développé spécialement un produit pour les réseaux PC Net IBM dont nous fournissons le synoptique à la figure 7, il s'agit des modules de la série MHW 10 000. Le fonctionnement duplex dans la bande CATV confère aux dialogues bilatéraux une rare convivialité et une mise en œuvre simple. L'écart de fréquence entre émission et réception est détaillé par le tableau de la figure 8, cette répartition n'affecte pas la liaison duplex malgré la présence de canaux TV. La modulation FSK utilisée par les modules autorise la transmission de données numériques jusqu'à 2 Mbauds.

Souhaitons que ce bref exposé puisse vous permettre d'utiliser le MC 13055 dans de bonnes conditions. Nous aurons très certainement l'occasion d'en reparler lors d'une mise en œuvre pratique.

Bibliographie : Remercions la SCAIB pour les documents aimablement fournis.

Ph. B

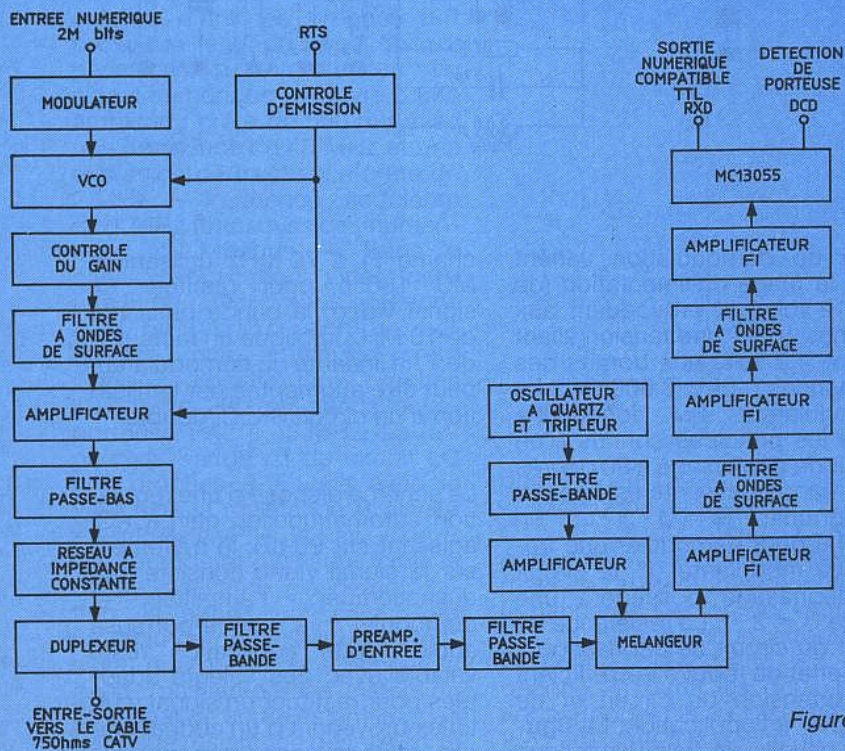


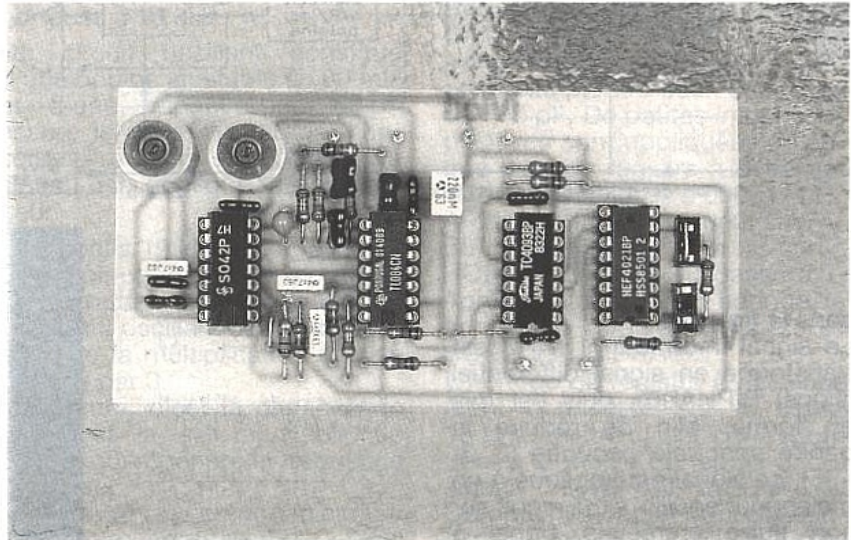
Figure 7

Etude d'un décodeur R.D.S

Le R.D.S. (Radio Data System) permet de transmettre des informations sur un émetteur FM stéréo, en plus des 2 voies audio.

Grâce aux signaux R.D.S. on peut connaître le nom des stations, leurs fréquences alternatives, recevoir des messages informatifs sur la circulation pour les automobilistes, etc.

Le débit binaire est de 1 200 bits/s. Le décodeur qui est proposé dans cet article permet d'extraire les données du tuner FM pour le décodage par un ordinateur ou un monochip, (nous en parlerons plus tard).



OÙ EST LE SIGNAL R.D.S. ?

Pour comprendre le fonctionnement du R.D.S., il faut connaître le principe de modulation des émissions FM stéréo. La porteuse FM (la "fréquence FM") est modulée en fréquence (FM) par le signal MULTIPLEX. Ce signal contient la voie de gauche, de droite, le signal ARI en Allemagne, et maintenant le signal R.D.S. (figure 1).

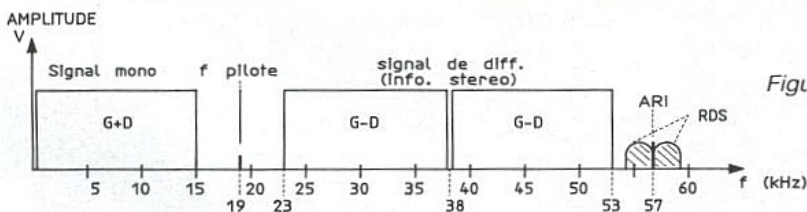


Figure 1

Le signal MULTIPLEX

Le signal MULTIPLEX constitue le maillon fondamental de la chaîne de transmission. Ce signal se décompose en plusieurs signaux.

En faisant l'analyse spectrale, on observe :

- de 0 à 15 kHz : le signal audio Gauche plus Droit (G + D), ceci afin d'assurer la compatibilité avec les récepteurs FM MONO.

- de 23 à 53 kHz : le signal audio Gauche moins Droit (G - D). Cet encombrement résulte de la modulation en amplitude d'une porteuse à 38 kHz. La porteuse a été supprimée.

- de 23 à 38 kHz : la bande latérale gauche du signal G moins D.
- de 38 à 53 kHz : la bande latérale droite du signal G moins D. Les deux signaux G plus D et G moins D permettent de reconstituer le signal Gauche et le signal Droit.

- à 19 kHz : la fréquence pilote qui n'est autre que la porteuse 38 kHz divisée par 2.

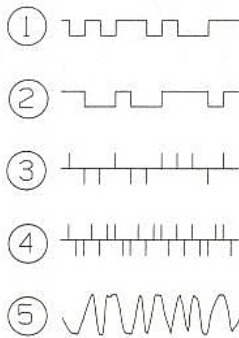
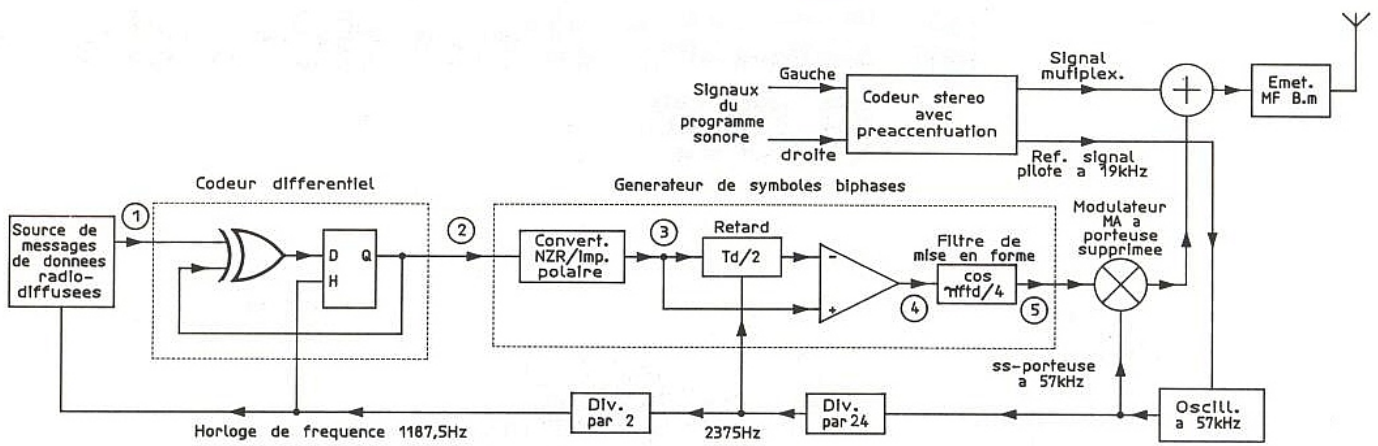
- à partir de 53 kHz, le spectre est inoccupé. En Allemagne, le système ARI ajoute une onde pure à 57 kHz ; ce qui indique l'émission d'une information importante à l'automobiliste (autoradio mis automatiquement en position TUNER, s'il était en position CASSETTE). Le système ARI n'existe pas en France et devient obsolète avec le R.D.S.

- de 54 à 60 kHz, le signal R.D.S. Comme pour G - D, cet encombrement est dû à la modulation d'une porteuse à 57 kHz par le signal R.D.S.-BIPHASE. Là encore, la porteuse est supprimée, ce qui permet d'assurer la compatibilité avec le système ARI.

Pour décoder ce signal, il faut reconstituer cette porteuse, or 57 kHz correspond au triple de 19 kHz.

SYNOPTIQUE D'UN CODEUR R.D.S.

Le schéma de principe est décrit



dans la **figure 2**.

Le signal informatif (1) NRZ est transformé en signal différentiel (signal BIPHASE), puis est mis en forme, afin de réduire la bande spectrale occupée (2, 3, 4, 5), ce signal est appliqué à un mélangeur équilibré qui reçoit sur son autre entrée le signal à 57 kHz. Enfin le signal R.D.S. ainsi créé est ajouté au signal stéréo MULTIPLEX.

Le signal à 57 kHz est généré à partir du signal pilote à 19 kHz venant du codeur stéréo.

Le signal BIPHASE

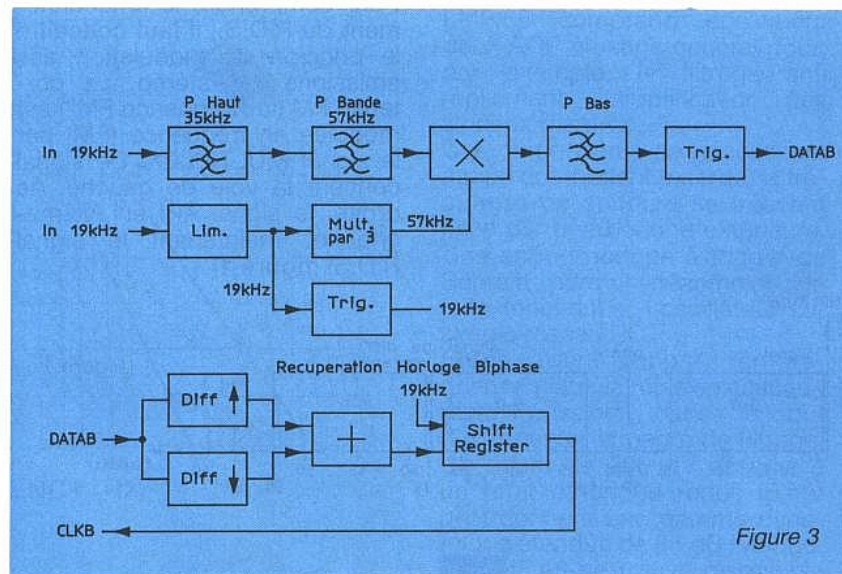
Les rotations de phase dans la chaîne d'émission et le tuner de réception n'étant pas connues, le R.D.S. utilise la transmission en BIPHASE pour les Données.

Avec ce système, les niveaux logiques 1 et 0 ne correspondent pas au données (puisque à une rotation près, cela peut-être l'inverse), c'est seulement le passage à des instants donnés de 1 vers 0 et de 0 vers 1 qui indique si la donnée R.D.S. est un 1 ou un 0.

Cette indépendance vis-à-vis des rotations de phase se paye, il faut transmettre deux fois plus de données biphasé pour coder les DONNÉES-R.D.S. Cette transformation DATA-BIPHASE-R.D.S.->DATA-R.D.S. sera réalisée par le logiciel.

Un autre avantage de ce signal réside dans le fait qu'il est possible de le décoder sans avoir dans le signal d'émission une "copie de la porteuse". Une boucle de COSTA doit être utilisée. Ceci permet d'utiliser le R.D.S. sur une émission MONO.

Le décodeur proposé ici se voulant simple et de faible coût, cette solution n'a pas été choisie, les émissions étant pour la plus grande partie en stéréo.



SYNOPTIQUE DU DÉCODEUR (figure 3)

En entrée, le décodeur reçoit le signal MULTIPLEX et la FRÉQUENCE PILOTE.

Ces deux signaux devront être extraits du tuner FM, ils sont en général faciles à trouver en utilisant un oscilloscope ou le plan du tuner.

Le signal MULTIPLEX passe dans un filtre passe-haut, puis un filtre passe-bande calé à 57 kHz, ceci afin d'isoler le signal R.D.S. des autres signaux parasites (G plus D, G moins D, et le 19 kHz).

Ce signal est appliqué à un mélangeur équilibré ; le SO42P. Le signal FRÉQUENCE PILOTE est multiplié par 3 pour obtenir une sinusoïde de 57 kHz, cette dernière est appliquée à l'autre entrée du mélangeur.

Si F est la porteuse et M le signal modulant (le R.D.S.), le spectre est constitué, dans la bande R.D.S. (entre 54 et 60 kHz), de : F plus M et F moins M. La porteuse R.D.S. n'existe pas puisqu'elle a été supprimée.

En effectuant le produit de la porteuse et du signal on obtient à la sortie du mélangeur :
 $(F - M) + F = 2F - M$ et
 $(F + M) - F = M$.

Le produit de deux signaux revient à faire, dans le domaine spectral, la somme et la différence des fréquences.

Le premier signal $(2F - M)$ est supprimé par le filtre passe-bas qui suit. Il ne reste plus que le signal R.D.S. (M).

A la sortie du filtre passe-bas, le signal est appliqué à un comparateur dont le point de basculement correspond au niveau moyen du signal BIPHASE.

Ce niveau est constant. Le signal est rendu compatible CMOS par un trigger de Schmitt.

Il reste le signal R.D.S.-DATA-BIPHASE.CQFD.

Une horloge doit être reconstituée pour synchroniser les données ; la deuxième partie du montage est utilisée pour cela.

Un différenciateur détecte les fronts montants et descendants du signal R.D.S.-DATA-BIPHASE, il re-synchronise une horloge qui utilise le 19 kHz comme fréquence de base. La fréquence d'horloge binaire est ici de 2 375 bits/s soit 19 kHz/8.

LE SCHEMA ÉLECTRIQUE (figure 4)

L'ensemble du montage fonctionne sous 5 volts.

Le signal MULTIPLEX est appliqué à un filtre passe-haut ; il élimine la plus grande partie des signaux $G + D$, $G - D$ et de la porteuse à 19 kHz.

Un circuit oscillant constitué d'une bobine ajustable de 80 mH et d'une capacité de 68 pF assure le reste du filtrage, l'ensemble résonne sur 57 kHz. Ce signal est appliqué au mélangeur.

Le signal à 19 kHz est appliqué à un ampli-opérationnel monté en comparateur, sa sortie attaque un circuit oscillant sur 57 kHz qui effectue la multiplication de fréquence par 3.

Là encore, c'est la capacité de 68 pF et la self ajustable de 80 mH qui régénère la fréquence porteuse.

Afin d'avoir une charge minimum sur le circuit oscillant, le signal est appliqué au mélangeur par un diviseur capacitif.

Le mélangeur (SO42P) assure le produit des signaux. On récupère le signal sur la patte 2 du circuit. L'ampli-opérationnel qui suit constitue le filtre passe-bas

(environ 3 kHz) ; il s'agit d'un filtre du second ordre.

Le signal arrive sur un autre ampli-opérationnel monté en comparateur. Il est rendu compatible CMOS par une porte trigger de Schmitt, on obtient alors le signal DATA-BIPHASE-R.D.S. Pour récupérer l'horloge BIPHASE on différencie le signal DATA-BIPHASE-R.D.S sur les fronts montants et les fronts descendants par les deux capacités de 470 pF. De petites impulsions positives sont appliquées à l'entrée load du registre à décalage 4014 ; il est chargé à 00001111.

A chaque front du signal DATA-BIPHASE-R.D.S., la sortie HORLOGE-BIPHASE passe à 1. Après quatre cycles d'horloge, le premier 0 apparaît à la sortie HORLOGE-BIPHASE.

L'horloge du registre à décalage étant connectée sur le signal 19 kHz, quatre cycles correspondent à la moitié du temps bit du signal DATA-BIPHASE-R.D.S. On obtient alors un front descendant sur le milieu du bit de DATA-BIPHASE-R.D.S. En cas de deux 1 (ou 0) successifs — ce qui est le maximum admissible en BIPHASE — le registre à décalage boucle et le front descendant suivant est toujours à sa place.

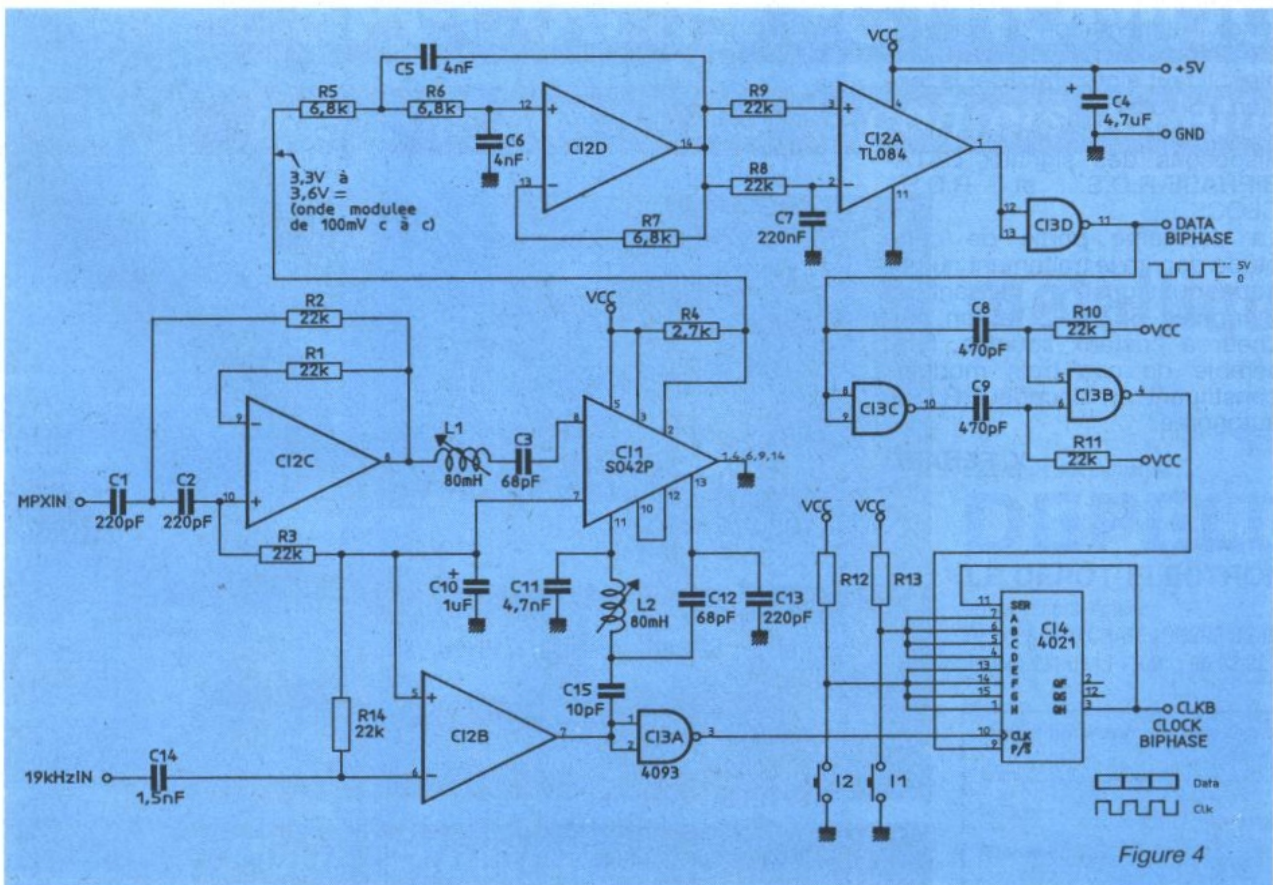


Figure 4

Réalisation du décodeur (figure 5)

Il faut avant tout trouver le signal MULTIPLEX et le 19 kHz dans le tuner.

Pour cette recherche, soit le plan, soit un oscilloscope sont nécessaires (ou les deux ensemble si le plan n'est pas explicite). Le signal MULTIPLEX doit être pris à la sortie du discriminateur FM, avant le décodeur stéréo.

La largeur de bande de la chaîne MULTIPLEX du tuner est suffisante.

Le signal 19 kHz est disponible sur une des pattes du circuit décodeur stéréo, cette patte sert de test pour le calage du PLL intégré à celui-ci.

La réalisation du décodeur n'engendre pas de problème, seuls les deux selfs ajustables de 80 mH (TOKO 719 KXA 8034 Z) peuvent poser une difficulté d'approvisionnement.

On peut aussi acheter deux selfs fixes de 80 mH et monter une capacité ajustable de 40 pF avec 40 pF en parallèle à la place des capacités de 68 pF.

Le choix de la self ajustable a été fait :

- pour des raisons de place, (une capacité ajustable en prend une bonne partie)
- de facilité de réglage et nous sommes moins tentés de toucher aux réglages une fois la mise au point réalisée.

Vu la faible consommation du tuner, l'alimentation de l'ensemble peut être prise sur ce dernier ; il faut alors stabiliser la tension à 5 volts.

A la sortie du décodeur nous disposons des signaux DATA-BIPHASE-R.D.S. et R.D.S.-CLOCK.

La deuxième partie de cette étude décrira le traitement numérique du signal en utilisant un monochip 68705P3, et un afficheur à cristaux liquides, l'ensemble de ces trois modules constituant un décodeur R.D.S. autonome.

X. FENARD

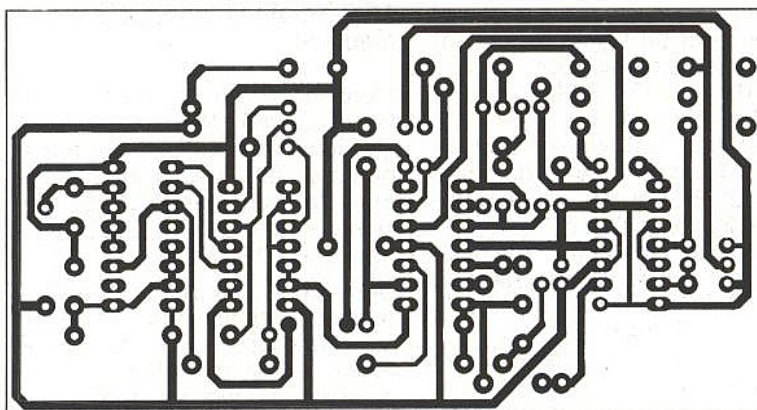


Figure 5 a

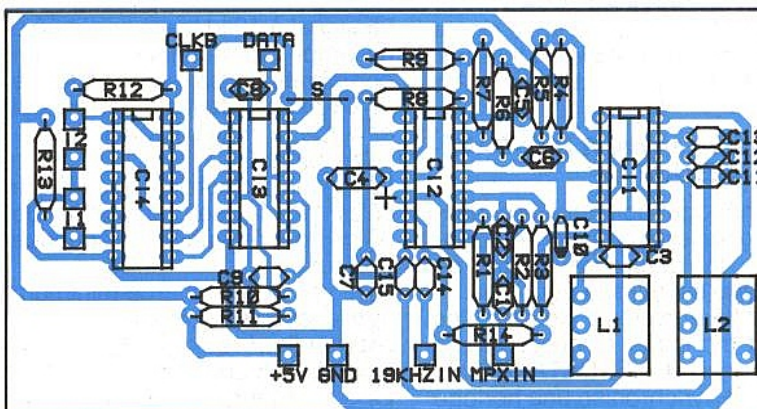


Figure 5 b

Nomenclature

Résistances

R₁ à R₃ : 22 kΩ
 R₄ : 2,2 kΩ
 R₅ à R₇ : 6,8 kΩ
 R₈ à R₁₄ : 22 kΩ

Condensateurs

C₁ et C₂ : 220 pF
 C₃ : 68 pF
 C₄ : 4,7 μF/16 V (découplage)
 C₅ et C₆ : 4,7 nF
 C₇ : 220 nF
 C₈ et C₉ : 470 pF
 C₁₀ : 1 μF
 C₁₁ : 4,7 nF
 C₁₂ : 68 pF
 C₁₃ : 220 pF
 C₁₄ : 1,5 nF
 C₁₅ : 10 pF

Inductances

L₁ et L₂ : 80 mH ajustable (719 KXA 803Z, TOKO)

Circuits intégrés

IC₁ : SO42P
 IC₂ : TL 084
 IC₃ : 4093 trigger NAND CMOS
 IC₄ : 4014 ou 4021 registre CMOS

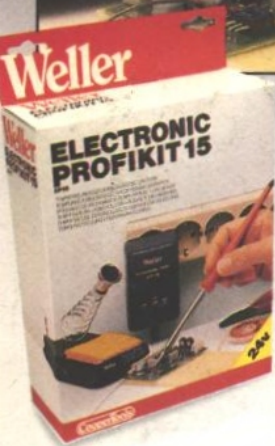
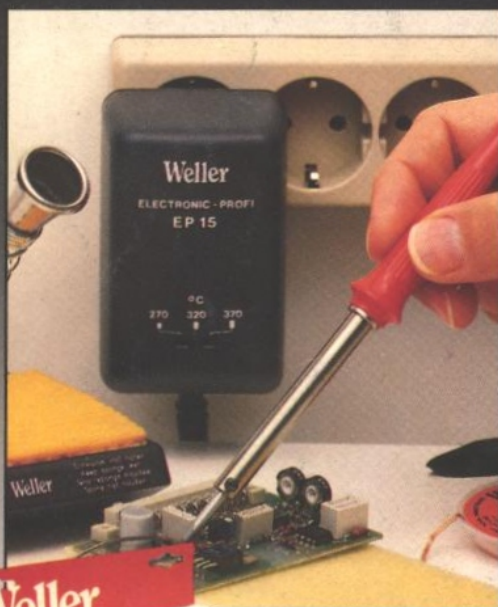
Vous êtes un Amateur... Weller fait de vous un Professionnel.

Ces outils superbes répondent aux aspirations du passionné de l'électronique.

Qu'il s'agisse de réaliser des microcircuits, que la température soit un impératif ou que vous deviez souder loin de toute source de courant, Weller vous apporte la solution.

Dans l'industrie, Weller est reconnu comme le leader pour sa technologie et sa qualité.

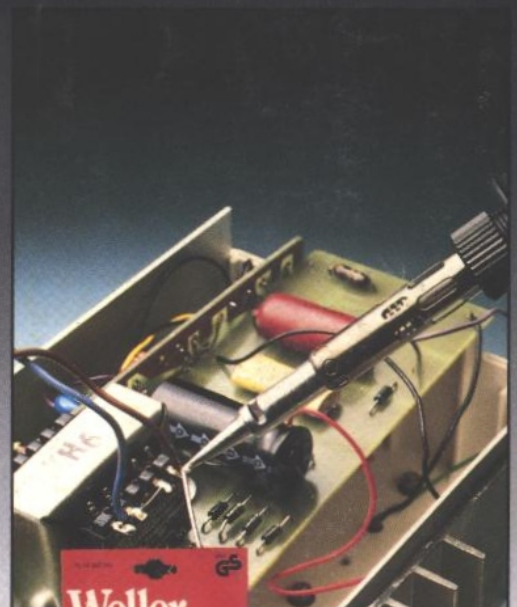
Tirez-en avantage et votre enthousiasme aidant, devenez un vrai professionnel.



Profikit Electronic EP 15
Un minifer à souder 15 watts avec transformateur permettant de régler la température à 270°, 320° et 370°C. Le kit comprend une panne 1.2 mm, un rouleau de tresse à dessouder, un support de fer et un manuel d'instructions. Autres accessoires disponibles.



Profikit Electronic EP 40
Fer à dessouder 40 watts avec poire à dessouder (une seule main suffit). Le kit comprend une panne à souder, un support de fer et un manuel d'instructions. Autres accessoires disponibles.



WP2 Pyropen Junior
Ce fer double fonction peut être utilisé comme fer à souder ou comme chalumeau. Léger et portable, il permet de chauffer n'importe où, instantanément, et à température contrôlée. Le kit comprend une recharge de gaz, un support, une éponge et un manuel d'instructions. Autres accessoires disponibles.

CooperTools