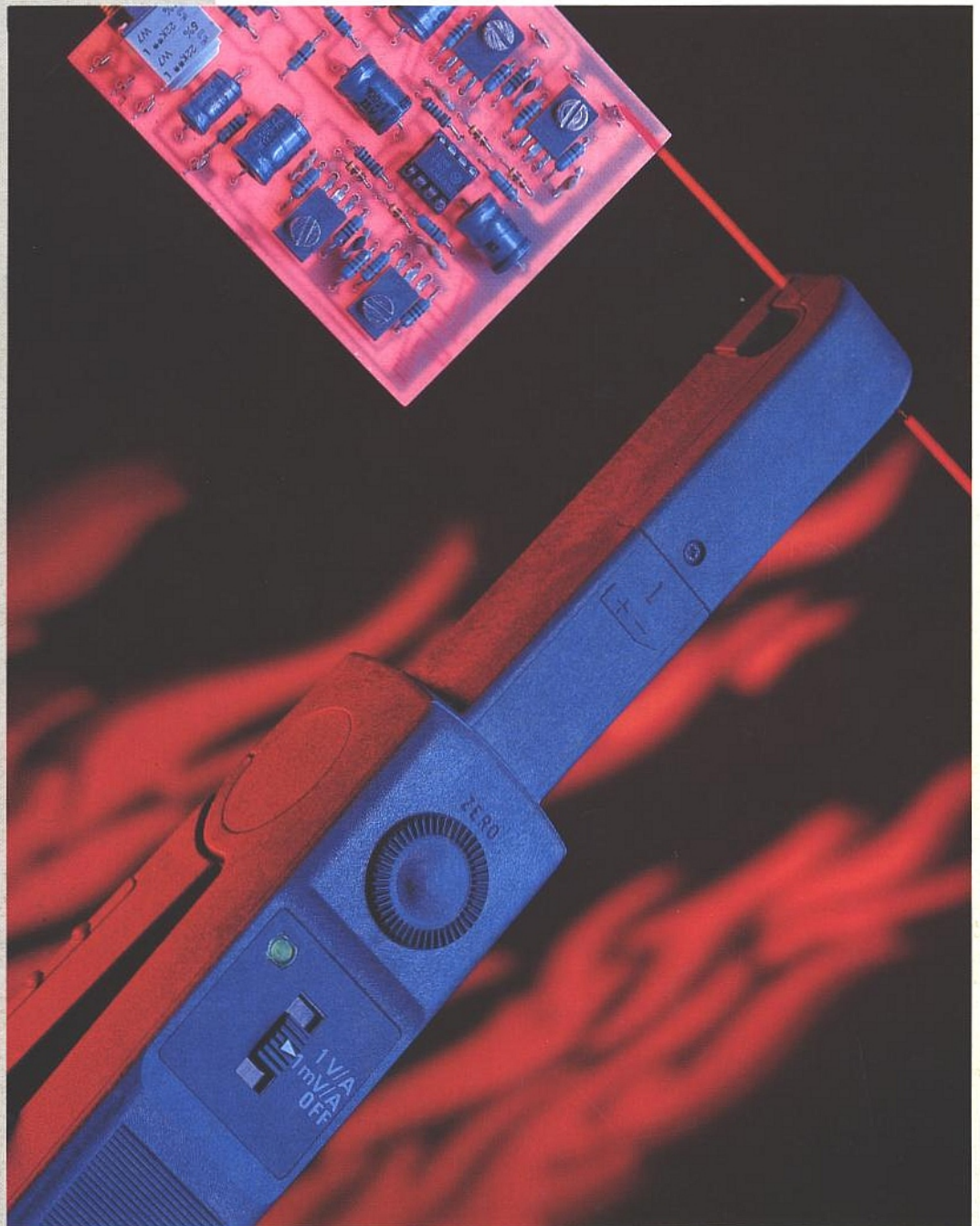


RADIO PLANS

TECHNOLOGIE DES PHOTODIODES
ÉTUDE : UN AMPLI DE DISTRIBUTION TV
UN PRÉAMPLI ULTRA FAIBLE BRUIT AVEC LE MAT 03
RÉPERTOIRE 91 DES SATELLITES TV
UN CHARGEUR POUR 68705
BCD CASCAD : UN DIDACTICIEL LOGIQUE
SEPT MONTAGES AUDIO À LA CARTE



BELGIQUE : 155 FB - LUXEMBOURG : 155 FL - SUISSE : 6.30 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4.25

T 2438 - 520 - 22,00 F



SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

- 13** Un amplificateur VHF-UHF
- 33** Cartes d'étude émission-réception RC 5

MONTAGES

- 23** Sept montages utiles pour la sono
- 48** Deux anti-rebonds simples et efficaces
- 79** Un "chargeur" de logiciels pour 68705

CIRCUITS D'APPLICATIONS

- 44** Préamplificateur ultra-faible bruit avec le MAT 03

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 19** La pince ampèremétrique E1 Chauvin Arnoux

TECHNIQUE

- 71** Les PLL's numériques

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

- 61** Les photopies

COMMUNICATION

- 9** Du nouveau en RDS
- 97** Répertoire 91 des satellites de télédiffusion

DIVERS

- 49** BCD Cascad et l'EAO

INFOS

- 83** Le contrôleur de secteur probe 2000 L'AD 9014, CAN haute vitesse 14 bits
- 88** Des réseaux GAL à 10 ns chez ST
Click IT : un switch au pas de 2,54
- 91** Les transformateurs de commande Vacuumschmelze
Les DIG 130, optocoupleurs pour commande de MOSFET
Le HSP 45116, oscillateur-modulateur numérique Harris
- 92** Alimentations de puissance série EAPS 6000, Blanc Meca
Filtres programmables KEMO VBF 21 M
Le programmeur D'E/EPROM 934 Fontaine
- 93** Le CD 670 ISOCOM : un optocoupleur haut rendement
Nouveaux scopes numériques HP 54600 A
- 94** L'offre Beckman Industrial en Instrumentation et Mesure
Le catalogue VEROSPEED est disponible
Le SI 9120, contrôleur PWM Siliconix

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, C. Basso, J.-Y. Bedu, F. et G. de Dieuleveult,
X. Fenard, A. Garrigou, C. Lefebvre, S. Nueffer,
D. Paret, R. Schnebelen.

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 220409F - Télécopie : 42.41.89.40

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef :
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 ».

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 57 400 exemplaires

Dépot légal mars 91 - Éditeur 1641 -

Mensuel paraissant en fin de mois.

Distribué par S.A.E.M. Transport-Presses.

Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -

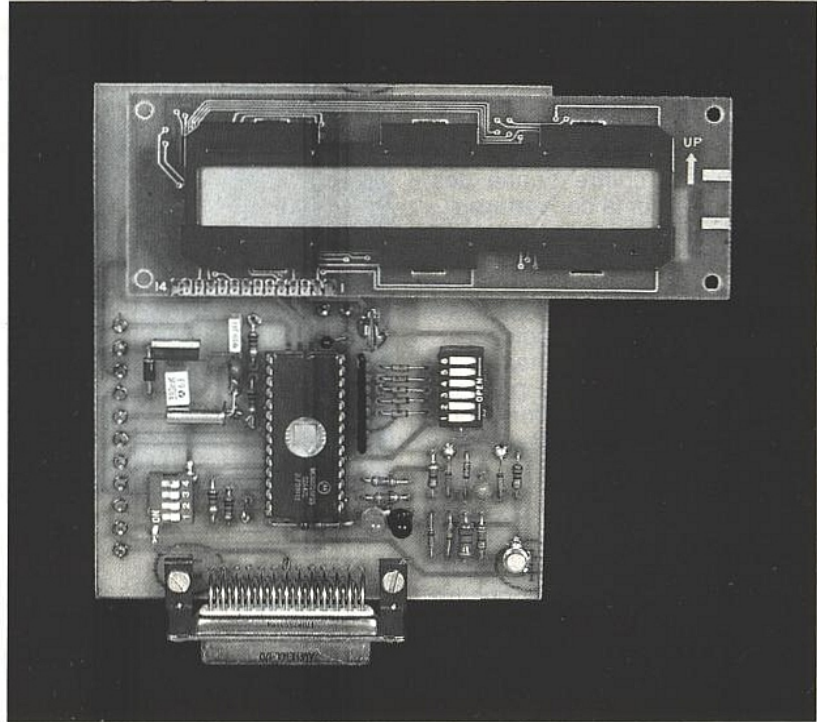
Imprimerie SNIL Fleurines et REG Lagny.

Photo de couverture : E. Malemanche.

Ce numéro comporte un encart broché Métrix folioté 51 à 58.

Le décodage RDS : du nouveau

Le Décodeur RDS paru dans les numéros 516 et 517 permet d'envoyer vers un ordinateur les trames reçues. Cet article, en donnant les informations nécessaires, va permettre d'exploiter au mieux ces données. Ne seront décrites que les trames qui sont émises. Précisons qu'une nouvelle fonction a été ajoutée au décodeur ; en effet, entre le dépôt de l'article et sa parution, des trames heures ont été aperçues sur les émetteurs. La fonction horloge perpétuelle existe donc dans le décodeur. Le logiciel ayant été validé avant la mise sur le marché du chip, tous les décodeurs reçoivent l'heure. un seul problème subsiste, TDF n'a pas encore synchronisé les horloges, cette heure n'est pas précise (à une minute près environ) et, dès que cela sera fait, l'heure sera donnée à la seconde près.



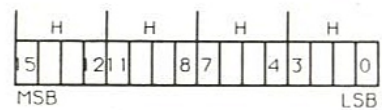
Pour analyser les trames, il faut configurer le décodeur en position réception trame uniquement, donc supprimer la fonction nom et fréquence alternative. Dans le cadre de cet article, seule l'étude trame "informative" sera traitée, le dispositif de resynchronisation (trame binaire pure) sort du cadre de cet article. Il ne faut pas moins de 12 pages dans la norme pour définir le modèle mathématique, il faudrait l'ensemble de la revue pour traiter du sujet. Pour ce décodage, il faut recevoir un signal correct afin de ne pas avoir d'erreurs de transmission : l'horloge bit est donnée par le signal RDS.

Dans ce mode, il est émis sur la liaison série, une suite de chiffres Hexadécimaux, ponctuée par des retours à la ligne. On a par exemple : F4040408E11D2046. Chaque symbole représente un nombre hexadécimal. Un groupe de 4 symboles hexadécimaux donnent un bloc entier : AAAA-BBBCCCCDDDD : AAAA représente le bloc A, où l'on a supprimé les codes de correction (idem pour B, C, D).

Afin d'avoir une représentation plus claire, on représentera les blocs de la manière suivante : AAAA BBBB CCCC DDDD

soit : F404 0408 E11D 2046
Il faut pouvoir décomposer chaque bloc, ainsi AAAA représente 4 chiffres hexadécimaux, il y a donc 16 bits, D₀ le premier est situé à droite, le dernier sera D₁₅ (cf. figure 1).

Figure 1.



Organisation d'un bloc

Les différentes informations reçues sont :

- Le code **PI** qui précise le pays, l'étendue de la couverture de l'émetteur.
- Le code **AF** qui donne la liste de toutes les fréquences alternatives.
- Le code **PS** qui donne en 8 caractères le nom de la station.
- Le code **TP** qui indique que la station peut donner des infos routières.
- Le code **TA** qui indique que la station donne une info routière.
- Le code **PTY** qui indique le genre de musique diffusé.
- Le code **M/S** qui précise s'il s'agit de musique ou de parole.

- Le code **HEURE** qui permet d'avoir l'heure en TU ou en LOCALE.
- Le code **DATE**.

Le code PI

Ce code définit l'émetteur, il est invariablement dans le groupe A : ainsi dans une trame FIP on trouve : F404.
Le premier chiffre hexadécimal à gauche donne le Pays : F : pour France, Egypte ou la Norvège. La **figure 2** donne les correspondances en fonction du pays.
Le deuxième chiffre donne des informations sur la couverture :
0 : très locale,
2 : Internationale,
3 : Nationale,
4.. F : régionale,
L'émetteur de FIP est régional.
Les 2 derniers chiffres hexa permettent de définir plus précisément la zone de couverture (une carte est alors nécessaire...).

Le contenu du bloc B

On trouve dans ce bloc des informations générales et une information permettant de connaître le contenu des 2 derniers blocs. Dans notre exemple F404 0408 E11D 2046, on isole 0408. Pour analyser on décompose 0408 de la gauche vers la droite :

- 0 : indique le GROUPE (il ne faut pas confondre groupe et bloc) et il définit le type d'information dans les blocs C et D.
- Le 4^e bit du 2^e chiffre (4) D₁₁, indique le sous-groupe (A ou B). L'ensemble de ces 5 bits permet de définir 32 groupes de 0A 0B... jusqu'à 15A, 15B. Dans notre exemple, il s'agit du groupe 0A (0 et bit 4 de 4 à 0), ce groupe donne le nom. Tous les contenus des groupes possibles ne sont pas encore attribués. La signification des bits qui suivent dans ce bloc peut varier suivant le groupe, mais pour les groupes implémentés à l'heure actuelle, elle est identique... Nous analyserons les GROUPES 0A/0B donnant le nom et la fréquence, ainsi que le GROUPE 4A qui donne l'heure et la date.

En dehors de ces 2 types de groupe, France INTER émet des groupes de radio-messagerie qui ne seront pas décrits (7A).

Le bit suivant D₁₀, dans le groupe B, indique si le programme est un programme de trafic, TP, FIP étant une station routière, il est à un d'où le 4 dans 0408.

Dans les 5 bits suivants on trouve le type de programme PTY émis. Pour l'instant, il sont à 0, il y a 32

Numéro	Code	Genre de programme	
0	00000	Codification de programme non utilisée ou genre non défini	
1	00001	Informations (INFOS)*	
2	00010	Magazine (MAGAZINE)*	
3	00011	Services (SERVICES)*	
4	00100	Sport (SPORT)*	PAROLE
5	00101	Education (EDUCATIF)*	
6	00110	Dramatique (FICTION)*	
7	00111	Culture (CULTURE)*	
8	01000	Sciences (SCIENCES)*	
9	01001	Divers (DIVERS)*	
10	01010	Musique pop (M POP)*	
11	01011	Musique rock (M ROCK)*	
12	01100	Musique variée (M VARIEE)*	MUSIQUE
13	01101	Musique classique légère (M CL LEG)*	
14	01110	Musique classique sérieuse (M CL SER)*	
15	01111	Autre musique (AUTRE M)*	
16	10000		
...		Non assigné	
30	11110		
31	11111	Alerte	

* Abréviations recommandées sur les affichages à 8 caractères.

Figure 2 : Genres de programmes.

genres classés. La **figure 4** donne la liste de tous les genres possibles. Le reste du contenu du bloc B dépend du groupe.

Le nom et les fréquences alternatives

Ces informations sont contenues dans les blocs 0A et 0B. Le groupe 0A contient dans le bloc C les fréquences alternatives, le groupe 0B contient une copie du code PI (bloc A). Voyons la fin du contenu du bloc B pour ce type de groupe. Le bit le moins significatif du troisième chiffre (0) D₄ indique une annonce de trafic TA. Si TA et TP sont à 1, alors une information routière est en train d'être donnée à l'antenne. Le cas TA = 1 et TP = 0 n'est pas défini (sic) ! Le bit suivant, D₃, correspond à (M/S). S'il est à 1, c'est de la musique. Le troisième bit, D₂, permet de configurer un décodeur (non implémenté). Les 2 derniers bits vont permettre de trouver le nom de la station.

Décodage du NOM de la station

Les lettres qui composent le nom sont codées en ASCII dans le bloc D. Le nom entier a une longueur de 8 caractères. Le bloc D contient 2 caractères, ainsi les trames : F404 0408 E11D 2046 :

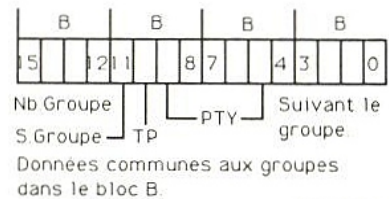


Figure 3.

2046 donne en ASCII <espace>F
F404 0409 E11D 2049 :
2049 donne en ASCII <espace>I
F404 040E E11D 2050 :
2050 donne en ASCII <espace>P
Pour trouver l'ordre d'écriture de ces groupes de 2 caractères, il suffit de décoder les 2 premiers bits du bloc B : D₀, D₁.
08 donne 00 (binaire), il s'agit de la 1^e partie du nom : <espace>F
09 donne 01 (binaire), il s'agit de la 2^e partie : <espace> I
0E donne 10 (binaire), il s'agit de la 3^e partie : <espace> P
Il existe une dernière trame donnant 0B avec 2020, le mot complet est donc :
<>F<>I<>P<><>.

Décodage des fréquences alternatives

Les différentes fréquences alternatives sont indiquées dans le bloc C, les valeurs inférieures à 205 (décimal) donnent la (les) fréquence sur laquelle on peut recevoir la station en France. Ainsi E11D donne :
- E1 (hex) = 225, il ne faut pas en tenir compte,

Pays	Symbole*	Pays	Symbole*
Açores (Portugal)	8	Libye (Jamahiriya arabe libyenne populaire socialiste)	D
République démocratique allemande	1	Liechtenstein	9
Allemagne (République fédérale d')	D	Luxembourg	7
Albanie (République populaire d')	9	Madère (Portugal)	8
Algérie (République algérienne démocratique et populaire)	2	Malte (République de)	C
Andorre	3	Maroc (Royaume du)	1
Autriche	A	Monaco	B
Belgique	6	Norvège	F
Biélorussie (voir URSS)	7	Pays-Bas (Royaume des)	8
Bulgarie (République populaire de)	8	Pologne (République populaire de)	3
Canaries (Espagne)	E	Portugal	8
Chypre (République de)	2	Roumanie (République socialiste de)	E
Danemark	9	Royaume-Uni	C
Egypte (République arabe d')	F	Saint-Marin (République de)	3
Espagne	E	Suède	E
Féroë (Danemark)	9	Suisse (Confédération)	4
Finlande	6	Syrie (République arabe de)	6
France	F	Tchécoslovaquie (république socialiste de)	2
Gibraltar (Royaume-Uni)	A	Tunisie	7
Grèce	1	Turquie	3
Hongrie (République populaire de)	B	Ukraine (voir URSS)	7
Irak (République populaire d')	B	Union des Républiques Socialistes Soviétiques	7
Irlande (République d')	2	Vatican (Cité du)	4
Islande	A	Yougoslavie (République socialiste fédérative de)	6
Israël (Etat d')	4		
Italie	5		
Jordanie (Royaume Hachémite de)	5		
Liban	A		

Figure 4 : Symboles affectés au pays de la zone européenne de radiodiffusion.

- 1D (hex) = 29 décimal, que l'on ajoute à 87,5 : $87.5 + 2.9 = 90.4$ MHz.
Il s'agit de la fréquence de FIP sur PARIS.
A 205 on obtient $87.5 + 20.5 = 108$, c'est la limite de la bande FM.

L'heure et la date

Le groupe est du type A4, il est émis une fois par minute.
Par exemple F203 4001 78EB 5B82 est un groupe 4A.
F203 correspond à France MUSIQUE, 4001 : 4 le groupe, $4 < 8$ donc groupe A, elle ne diffuse pas de message routier.
Pour déterminer l'heure il faut utiliser le bloc D ainsi que le premier bit du groupe C, D₀.
On décompose en binaire B5B82 :
D₀D₁₅ D₀
1011 0101 1011 1000 0010,
puis on garde les 17 premiers bits :
1 0101 1011 1000 0010
enfin on regroupe en 5/6/6 :
10101 101110 000010
10101 correspond à l'heure TU : 21 heures,
101110 correspond aux minutes : 46 minutes, enfin
0 00010 correspond au nombre de demi-heures qu'il faut ajouter/retrancher pour obtenir l'heure locale : soit 1 heure, il est 22

heures 46 minutes, le bit le plus à gauche du nombre donne le type d'opération à effectuer : +/-.
Enfin, le plus difficile la DATE, elle est en notation julienne modifiée.

On utilise les 2 premiers bits du bloc B, tout le contenu du bloc C sauf le LSB.

on a 1 78EB d'où :

D₀ D₁₅ D₀
0001 0111 1000 1110 1011

en supprimant les bits inutiles :

1 0111 1000 1110 1011

le mot complet est :

1011110001110101 ou

1011 1100 0111 0101

en convertissant en décimal :

$(11 \times 16 + 12) \times 256 + 7 \times$

$16 + 5 = 48\ 245 = \text{MJD}$

Pour trouver Y, M, D à partir de

MJD :

Yb =

* $\text{int} \{ (\text{MJD} - 15\ 078,2) / 365,25 \}$,

Yb = 90,

Mb =

$\text{int} \{ (\text{MJD} - 14\ 956,1 - \text{int} (Yb \times$

$365,25) \} / 30,6001 \}$, Mb = 13,

Si Mb = 14 ou 15, K = 1 sinon

K = 0

Y = Yb + K dans notre cas K = 0

d'où Y = 90,

M = Mb - 1 - K x 12 d'où M =

12

Pour D il faut calculer :

D = $\text{MJD} - 14\ 956 - \text{int} (Yb \times$

$365,25) - \text{int} (Mb \times 30,6001)$,

D = 20,

Pour connaître le jour de la semaine on fait :

$\text{WD} = [(\text{MJD} + 2) \bmod 7] + 1$

4 = jeudi (lundi = 1).

On a trouvé que 48 245 correspond au 20 décembre 1990, c'est un jeudi.

Comme on peut le remarquer, implémenter tout ceci dans un monochip est plutôt compliqué, par contre il est tout à fait possible de trouver cette date en utilisant un ordinateur.

Cette dernière partie clot le sujet. Il n'y a pas à ce jour d'autre information publique d'implémentée, ceux qui désirent tout savoir peuvent obtenir la norme complète, moyennant finance, auprès de l'UIT**.

Les formules de date sont valables du 1^{er} mars 1900 au 28 février 2100, après il faudra modifier le programme...

X. FENARD

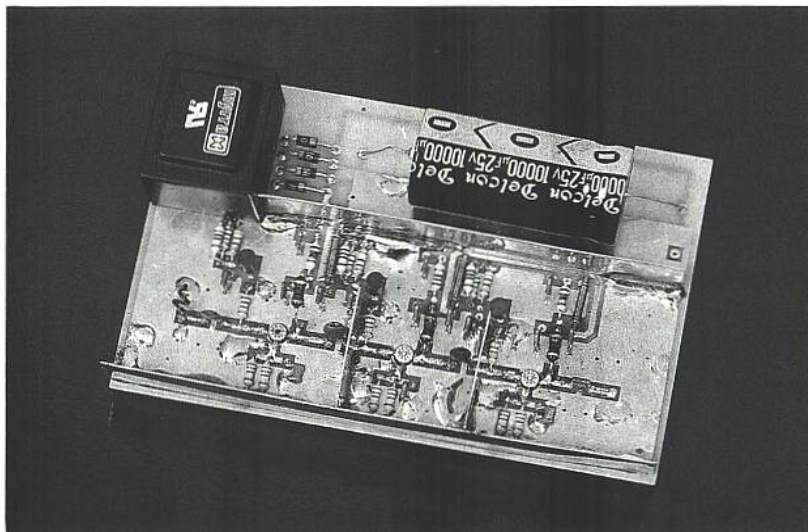
* Partie entière.

** Union Internationale des Télécommunications.



Amplificateur VHF/UHF large bandes

Après des réalisations assez conséquentes comme les cartes de numérisation vidéo ou le banc de titrage vidéo, nous allons prendre un peu de repos et vous proposer une application beaucoup plus simple, bon marché, mais néanmoins très utile en vidéo : un amplificateur VHF/UHF large bande et grand gain.



En principe, le téléspectateur potentiel n'a aucun besoin d'un préamplificateur. Les constructeurs de TV ont normalement tout prévu et le téléspectateur, après avoir raccordé son récepteur à une antenne ad-hoc, jouit des émissions que l'on a bien voulu lui envoyer.

Ceci est vrai en réception individuelle ou en réception collective dans les réseaux collectifs de taille moyenne.

Sachez en outre qu'il existe une norme française enregistrée relative aux « antennes individuelles ou collectives de radiodiffusion sonore ou visuelle » NFC 90-120. Des règles énoncées dans cette norme, nous tirons quelques chiffres intéressants.

En bandes I et II, le niveau doit être supérieur à 57,5 dB μ V, supérieur à 60 dB μ V en bande III et 63 dB μ V en bande IV. Le niveau maximum ne doit pas dépasser 77 dB μ V.

Rappel sur les unités

Les antennistes ont l'habitude d'utiliser comme unité de base le dB μ V. Ce qui signifie que le niveau de référence 0 est obtenu avec 1 μ V sur une charge de 75 ohms. Dans ces conditions, les valeurs couramment rencontrées varient dans une plage de quelques dizaines de dB μ V jusqu'à environ une centaine de dB μ V.

Les électroniciens purs et durs n'ont que peu l'habitude de cette unité assez peu pratique, leurs appareils de mesure ont d'ailleurs des impédances de sortie et d'entrée égales à 50 ohms.

Ils préfèrent donc une unité relative à cette impédance, le dBm. Dans ce cas le niveau de référence est obtenu avec une puissance de 1 mW sur une charge de 50 ohms.

En réception les unités rencontrées seront donc toujours négatives, inférieures à -100 dBm jusqu'à quelques dBm.

Sans entrer dans le détail des calculs, on se rappellera que l'on peut passer des dBm aux dB μ V en effectuant l'opération suivante :

$$N \text{ (dBm)} = N \text{ (dB } \mu\text{V)} - 107.$$

Ce qui signifie que 0 dBm = 107 dB μ V, ou qu'un niveau de 1 μ V vaut -107 dBm.

En réception nous sommes donc censés récupérer un certain niveau de sortie, en moyenne 60 dB μ V. Ce niveau de signal n'est pas défini au hasard. C'est le niveau requis pour avoir une qualité d'image acceptable.

Nous ne nous étendons pas sur le terme image de qualité acceptable qui nous permettrait pourtant de larges digressions. Contentons-nous d'un rapport signal sur bruit compris entre 40 et 50 dB.

Dans la pratique, que se passe-t-il ? Nous arrivons au cœur du problème.

Dans la pratique le niveau minimum requis dans les différentes bandes n'est pas toujours atteint, et ceci pour de multiples raisons.

On devine déjà la caisse de courrier d'injures de tous les antennistes de France. Nous allons donc séparer les variables.

Les niveaux minima peuvent ne pas être atteints pour au moins deux raisons.

Mauvaise utilisation par l'utilisateur

Le niveau minimum requis est mesuré à l'arrivée sur une charge de 75 ohms. Il est tout à fait normal que ce niveau varie en fonction de l'installation et du point de mesure.

Il n'y a aucune raison pour que votre récepteur soit situé à proximité immédiate de la prise d'arrivée, surtout si celle-ci se situe dans une colonne montante dans la cuisine ou dans votre garage.

Il faudra donc prévoir un câble coaxial de quelques mètres ou dizaines de mètres jusqu'au récepteur final.

La qualité du câble, des prises et fiches est importante et quelques dB seront inévitablement perdus. Sur le trajet du câble les multiples coudes à 90 degrés sont peu recommandés. Pour le contour des portes il faut penser à autre chose.

Finalement le câble est censé se terminer par une impédance de 75 ohms, ce qui n'est pas toujours le cas.

Avis aux possesseurs de deux récepteurs et magnétoscopes, ces trois appareils ne doivent pas être reliés entre eux par un jeu de T, mais par des diviseurs de puissance de façon à rester adaptés sur 75 ohms.

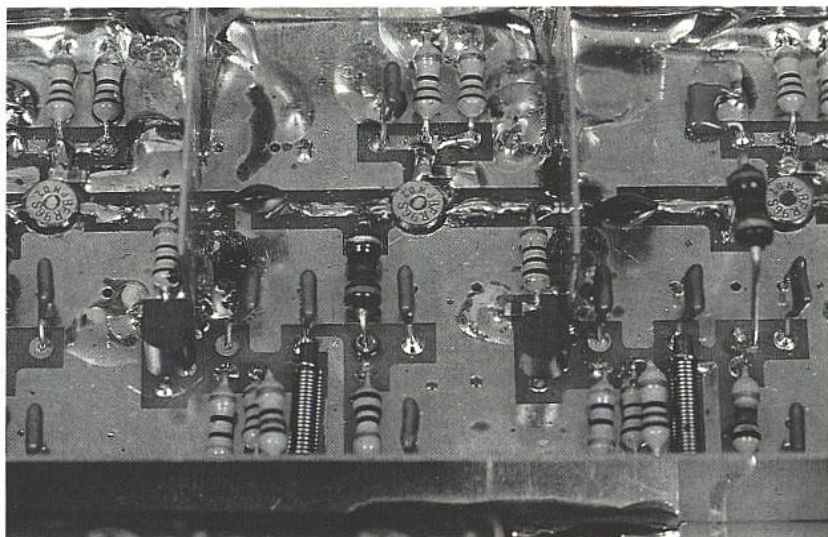
Ces diviseurs sont autant de raisons supplémentaires pour la diminution des niveaux reçus.

Défauts dus aux réseaux

Le niveau reçu est quelquefois inférieur au niveau minimum requis et seul le réseau ou l'équipement de tête de réseau en est la cause.

Les explications sont en général assez variées : mauvaise installation, matériel de basse qualité ou tout simplement vieillissement de l'installation.

En outre, certaines installations, à l'origine prévues pour trois ou



quatre canaux véhiculent couramment les six programmes français et aucune remise à niveau ou changement des amplificateurs de distribution n'a été effectuée.

Ce long préambule est fini et il est alors facile de connaître la destination finale d'un amplificateur VHF/UHF. Celui-ci sera utilisé dès que le niveau est trop faible pour les téléviseurs mais lorsque le signal existe... évidemment. Il s'agit d'un amplificateur de non d'un générateur de signal.

Un tel ampli trouve une justification immédiate si vous jugez utile de distribuer le signal à un nombre important de récepteurs ou si votre réseau, initialement prévu pour six canaux, a vu sa capacité augmenter avec quatre ou six canaux supplémentaires, Astra par exemple.

CARACTÉRISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR

Caractéristique essentielle, le module doit être amplificateur. Il n'y a vraiment pas de quoi rire. Si l'on en juge par les équipements grand public disponibles dans certains grandes surfaces, cette caractéristique ne devrait pas sembler évidente car on constate que certains modules sont à la fois amplificateurs et oscillateurs.

De quoi vous plaignez-vous pourrait-on dire, vous achetez deux fonctions pour le prix d'une.

Trêve de plaisanterie, ce que l'on cherche, c'est une amélioration de la qualité de l'image.

L'amplificateur devra donc être particulièrement linéaire et ceci sur une très large plage de niveau.

L'idéal serait d'associer à ces caractéristiques un faible facteur de bruit mais ceci est grandement incompatible avec une bonne protection IM3 et un haut point de compression à 1 dB (P1 dB).

Nous mettrons donc ces deux premières caractéristiques en tête de notre cahier des charges. Passons donc directement au schéma de principe qui après quelques explications vous semblera limpide.

SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de l'amplificateur est représenté au schéma de la **figure 1**.

L'amplificateur est constitué par la mise en cascade des trois étages à transistors, identiques.

Chacun des trois étages fait intervenir un BFR 96, Siemens par exemple. Pour ce transistor le courant collecteur maximal vaut 90 mA. Cette caractéristique assure un haut point de compression mais le facteur de bruit est voisin de 5 dB.

Le circuit de polarisation en continu est classique pour ce genre d'application. Le transistor amplificateur BFR 96 est monté en émetteur commun et la base est polarisé en courant.

Dans notre cas le courant collecteur est élevé : environ 60 mA. Pour éviter toute destruction par dissipation de puissance excessive, le circuit de polarisation doit être stabilisé.

Pour ceci on fait appel à un transistor PNP supplémentaire. Si le courant collecteur augmente, la tension V_{BE} du transistor PNP diminue, le courant de base et le courant collecteur BFR 96 diminuent dans le même rapport. Ceci assure bien une contre-réaction.

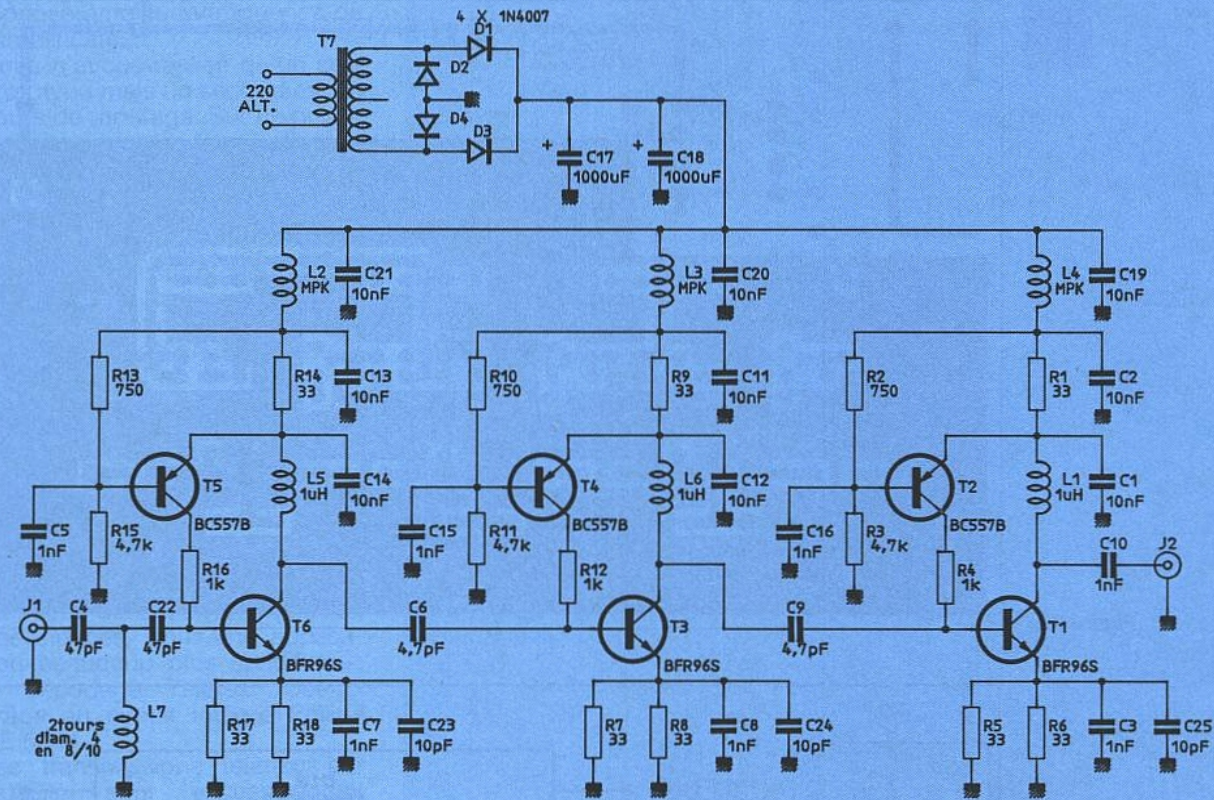


Figure 1

Le transistor PNP n'a évidemment aucun rôle dans l'amplification UHF.

Cette stabilisation du point de fonctionnement est intéressante car elle permet d'éliminer les régulateurs basse tension.

Les trois étages sont stables mais quelques précautions élémentaires doivent être prises pour leur mise en cascade. On remarque un filtre d'entrée passe-haut diminuant les fréquences les plus basses ne

concernant pas la transmission d'émission de télévision. On remarquera aussi qu'il n'a pas été nécessaire de contre-réactionner en alternatif chacun des étages.

RÉALISATION PRATIQUE

L'amplificateur et son alimentation sont regroupés sur un circuit imprimé double face d'assez faibles dimensions, 132 x 83 mm. Le tracé des pistes côté composants est représenté à la **figure 2**,

re 2, côté cuivre à la **figure 3** et l'implantation correspondante à la **figure 4**.

L'utilisation du circuit double face est impérative et le plan de masse côté cuivre devra communiquer avec le même plan côté composants en de nombreux points. Il ne faut pas hésiter à multiplier le nombre de traversées.

On apportera un soin tout particulier au blindage entre étages ; entre le premier et le second étage puis entre le second et le

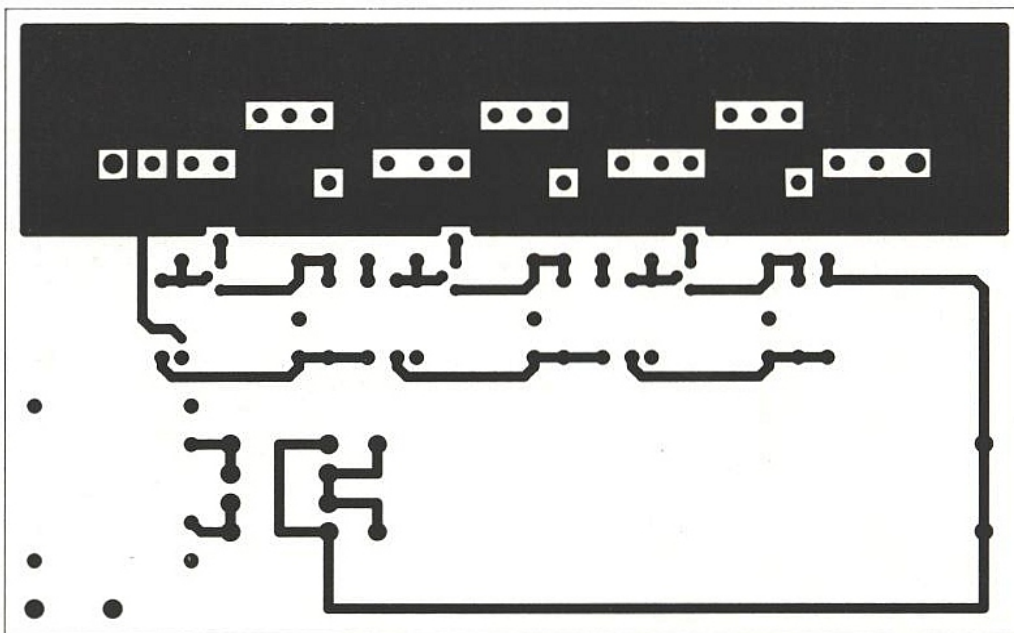


Figure 2

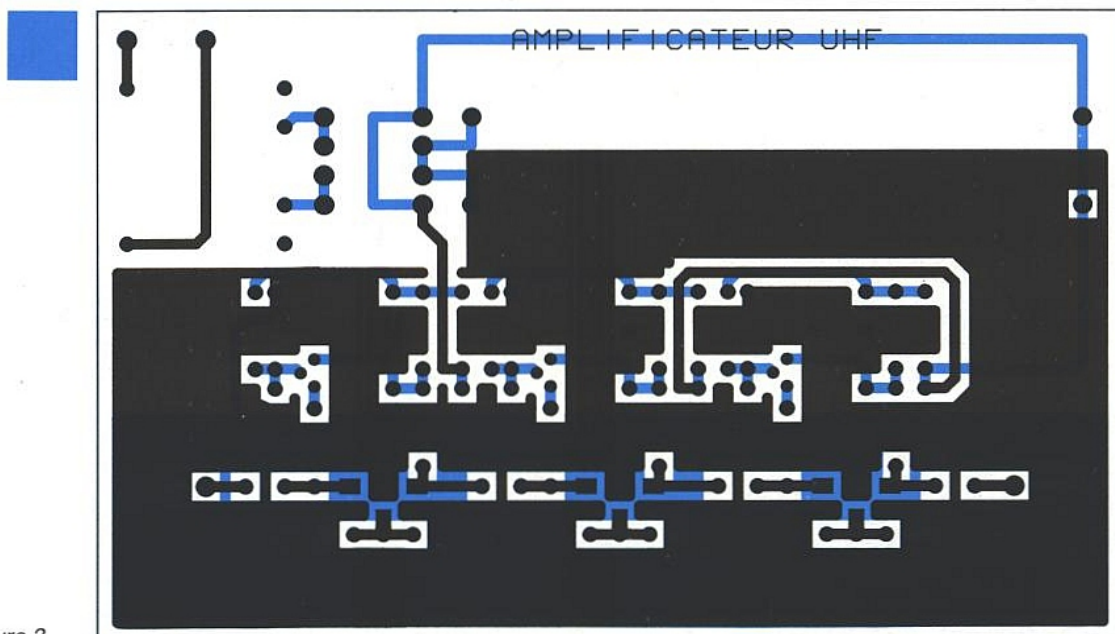


Figure 3

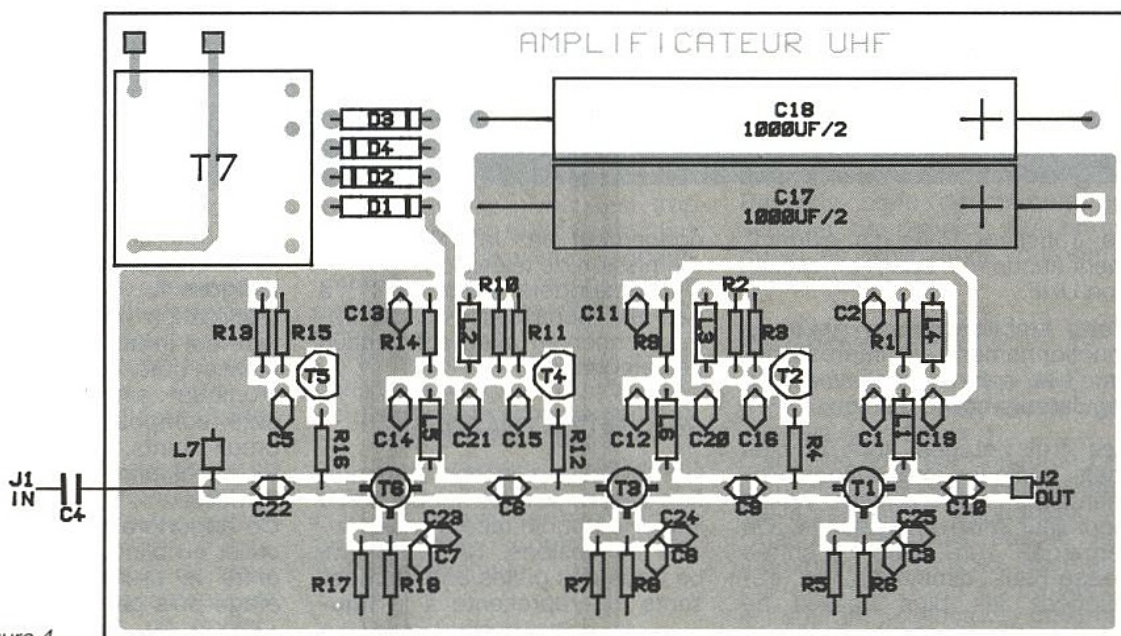


Figure 4

troisième étage.

Si cette consigne n'est pas respectée on sera vraisemblablement dans la catégorie des amplificateurs-oscillateurs cités précédemment.

Pour les blindages nous vous conseillons des bandes de tôle d'acier étamé de 5/10^e d'épaisseur que vous pourrez approvisionner chez Weber métaux, Paris.

Ces bandes peuvent être facilement découpées avec une paire de ciseaux d'électricien.

Pour les découplages, on prendra un maximum de précautions, condensateurs CMS soudés au plus court.

Excepté ces quelques remarques, l'équipement de la carte est simple et rapide.

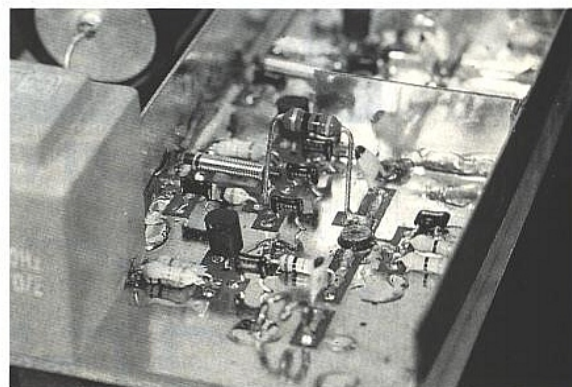
Mise sous tension

Pour la première mise sous tension il est préférable de ne pas implanter les condensateurs de liaison inter-étages.

La première opération consiste à vérifier la polarisation des trois étages amplificateurs à BFR 96.

Aux bornes des résistances d'émetteur la tension doit être voisine de 0,9 V. Une tension supérieure, de l'ordre de 2 à 3 volts est symptomatique de l'étage oscillant, revoir les blindages.

Si les blindages, les fiches d'entrée et de sortie sont en place, il ne doit pas y avoir de problèmes et si vous disposez de l'équipement approprié il ne vous reste qu'à relever la courbe de



réponse amplitude/fréquence de l'amplificateur.

Nous n'avons réalisé qu'un seul prototype mais un second est en cours de montage. Sur ce prototype nous obtenons d'assez bons résultats : le gain est voisin de 40 dB à 200 MHz et 20 dB à 1 GHz.

Ces caractéristiques sont assez satisfaisantes surtout en regard du faible coût de l'ensemble.

Pour la réception de Canal Plus en bande III, ce préamplificateur est idéal même et surtout en dehors de nos frontières.

Pour cette réalisation, l'approvisionnement des composants ne devrait pas poser de problèmes car il y a fort peu de composants spécifiques.

Nous nous retrouverons dans le prochain numéro, sauf si notre fabricant de circuit imprimé fait des siennes, pour une application beaucoup plus spécifique : le décodage Teletext Ceefax grâce au circuit intégré Philips NE 5244.

Les transmissions teletext par satellite sont excessivement riches, il vous reste un mois pour vous équiper d'une antenne de réception individuelle, top chrono !

François de Dieuleveult

Nomenclature

Résistances

R₁ : 33 Ω
R₂ : 750 Ω
R₃ : 4,7 kΩ
R₄ : 1 kΩ
R₅ : 33 Ω
R₆ : 33 Ω
R₇ : 33 Ω
R₈ : 33 Ω
R₉ : 33 Ω
R₁₀ : 750 kΩ
R₁₁ : 4,7 kΩ
R₁₂ : 1 kΩ
R₁₃ : 750 Ω
R₁₄ : 33 Ω
R₁₅ : 4,7 kΩ
R₁₆ : 1 kΩ
R₁₇ : 33 Ω
R₁₈ : 33 Ω

Condensateurs

C₁ : 10 nF
C₂ : 10 nF
C₃ : 1 nF
C₄ : 47 pF
C₅ : 1 nF
C₆ : 4,7 pF
C₇ : 1 nF
C₈ : 1 nF
C₉ : 4,7 pF
C₁₀ : 1 nF
C₁₁ : 10 nF
C₁₂ : 10 nF
C₁₃ : 10 nF
C₁₄ : 10 nF
C₁₅ : 1 nF
C₁₆ : 1 nF
C₁₇ : 1 000 μF
C₁₈ : 1 000 μF
C₁₉ : 10 nF
C₂₀ : 10 nF
C₂₁ : 10 nF
C₂₂ : 47 pF
C₂₃ : 10 pF
C₂₄ : 10 pF
C₂₅ : 10 pF

Semiconducteurs

D₁ à D₄ : 1N 4002
T₁, T₃, T₆ : BFR 96 Siemens (Erel)
T₂, T₄, T₅ : BC 557 B

Divers

Transformateur surmoulé pour CI
12 V/2,5 VA
L₁, L₅, L₆ : 1 μH
L₂, L₃, L₄ : MPK (CAPELEC par exemple)

SPECIAL ELECTRONIQUE

RETEX

présente ses séries de coffrets vedettes

ABOX

ELBOX

SOLBOX

POLIBOX

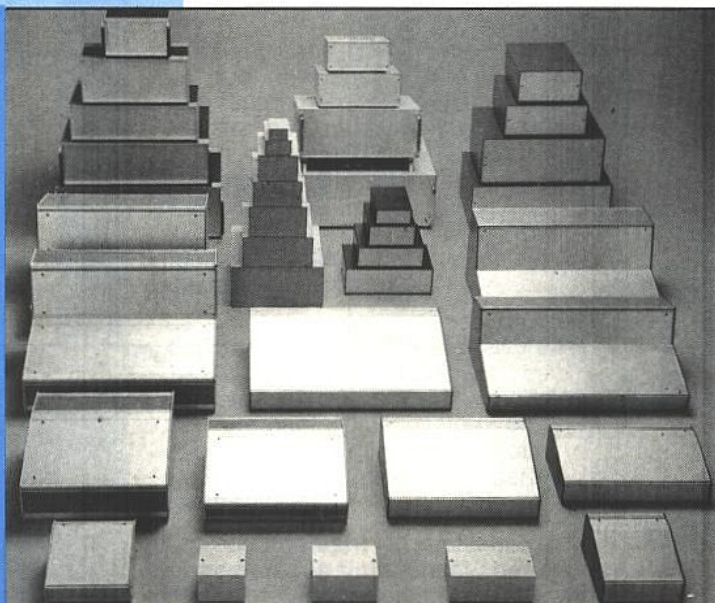
GIBOX

MINIBOX

OCTOBOX

DATABOX

KEYBOX



Pour l'électronique,

le coffret c'est RETEX

métalliques

Catalogue sur demande

DEPELEC

LE DEPOT ELECTRONIQUE

agent général France

BP 5 - 84470 CHATEAUNEUF-DE-GADAGNE

Télex : 431 614 F - Tél. : 90 22 22 40

Veuillez me faire parvenir votre documentation

ERP 03/91

Nom

Prénom

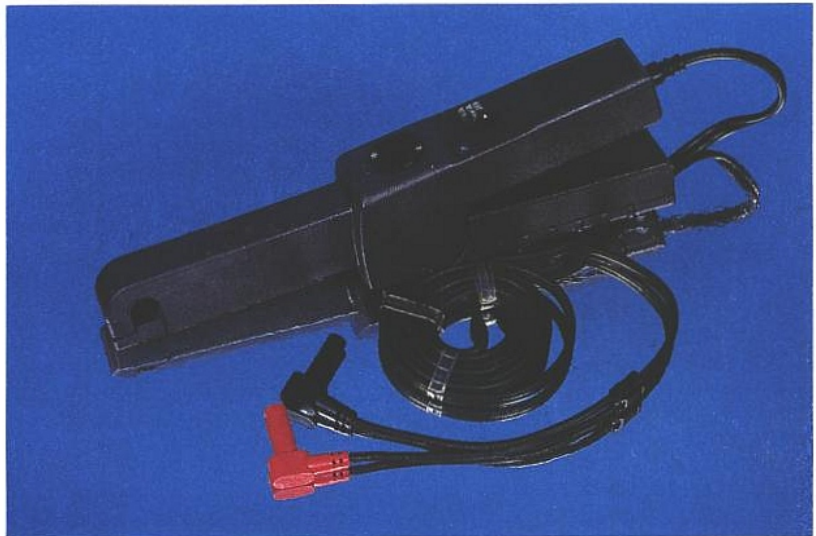
Adresse

Ville

Code postal

La pince ampèremétrique E1 Chauvin Arnoux

Parmi la très grande gamme d'appareils proposée par Chauvin Arnoux en instrumentation, mesure et test, les accessoires conçus pour étendre les possibilités des multimètres ont toujours pris une grande place. Cette société est une des seules à proposer des adaptateurs luxmètre / luminance-mètre, teslamètre, fréquencemètre, capacimètre, divers thermomètres avec un vaste choix de sondes, ponts d'impédance et enfin pinces ampèremétriques pour répondre aux besoins les plus divers. Le terme multimètre prend alors vraiment toute sa dimension. La nouvelle pince E1 complète cette gamme déjà très diversifiée en autorisant l'appréciation rapide des faibles courants.



Jusqu'à présent le domaine d'exploitation des pinces était limité aux courants forts en électricité ou électrotechnique et ces instruments ne présentaient guère d'intérêt en électronique.

Pourtant nous savons bien qu'il est fort utile de pouvoir vérifier très rapidement, sans manipulation sur les connexions, l'alimentation d'une carte en cours de contrôle : toute consommation anormale, soit trop forte soit trop faible, étant significative d'un défaut qu'il faudra juguler avant de procéder à d'autres tests.

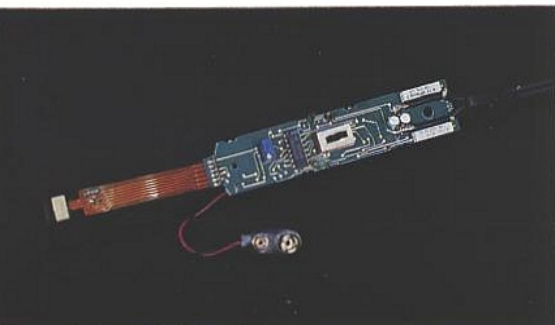
La pince E1 avec sa résolution de 1 mA (AC et DC) sur le calibre 1 V/A permettra aisément ce genre de contrôle sur des circuits consommant plus d'une cinquantaine de mA, autant dire quasiment n'importe quelle carte électronique.

Le raccordement au multimètre s'effectue très simplement : deux cordons haute sécurité munis d'une fiche mâle viendront s'insérer dans les douilles commun et V d'un appareil 2000 points minimum - le multimètre de monsieur tout le monde. Il faut s'assurer que le multimètre présente

une impédance d'entrée (en DC et AC) supérieure à 10 k Ω , ce qui est toujours le cas sur les 2000 points actuels quelle que soit leur provenance.

La mise en œuvre de la pince est tout aussi simple : un commutateur sélectionne le calibre 1 V/A ou 1 mV/A tout en mettant la pince sous tension (elle est alimentée par une pile 9 V alcaline). Une molette sert au réglage du zéro - multimètre placé sur une position offrant 1 mV de résolution, soit calibre 2 V sur un 2000 points - qui est indispensable particulièrement pour les faibles intensités continues. Il suffit alors d'insérer le conducteur à contrôler entre les mâchoires en tenant compte de la polarité, le sens positif du courant étant indiqué sur la pince, pôle + du générateur vers le pôle moins. C'est tout !

Le **tableau 1** résume les caractéristiques du modèle E1 tout en précisant ses limites d'utilisation. Comme pour toute pince mettant en œuvre l'effet Hall, il est bon de respecter certaines règles que nous allons revoir maintenant en commençant par un rappel succinct.



Le capteur est relié au circuit imprimé par une liaison en circuit souple.

Principe de fonctionnement

Rappelons que l'effet Hall mis en évidence il y a 110 ans environ par E. H. Hall, consiste en l'apparition d'une ddp dans la section d'un conducteur traversé par un courant et soumis à un champ magnétique. Les mêmes propriétés s'appliquent aux semi-conducteurs et lorsqu'une plaque de matériau semi-conducteur est traversée par un courant, on constate l'apparition d'une ddp transversale en présence d'un champ magnétique (figure 1).

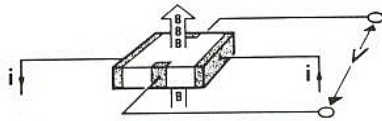


Figure 1 : Illustration de l'effet Hall sur une plaque de semi-conducteur.

On sait qu'un courant d'intensité I parcourant un conducteur induit à une distance d un champ magnétique B , tel que :

$$|B| = \mu I / 2 \pi d$$

Comme le montre la figure 2, un capteur correctement disposé, pour autant que l'intensité i le traversant soit constante développera une différence de potentiel v proportionnelle à B dans sa zone de fonctionnement linéaire et par conséquent cette tension sera aussi proportionnelle à l'intensité I du conducteur qui crée le champ magnétique.

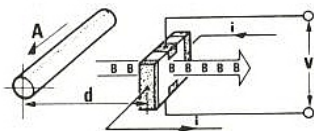


Figure 2 : Mise en application de l'effet Hall à la mesure du courant dans un conducteur.



Une pince comme le modèle E1 rendra les plus grands services en électricité automobile.

CALIBRE	1 V/A	1 mV/A	
Domaine de fonctionnement (1)	0 - 2 A AC-DC	0 - 200 A AC-DC	
Domaine de mesure	0 - 2 A DC 0 - 1,5 A AC	0 - 100 A AC-DC	100 - 150 A DC 100 - 120 A AC
Erreur intrinsèque (2) L : valeur lue	2 % L + 20 mA	1,5 % L + 30 mA	3 % L
Déphasage (DC - 65 Hz)	3°	1°	

(1) La valeur maximale admissible n'est limitée que par la section du conducteur primaire. Il se produit sur la pince une saturation du noyau magnétique non dangereuse. Une rémanence importante peut subsister qui peut être éliminée en démagnétisant la pince.

(2) Hors hystérésis en DC. (Vérifier le zéro, mâchoires hors du conducteur). L'erreur intrinsèque s'exprime : + / - (% L + Décalage).

Tableau 1.

Dans la pratique et de façon à prendre en compte la totalité du champ, on utilise un circuit magnétique annulaire, un tore de ferrite par exemple, se refermant sur le capteur (figure 3). Il ne suffit plus alors qu'à traiter la tension de Hall, c'est-à-dire l'amplifier et la présenter au voltmètre d'affichage sous faible impédance.

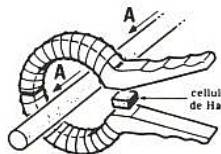


Figure 3 : Principe de montage utilisé dans les pinces ampèremétriques.

Il est possible lorsque l'on désire apprécier de faibles intensités, à la limite de la résolution de la pince de faire passer le conducteur plusieurs fois dans le circuit magnétique de la pince, l'intensité réelle est alors l'intensité lue divisée par le nombre de tours (figure 4). Dans ces conditions il est souhaitable de procéder à un bon réglage du zéro, et d'annihiler toute rémanence dans la pince, soit à l'aide d'un démagnétiseur, soit en la retournant plusieurs fois tout en ajustant le zéro.

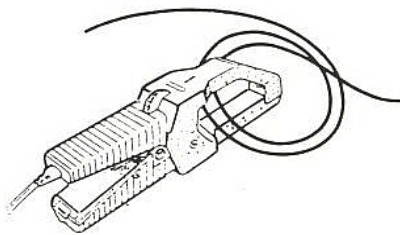
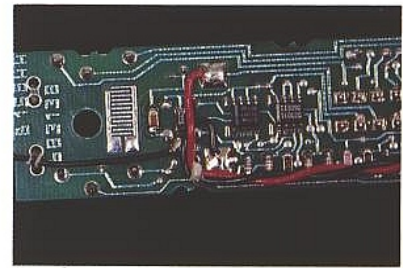


Figure 4 : Il est possible de faire passer plusieurs fois le conducteur entre les mâchoires pour augmenter l'intensité apparente.



L'autre face du circuit imprimé exclusivement implantée en CMS.

Utilisation

Avec une pince de forte sensibilité, le réglage du zéro est primordial. En effet, toute mesure sur un courant continu peut provoquer une rémanence dans le circuit magnétique.

Lors de nouvelles mesures, cela peut créer un offset venant s'ajouter ou se retrancher à la valeur réelle de la tension image du courant à mesurer ; d'où la nécessité de compenser cet offset en envoyant dans le circuit amplificateur de sortie une tension opposée, de façon à afficher 0 en l'absence de courant ou absence supposée de champ.

Cela permet en outre d'annihiler toute composante résiduelle de champ perturbateur lors de l'appréciation de courants très faibles. Ce réglage est beaucoup moins important pour des mesures sur des courants alternatifs de forte valeur. D'une part parce que si le courant est purement sinusoïdal il n'y aura pas de rémanence et d'autre part parce que l'ordre de grandeur de l'offset est faible devant la valeur réelle : en position 1 mV/A, on est quasi certain que l'offset sera inférieur à la résolution.

Avec le modèle E1 il est tout à fait possible d'effectuer simplement des mesures différentielles (figure 5). Il suffit d'enserrer les deux conducteurs ("départ" et "retour") de liaison entre une source et un récepteur (au sens le plus large).

Normalement dans ces conditions, la somme algébrique des courants est nulle. En présence d'un déséquilibre, fuite à la terre par exemple, le courant de "défaut" est affiché. Si cette méthode est essentielle en électrotechnique, elle peut s'avérer

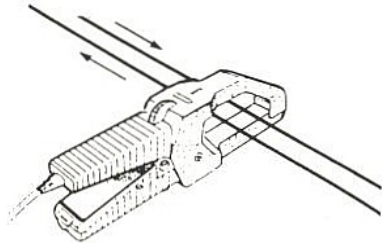
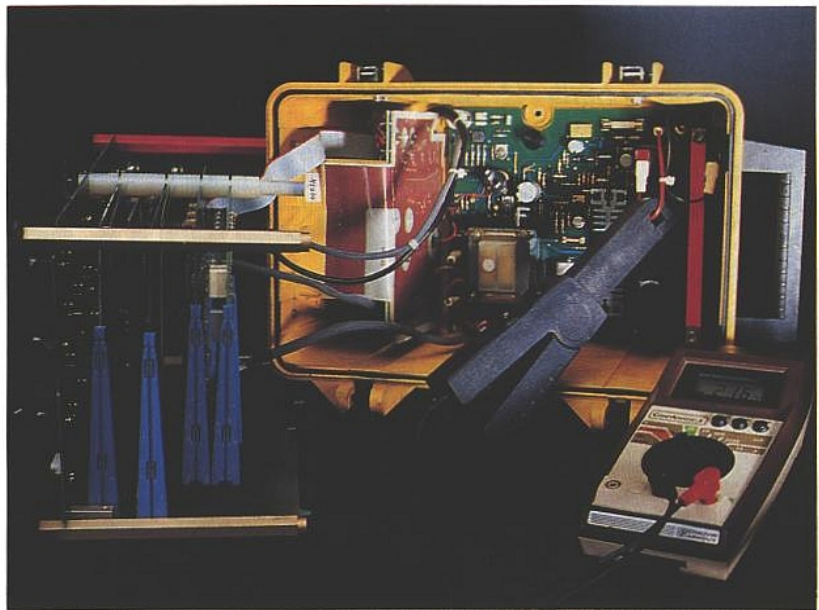


Figure 5 : Il est possible de mesurer très simplement une intensité différentielle avec une pince.

très instructive en électronique, bien sûr l'ordre de grandeur des courants est plus faible et impose l'emploi de pinces de forte sensibilité. Le modèle E₁ avec une résolution de 1 mA au delà de 5 mA autorise des applications inenvisageables avec les pinces courantes.



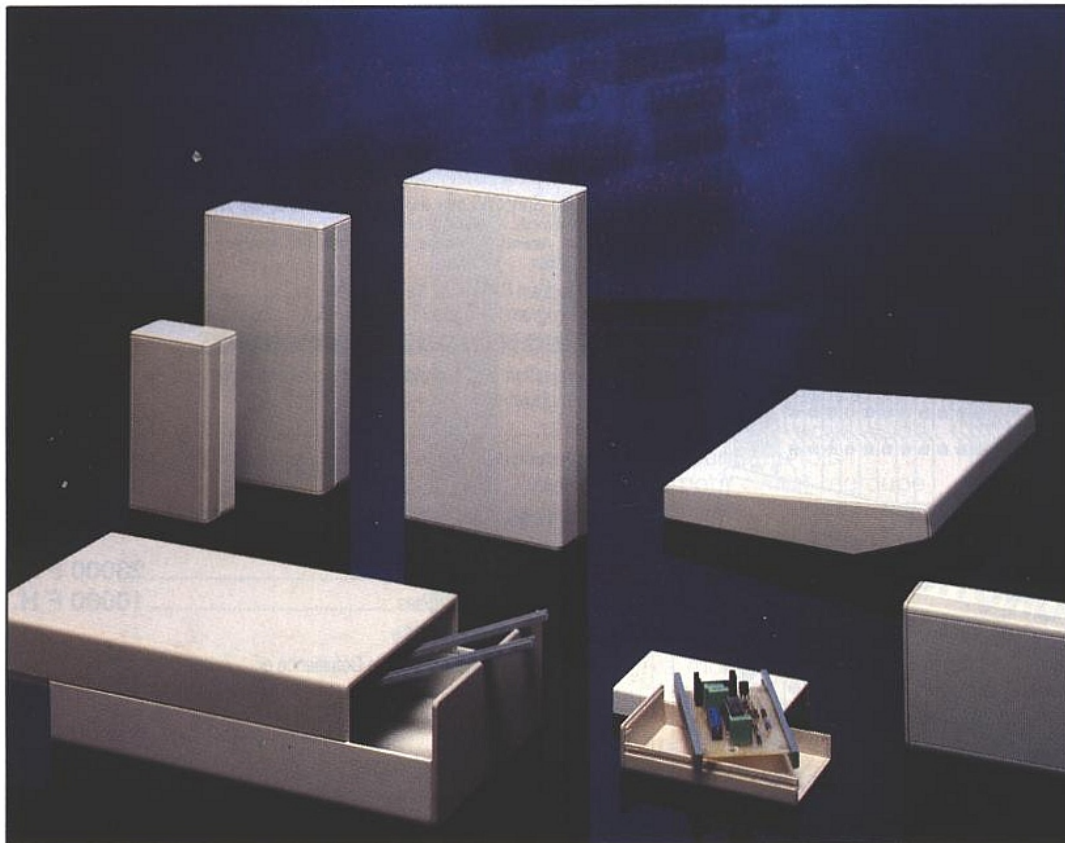
Contrôle d'alimentation sur un ensemble électronique.

Conclusion

Généralement les pinces ampèremétriques sont réservées au domaine des courants forts en électricité ou en électrotechnique. De par sa grande sensibilité, son faible poids et son faible encombrement, le modèle E₁ de Chauvin Arnoux étend leur

domaine d'application aux contrôles rapides en électronique.

Sa facilité d'emploi, son coût raisonnable (1290 F HT) et son apparente robustesse la destine aussi bien à la maintenance sur site, son application première, qu'au labo pour des tests rapides.



SERIE DB DPC

DESIGN PLASTIQUE

- SUPPORTS CIRCUIT IMPRIME AMOVIBLES
- SANS VIS
- FERMETURE PAR CLIPS SECURITE
- FORMAT EUROPE
- 4 PARTIES DEMONTABLES

DB1 : 25 x 53 x 103
DB2 : 25 x 63 x 125
DB3 : 30 x 83 x 163
DB4 : 30 x 103 x 203

DB5 : 50 x 103 x 203
DB6 : 17 x 38 x 83
PUPITRES :
DPC 1 : 17/25 x 103 x 163
DPC 2 : 17/25 x 203 x 163



DEPARTEMENT : PRODUITS STANDARDS
LA TOLERIE PLASTIQUE
Z.I ROUTE D'ETRETAT
76930 OCTEVILLE/MER - Tél. : 35.44.92.92

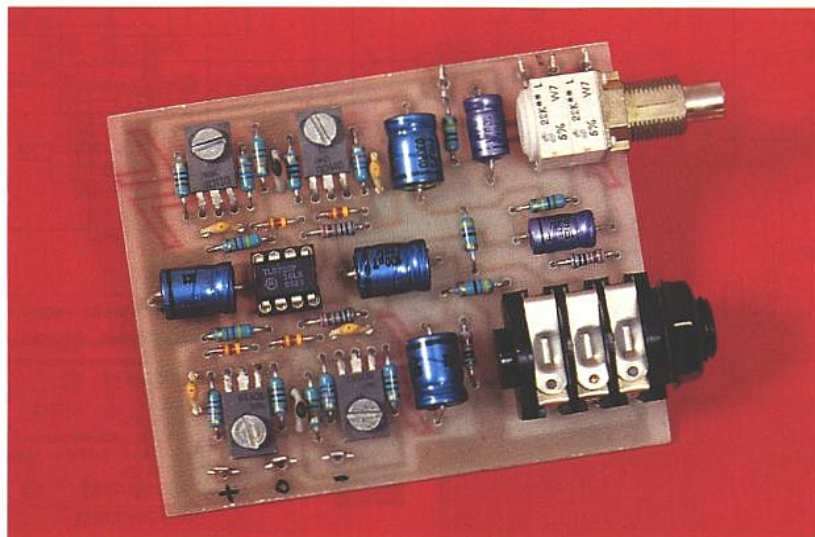
Sept modules utiles pour la sono et le mini-studio

Les modules proposés dans ces pages n'ont aucunement la prétention d'entrer dans l'histoire par la porte high-tech ! Par contre ils risquent de rendre d'immenses services à tous ceux qui ont des idées de structures personnalisées, mais bien peu de temps pour les mettre en forme.

Aux demandes fréquentes, l'auteur ne savait que répondre "j'en ai déjà parlé, il suffit d'adapter la carte du numéro, etc."

A force de dire ces mêmes phrases environ trois fois par semaine, il a semblé évident qu'une petite mise au point rendrait service à un bon nombre de lecteurs qui nous gratifient de leur fidélité.

Voici donc sept petites cartes très utiles, et le mois prochain nous en ajouterons cinq autres, dont une qui devrait rendre de fiers services en studio de radio-diffusion ou en discothèque.



La totalité des cartes proposées devait répondre à trois conditions :

1) Ne pas nécessiter d'appareillage de mesure autre qu'un multimètre ordinaire.

2) Permettre le montage de potentiomètres à piste cermet ou carbone, et offrir le maximum de points d'accès utiles aux assemblages les plus astucieux.

3) Être conçus de telle sorte qu'ils puissent se monter sans problème dans un rack 19 pouces 2U. A titre d'exemple, on pourra placer 16 VU-mètres dans un rack, sans mécanique délicate et surtout en conservant un accès aisé pour la maintenance.

Voici donc ce que nous vous proposons pour cette fois :

1 - VP. Ce petit circuit regroupe un potentiomètre de panoramique, un de volume, et offre deux départs : pré et post-fader.

2 - EFP. Là, on trouvera les départs bus pour un retour, un écho et une clé PFL.

NOTA ; Les modules 1 et 2 sont totalement "passifs".

3 - MEL. Cette carte autorise le mélange pour servir deux bus mono et présente donc deux volumes distincts. On pourra l'utiliser par exemple pour les départs FB, ECHO ou PFL.

5 - HD. Voilà une carte particulièrement demandée : Un ampli pour casque stéréo, avec jack sur Cl et potentiomètre de volume.

6 - VU. Un petit vu-mètre à 10 leds, facile à construire, et qui présente surtout la particularité de se placer aisément dans un rack 2U ESM, sans vis apparente.

7 - ALIM 15-12. Une carte alim. +/- 15 V stabilisés pour fournir l'énergie utile aux cartes actives, et prévue également pour un + 12 V non stabilisé (en option).

Afin d'éviter toute confusion dans les nomenclatures, chaque schéma sera accompagné de la liste des composants qui lui correspond.

Le faible coût de chacune de ces cartes et le tracé volontairement clair des implantations devraient satisfaire bon nombre de combinaisons utiles en studio (pas forcément mini d'ailleurs), en radio ou plus simplement pour des montages à usage personnel (cinéma, diapo, vidéo, etc.).

Leur intérêt majeur est d'offrir une solution pratique à des fonctions simples, laissant chacun libre de les combiner à sa guise.

Si on regarde bien, on peut faire mille choses intéressantes déjà avec ces premières cartes. Le mois prochain nous compléterons la collection et donnerons quelques idées. Dernière précision avant d'entrer dans le vif du sujet : nous n'avons pas prévu d'entrées MICRO ni de sorties LIGNE symétriques, pour la bonne et simple raison que ces

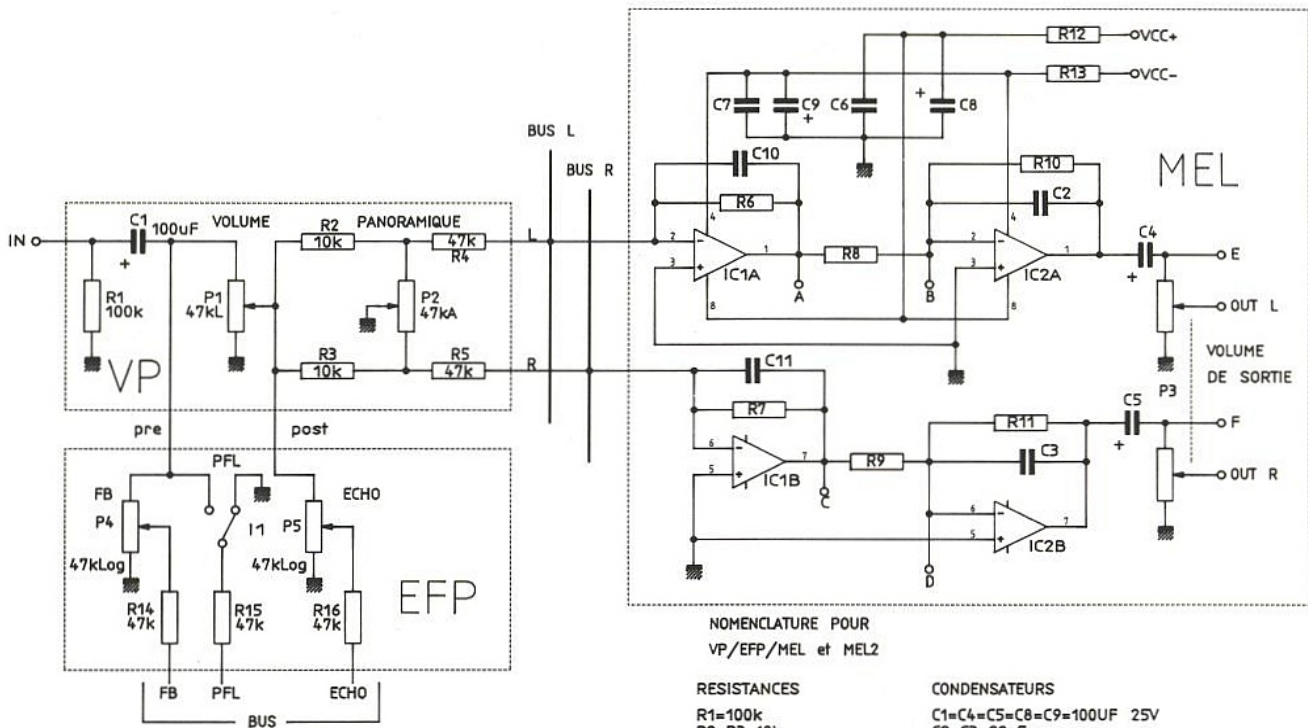


Figure 1

thèmes ont été abordés dans le numéro 516, page 64 à 72. Comme c'est un numéro assez récent, pensez à vous le procurer avant qu'il ne soit plus disponible...

VP, EFP ET MEL(s)

Ces abréviations bizarres sont pourtant claires quand on connaît la solution : Volume - Panoramique, Echo - Fb, Pfl, et Mélanges. Avec ces quatre modules, on constitue une table de mixage presque complète, pourvu que l'on traite des signaux à haut niveau. La figure 1 présente trois modules en action. Il faudra noter que la nomenclature est prévue pour tous ces modules, et que si on ne construit par exemple que MEL, il ne faudra pas chercher R1 : la première résistance étant R6.

Voici ce qui est prévu : le signal d'entrée arrive sur C1. A la sortie de ce dernier, deux directions sont offertes sur VP : vers le potentiomètre de volume et vers les écoutes pré-fader. Suivons le signal PRE sur EFP. Là encore deux directions : soit P4 qui correspond au volume FB (avec R14 pour filer vers un bus), soit une position de I1, qui commande ou

non l'envoi vers un bus PFL au moyen de R15. Remontons à la sortie de C1. Le signal dosé par P1, potentiomètre de volume général de la voie, est utilisé à nouveau dans trois directions.

Tout d'abord il est artificiellement séparé en deux lignes dont l'équilibre sera variable au moyen de P2, sortant sur deux bus L et R par R4 et R5. On remarquera que nous avons joué à fond la carte de l'économie, notamment pour P2. Ce système n'est pas aussi souple qu'un potentiomètre L + F, mais convient parfois très bien et l'écart de coût entre un tel potentiomètre et un module mono est considérable (avec en plus une relative difficulté d'approvisionnement pour les L + F).

La troisième ligne de départ post-fader est envoyée à EFP par P5, qui distribue un bus écho par R16. A ce stade, on dispose de cinq bus. Deux sont pseudo stéréo et peuvent attaquer directement la carte de mélange MEL.

On reconnaît sur cette dernière le traditionnel ampli d'entrée en courant (IC1a et b). Chaque sortie de ces amplis est accessible aux points A et C. Un second ampli inverseur (nécessaire pour retrouver la phase d'origine) est pourvu d'un léger gain défini par R10/R8

soit $47/15 \approx 3$, soit 10 dB. Il sera utile pour admettre une petite réserve à P1 ainsi qu'à P3, sans perdre de niveau entre l'entrée et la sortie de la chaîne. On remarquera qu'il a été prévu également des points d'accès en B et D. Ces entrées en courant (phase inverse) seront utiles pour réinjecter un retour d'écho stéréo par exemple. Après C4 et C5, on dispose d'un volume de sortie (potentiomètre duo sur MEL), prêt à partir vers un ampli de ligne. Nous avons prévu aussi E et F (pré-fader) afin d'y prélever soit une écoute, un vu, ou encore un départ vers un autre type de mélange.

Tout ceci est très simple vous en conviendrez et ne doit poser aucun problème de compréhension. Comme nous avons résolu la mécanique et qu'aucun réglage n'est nécessaire, on doit obtenir 100 % de réussite.

Il nous faut voir maintenant les bus FB, PFL et ECHO. Nous les avons prévus mono et il faut donc disposer d'amplis de mélange séparés. Le travail a été fait et s'appelle MEL 2. Il était inutile de retracer le schéma puisque seul P3 était à séparer en deux commandes distinctes. On ne trouvera donc plus loin que le CI et l'implantation de MEL 2. Un dernier mot concer-

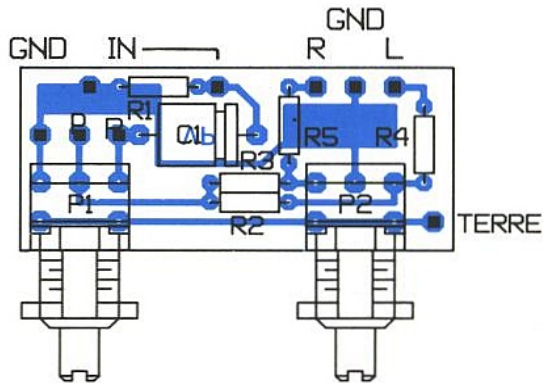
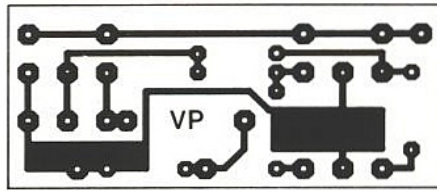


Figure 2

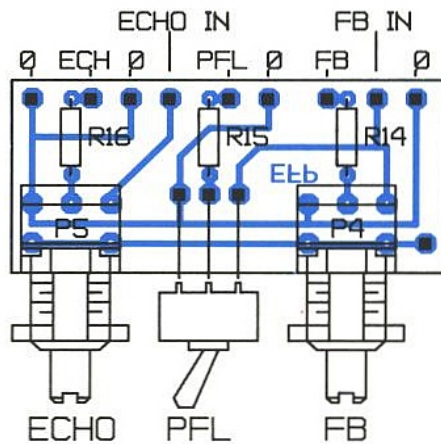
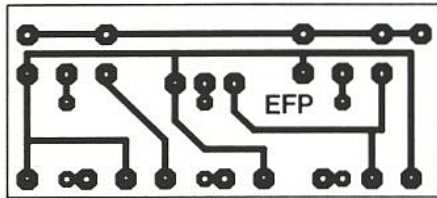


Figure 3

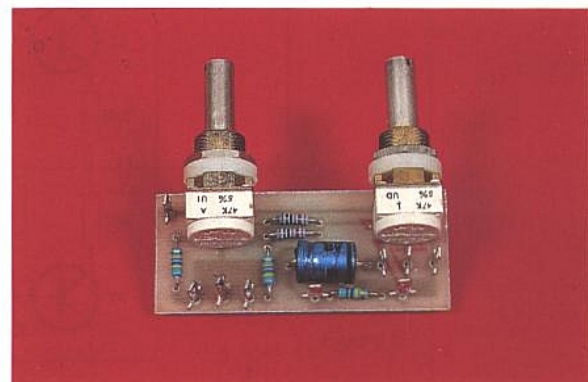
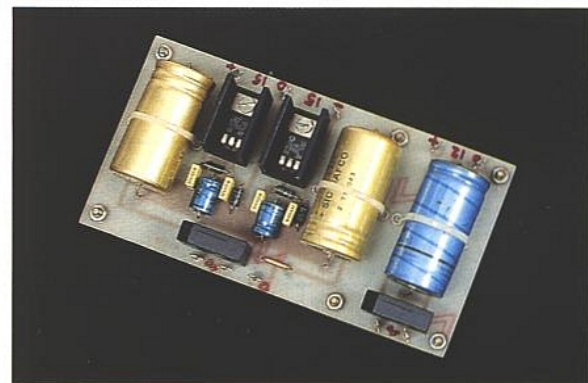
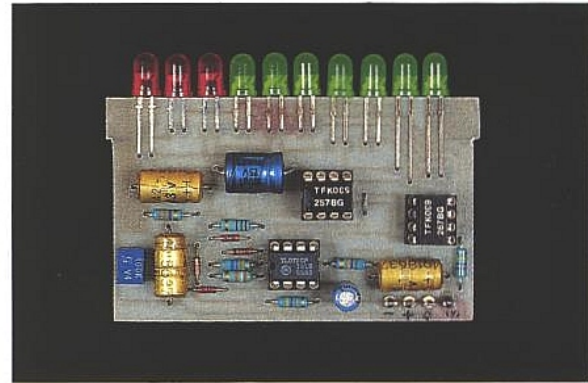
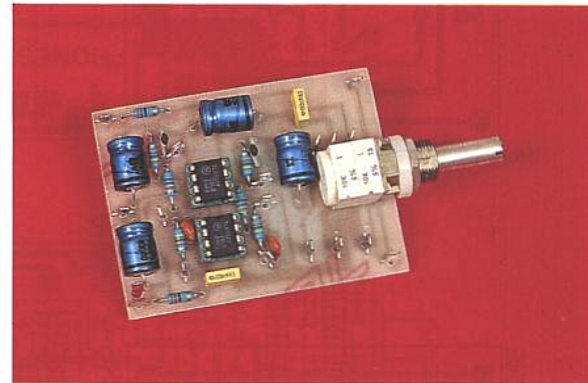
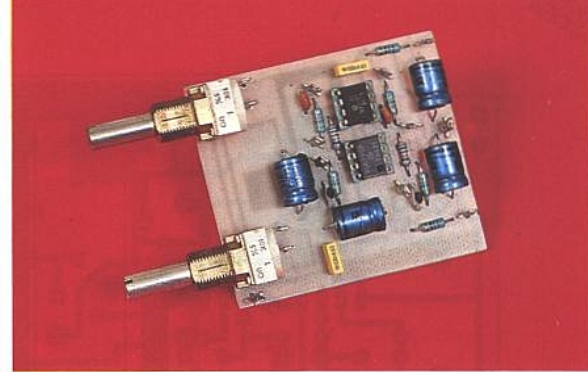
nant ces bus : si on souhaitait alimenter des mélanges stéréo, il suffirait de doubler R14, R15 et R16, soit en modifiant EFP, soit en remplaçant les actuels R14 à R16 par des straps et en repartant avec des paires de 47 kΩ.

Tous ces modules, rappelons-le, sont prévus pour s'engager sans problème dans des racks 19 pouces 2U, ESM de préférence (nous verrons pourquoi avec la carte vu). Ils ont été redessinés avec soin et méritent également un peu d'attention au moment de les interconnecter. Evitez à tout prix les barres bus traversant plusieurs cartes ! On voit ceci très souvent dans les réalisations du commerce, mais si c'est peu coûteux à la construction, la maintenance est un véri-

table cauchemar. Prenez un peu de temps et faites les choses bien : avec du fil de cuivre de section 1 mm², construisez des picots assez longs pour permettre un désengagement des potentiomètres (environ 2 cm pour les axes courts). Les barres bus seront reculées d'autant, et le démontage d'une carte se fera en un rien de temps, sans déformation des barres ni torsion des cartes (voir figure 10).

Réalisation

Les quatre implantations sont visibles respectivement figure 2 = VP, figure 3 = EFP, figure 4 = MEL, figure 5 = MEL 2. Elles appellent peu de commentaires, les photos devant mettre en évi-



convient parfaitement comme ampli de ligne, et on peut envisager de la mettre en face arrière d'un rack 2U, P₁ servant alors à calibrer le niveau de sortie. Si la sortie de votre console manque de niveau ou présente une impédance de sortie trop élevée, une carte HD résoudra le problème. Le C₁ et l'implantation sont fournis **figure 7**. On remarquera que ces cinq premiers modules ne font appel à aucun strap. Au stade où nous en sommes, bien des combinaisons sont déjà permises et il ne faudra pas hésiter à jouer avec ces cartes.

Ainsi en montant trois VP en parallèle par voie de console, trois MEL et trois HD on ajoute trois départs auxiliaires totalement personnalisés : retours casques avec programmation stéréophonique autonome. Mais on peut aussi prévoir un VP par piste d'un magnétophone multi, un MEL + un HD en ampli de ligne, et une simple commutation des lectures pendant une séance d'enregistrement permettra de faire une écoute mixée sans toucher aux réglages de la console de prise. Etc. Bien entendu, on peut placer des modules dans un rack 5U par exemple, pour constituer une baie de pré-mix. Seul le module suivant sera un peu plus délicat à fixer dans ce cas, et encore !

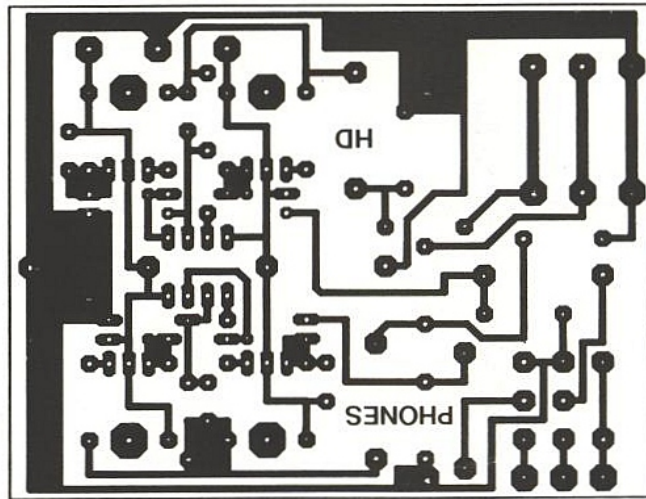
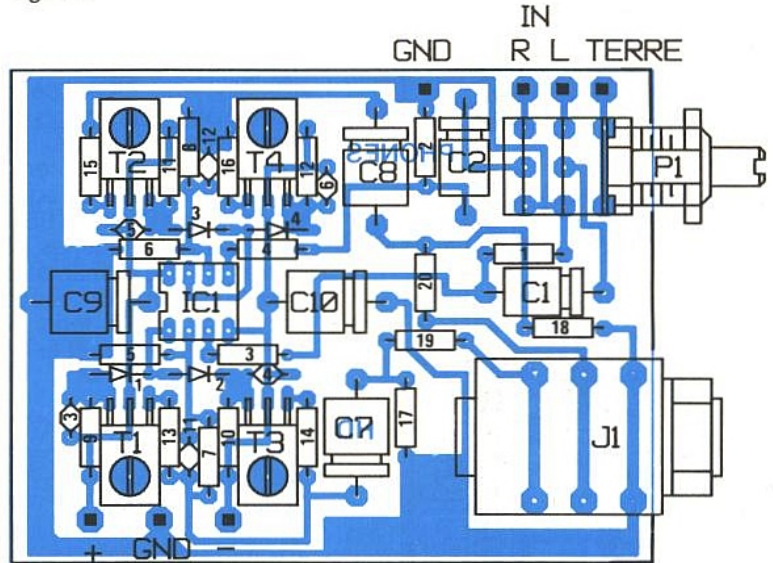


Figure 7



VU

Un petit vu-mètre à leds est encore un module qui remplit de joie bien des lecteurs. Il faut dire que si il est facile à mettre en œuvre et fiable, il y a mille endroits où son intérêt est certain. Ainsi, placé à côté d'une platine sur la ligne de pré-écoute, il permet de préajuster les niveaux et donc d'éviter les surprises, voire envisager des mélanges automatiques.

Le schéma **figure 8** est encore un grand classique (voir MARC).

En fait, c'est un best-off ! Il fait appel aux fameux TFK 257 et 267, précédés d'un redresseur dit parfait. Exceptionnellement il y a un ajustable mais il sera facile de calibrer ce Vu, sachant que souvent on fait des mesures relatives. Avec les valeurs du schéma, quand AJ₁ est à mi-course, on est certain à +/- 1 dB de mesurer 775 mV. L'auteur tient à rappeler qu'il a mis en œuvre un grand nombre de TFK, et que la précision des échelons est toujours très bien tenue, ce qui n'est pas toujours le cas avec d'autres ICs. Le seul défaut de ce couple

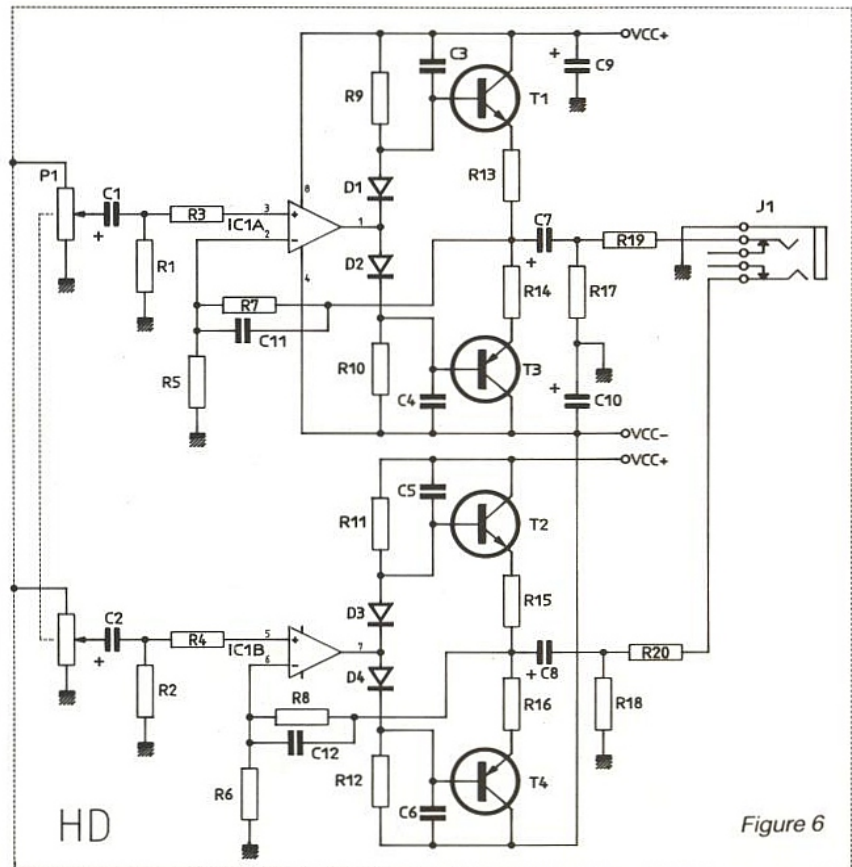


Figure 6

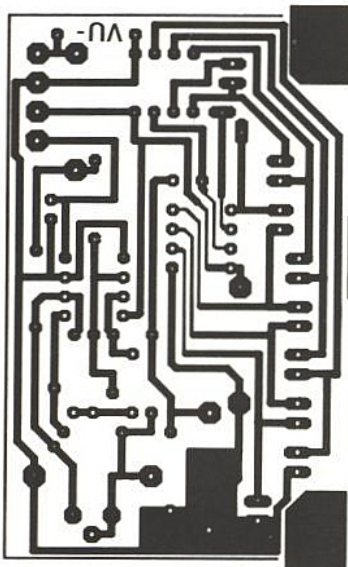


Figure 9

bout des leds. Le premier montage classique consiste à utiliser les rebords des contre-façades ESM : la carte est fixée sur cette dernière par deux vis. Comme l'indique le dessin, on peut utiliser des vis fraisées et les noyer dans le rebord, ou encore prendre des vis ordinaires et effectuer des lumières dans le couvercle. Dans les deux cas, on remarquera aussi qu'il est possible de percer un trou dans le couvercle pour accéder à AJ₁ sans rien démonter.

Si on utilise un autre rack, ou que l'on veuille fixer les cartes au milieu d'un 5U, deux solutions :

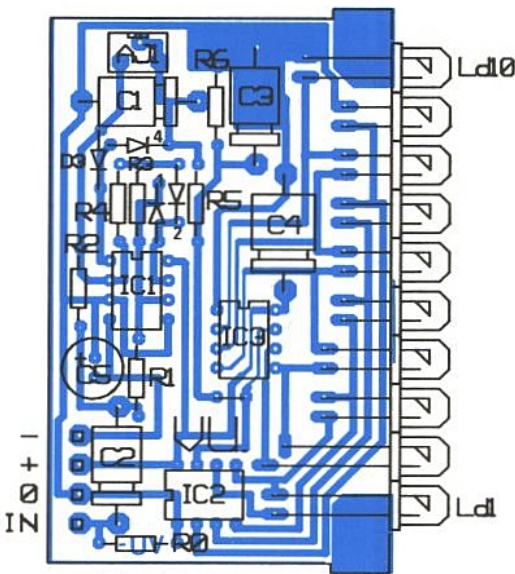
- 1) Souder les colonnettes horizontalement. Dans ce cas, les vis seront apparentes et décalées de l'axe des leds.
- 2) Fixer ou souder en contre-façade deux petites équerres, et reprendre le principe ESM.

Il y en a pour tous les goûts ! Si votre fils vous demande de construire un ampli de casque avec un indicateur à leds, vous lui prêtez ce numéro et le laissez se

débrouiller après lui avoir pourtant conseillé de commencer par l'alimentation, indispensable.

ALIM 15-12

Nous allons terminer cette petite collection par une alimentation stabilisée 2×15 V, plus une option non stabilisée 12 V. Cette dernière sera utile pour certains modules qui seront décrits le mois prochain, et permettra de commuter des relais, d'allumer des signalisations, des Vus à aiguille, etc. Si vous saviez combien on nous a demandé à l'auteur ce genre de cartes, vous seriez sans doute surpris ! C'est à un tel point que votre serviteur en devenait presque agressif, et il s'en veut. On oublie en effet trop souvent que de nouveaux lecteurs viennent nous rejoindre au fil des années, et tous n'ont pas en stock 10 ans d'Electronique Radio-Plans ! C'est ainsi que dernièrement un lecteur téléphonait en demandant des précisions pour alimenter AC BLACK.



est qu'on est obligé d'intercaler une led d'un circuit avec une led de l'autre, etc. Ce n'est donc qu'un problème d'implantation. La carte donnée **figure 9** reste toutefois simple et de faibles dimensions. Il a fallu mettre un strap (sous IC₃) mais ce n'est pas catastrophique et permet de garder dans la mesure du possible des pistes et des pastilles convenables. Il eût été facile avec des pistes et des pastilles très petites de réduire encore le format, mais un simple échange d'une led et le cuivre aurait eu toutes les chances de partir en lambeaux.

La **figure 10** fait un petit bilan mécanique. Tout d'abord une illustration de ce qui a été dit précédemment pour les barres bus. En second, les différents montages de la carte VU. Les photos vous montrent que nous avons soudé deux colonnettes taraudées, longues de 5 mm, en

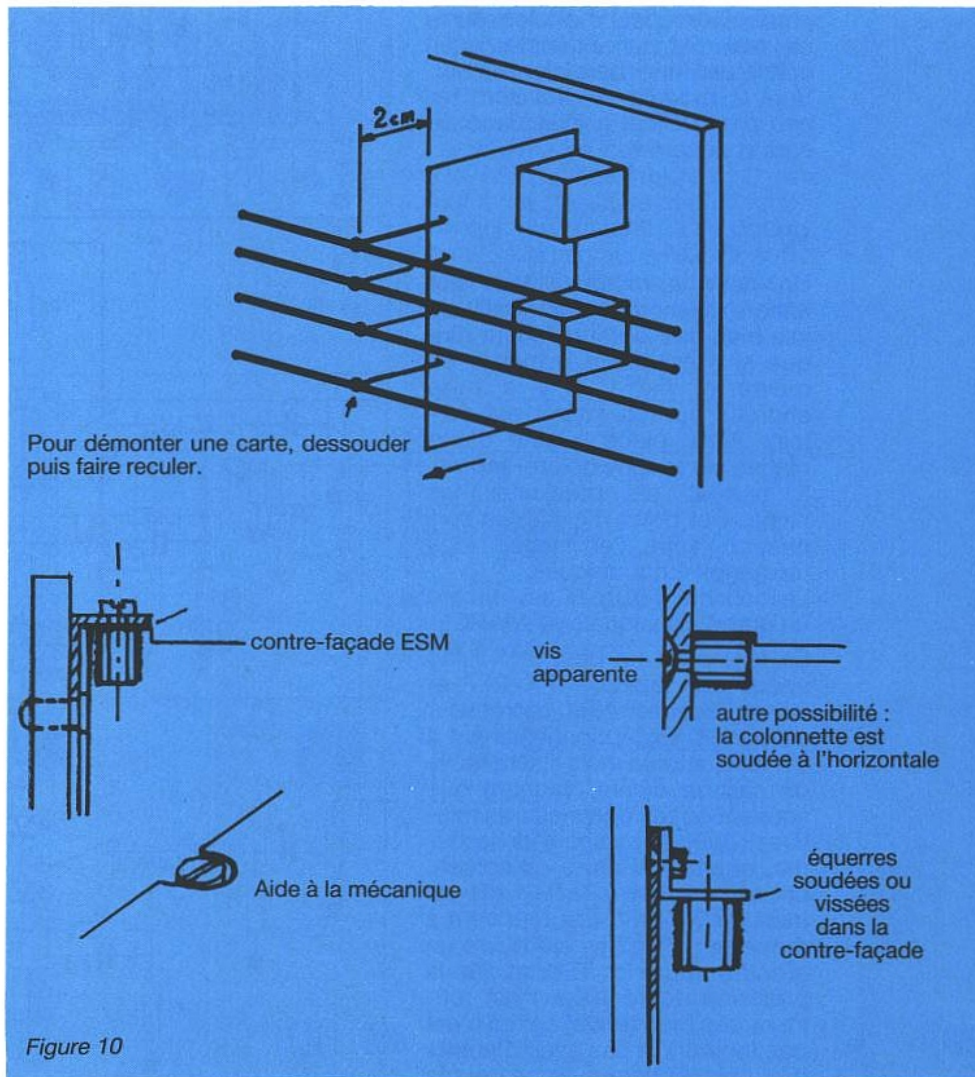


Figure 10

Il nous a fait constater que nous avons tout simplement oublié d'indiquer la tension d'alimentation. Bien entendu, c'est + 15, - 15 (je dirais "comme d'habitude"), mais il est vrai qu'il faut éviter ce genre d'oubli. Le schéma est visible **figure 11** et l'implantation **figure 12**. Sur notre maquette, les condensateurs C1, 2, 9 sont des 40 V, bien que 25 suffisent, mais évitez les économies de bouts de chandelles si vous le pouvez.

Si la section 12 V ne vous intéresse pas, coupez suivant le pointillé...

Il y a une autre chose que vous n'avez peut-être pas remarqué, c'est que cette carte peut se monter verticalement à l'intérieur d'un côté de rack 2U (on peut admettre 74 mm utiles et la carte fait 68,5). Pour ceux qui n'auraient pas de collier pour maintenir les gros condensateurs, un

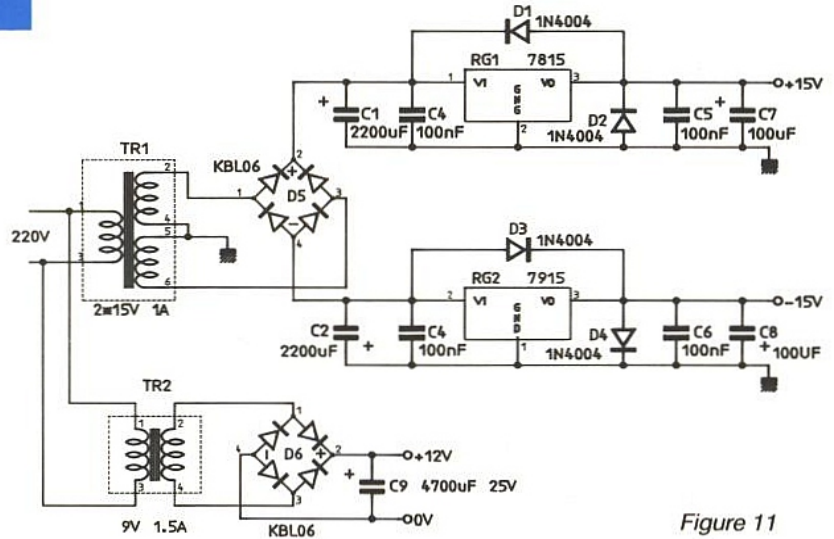


Figure 11

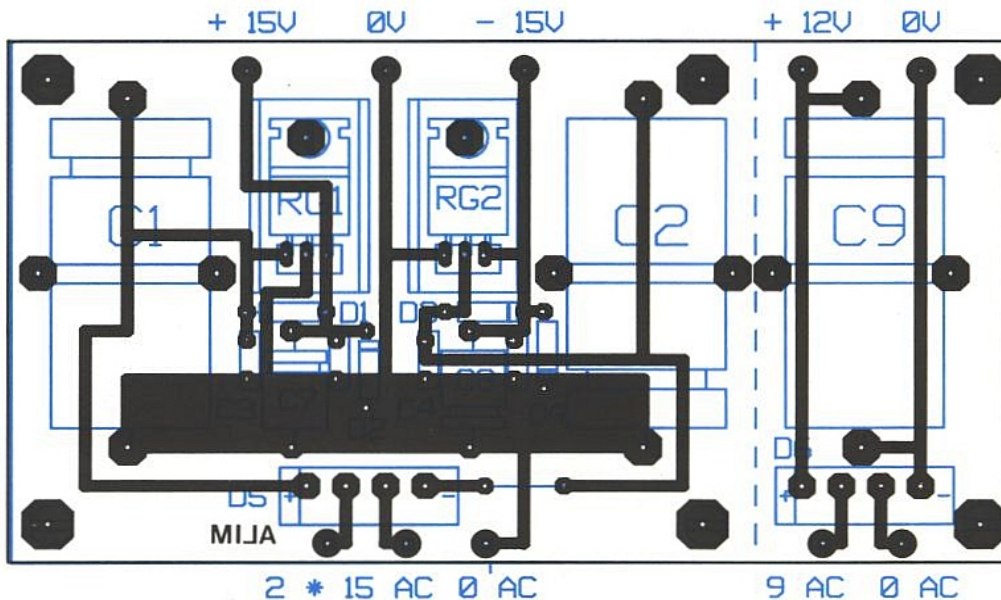
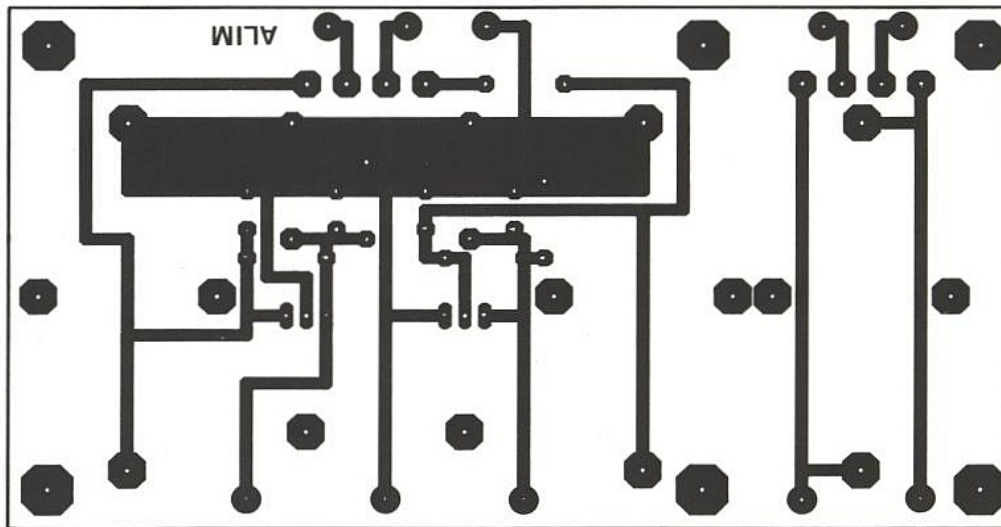


Figure 12

élastique large coupé et noué convient très bien. Une goutte de RUBSON sous ces condos, avant serrage, n'est pas un luxe inutile si le matériel doit être transporté.

Voilà c'est tout pour cette fois. Nous vous avons tracé **figure 13** quelques idées de faces avant. Notez par exemple qu'une prise casque est mieux placée sous un bouton qu'au-dessus. C'est bête, mais de nombreux constructeurs oublient qu'un casque est un général relié par fil à sa prise, et un fil ça bouge et c'est mûlin !

Pour conclure

Vous avez dû remarquer que nous n'avons pas traité de voies stéréo, seulement celles post-mélanges. C'est en fait dû à vos demandes qui, après réflexion, ont un point commun : ne pas construire totalement une installation, mais plus souvent personnaliser un équipement acheté dans le commerce. Donc : augmenter les départs auxiliaires, réduire les manipulations de câbles, automatiser certaines commandes, aider à l'exploitation, etc.

Parfois certains sont prêts à en faire "plus" que tout reconstruire à zéro. C'est ainsi qu'à force de personnalisations, on peut constater que l'élément principal qu'on a cherché à compléter ne sert presque plus à rien, ou a perdu au moins 80 % de ses fonctions d'origine : pré-amplis micro refaits, correcteurs "maison", injections en ligne, extraction et multiplications des départs, petits automatismes, retours sur bus, bref, c'est tout juste si les tirettes servent encore car elles crachent... !

Si c'est votre cas, bravo ! Vous êtes l'heureux élu d'un virus formidable qui ne se soigne heureusement pas, et pire encore s'entretient.

Rendez-vous donc chaque mois dans Electronique Radio-Plans pour la piqûre de rappel !

Jean ALARY.



Inter

I₁ : simple inverseur mini

Nomenclature HD

Résistances

R₁ et R₂ : 100 kΩ
R₃ et R₄ : 1,5 kΩ
R₅ et R₆ : 4,7 kΩ
R₇ et R₈ : 15 kΩ
R₉, R₁₀, R₁₁ et R₁₂ : 6,8 kΩ
R₁₃, R₁₄, R₁₅ et R₁₆ : 10 Ω

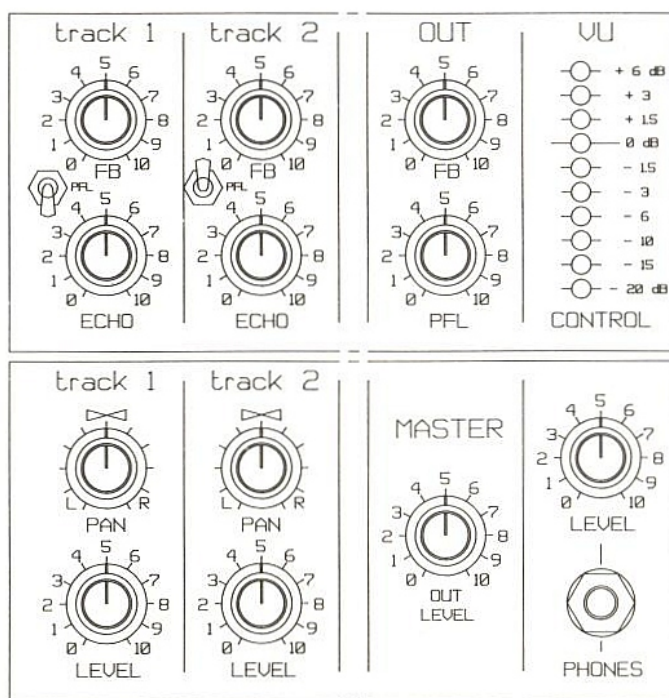


Figure 23 : Idées de faces avant, éch. 1/2.

Nomenclature pour VP/EFP/MEL et MEL 2

Résistances

R₁ : 100 kΩ
R₂ et R₃ : 10 kΩ
R₄, R₅, R₆, R₇, R₁₀, R₁₁, R₁₄, R₁₅ et R₁₆ : 47 kΩ
R₈ et R₉ : 15 kΩ
R₁₂ et R₁₃ : 22 Ω

Potentiomètres

P₁, P₄ et P₅ : 47 kΩ Log
P₂ : 47 kΩ Lin
P₃ : 10 kΩ Log DUO ou pour MEL 2
P_{3/1} = P_{3/2} = 10 kΩ Log

Condensateurs

C₁, C₄, C₅, C₈ et C₉ : 100 μF 25 V
C₂ et C₃ : 22 pF
C₆ et C₇ : 0,1 μF MILFEUIL
C₁₀ et C₁₁ : 33 pF

Circuits intégrés

IC₁ et IC₂ : TL072 + supports

R₁₇ et R₁₈ : 10 kΩ

R₁₉ et R₂₀ : 47 Ω
P₁ : 22 kΩ Log DUO
J₁ : Jack stéréo CI

Condensateurs

C₁ et C₂ : 10 μF 63 V
C₃, C₄, C₅ et C₆ : 470 pF
C₇, C₈, C₉ et C₁₀ : 100 μF 25 V
C₁₁ et C₁₂ : 22 nF

Semiconducteurs

D₁, D₂, D₃ et D₄ : 1N 4148
T₁ et T₂ : BD 139
T₃ et T₄ : BD 140

Circuit intégré

IC₁ : TL 072 + support

Nomenclature VU

Résistances

R₀ : 100 kΩ
R₁ : 82 kΩ
R₂ : 47 kΩ
R₃ : 68 kΩ
R₄ : 39 kΩ
R₅ : 180 Ω
R₆ : 3,3 kΩ
A_J : 100 kΩ TX

Condensateurs

C₁, C₂ et C₃ : 10 μF 63 V
C₄ : 100 μF 25 V
C₅ : 22 μF 25 V vertical

Circuits intégrés

IC₁ : TL 072 + support
IC₂ : TFK 267 + support
IC₃ : TFK 257 + support

Diodes

D₁ à D₄ : 1N 4148
L₁ à L₇ : Leds vertes
L₈ à L₁₀ : Leds rouges

Nomenclature AL15-12

Condensateurs

C₁ et C₂ : 2 200 μF 25 V
C₃, C₄, C₅ et C₆ : 0,1 μF MILFEUIL
C₇ et C₈ : 100 μF 25 V
C₉ : 4 700 μF 25 V

Semiconducteurs

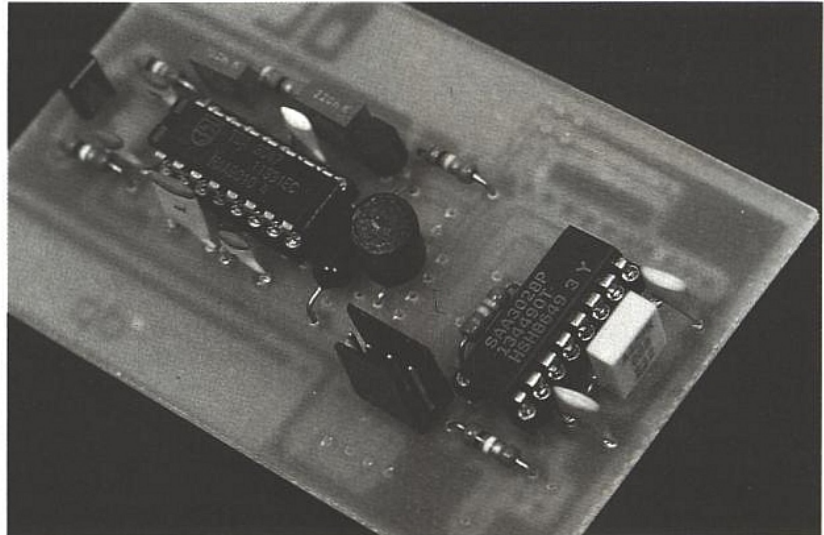
RG₁ : 7815 + radiateur
RG₂ : 7915 + radiateur
D₁ à D₄ : 1N 4004
D₅ et D₆ : KBL 06

Transformateurs

TR₁ : 2 × 15 V/1 A
TR₂ : 1 × 9 V/1,5 A ou 2 A

Le RC5 : circuits d'application

Lors des deux derniers numéros nous vous avons décrit les principes de codage RC5, et d'émission et de réception infra rouge de tels signaux. Aujourd'hui le grand jour de la réalisation est arrivé. Alors sans plus attendre commençons par la partie qui crée le code et l'émet.



L'ÉMETTEUR

Notre choix s'est porté sur le circuit intégré SAA 3010 de Philips Semiconducteur car il possède toutes les vertues que nous souhaitons. (consommation, anti-bounce,...., clavier à deux modes...).

Avant d'examiner ses particularités spécifiques, regardons l'ensemble de son schéma. Celui-ci est donné figure 1.

Comme prévu il ne nécessite que très peu de composants extérieurs et nous vous recommandons de disposer un résonateur

céramique de 432 kHz pour être strictement conforme au protocole RC5. Très souvent, faute de trouver facilement ce type de résonateur (pourtant très employé) vous pourrez monter un "455 kHz" mais ceci risquera de vous pénaliser, non pas au niveau de la réception que vous pourriez faire en mettant ici aussi un "455" mais au niveau de la compatibilité avec d'autres ensembles de télécommandes existant sur le marché.

Par ailleurs, sur le cuivre, par l'emploi de deux straps nous vous avons laissé la possibilité de travailler soit en mode flash (en utilisant la sortie "Data") soit de travailler en mode "pulsé" (en utilisant la sortie "MData — modulated Data").

De même afin de savoir si la télécommande fonctionne correctement on peut disposer une LED conventionnelle en parallèle sur l'étage de puissance pour visualiser le bon départ de l'émission.

Dernier point constituant l'émetteur: le clavier. Nous avons volontairement choisi de le laisser "en blanc" car nul ne choisira le même ! Mais, cette vérité première étant connue, examinons quelques-unes des particularités du circuit intégré se rapportant au traitement du clavier car le SAA 3010 est bien étrange...

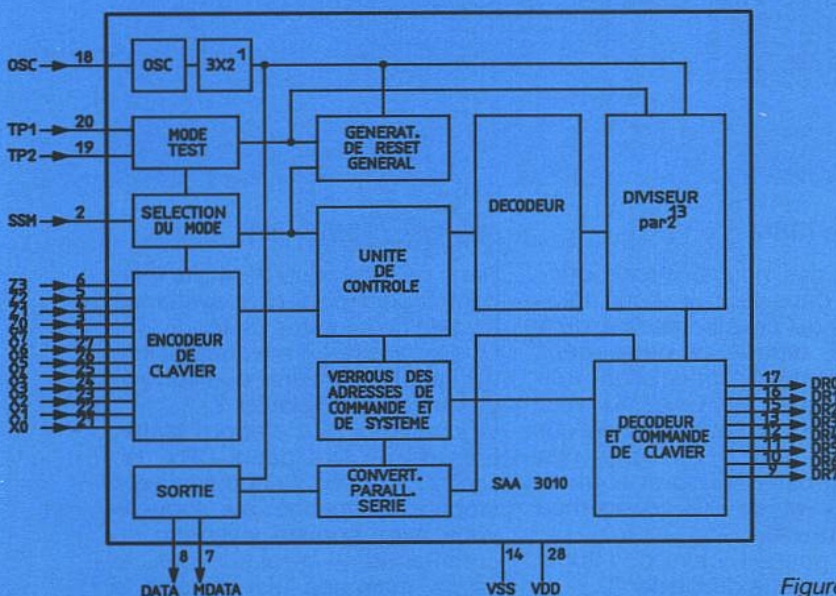
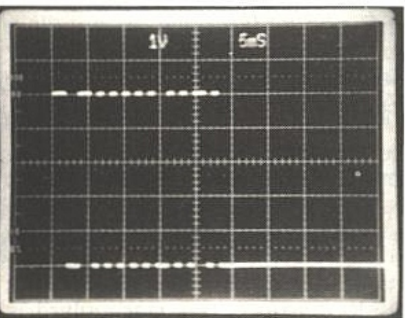
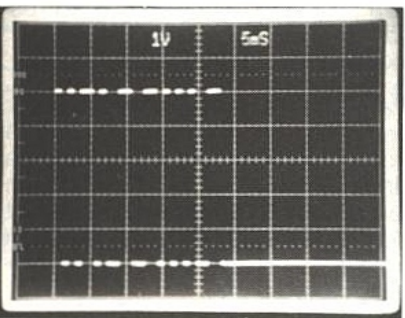
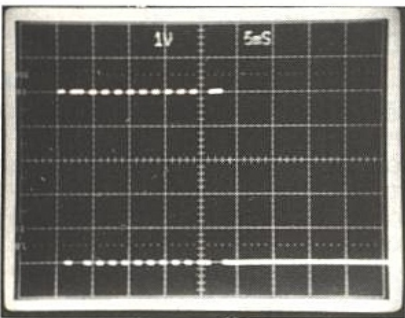
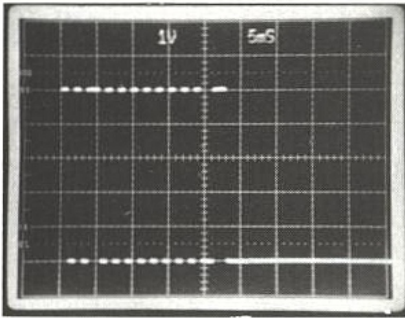
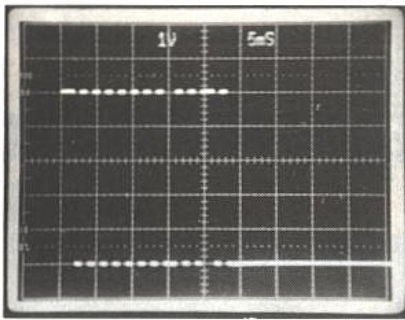


Figure 1



Les oscillogrammes de la **figure 2** vous montrent les codes émis : RC5, RC5 étendu en mode flash et modulé.

Le traitement du clavier effectué par le SAA 3010

Nous vous avons déjà dit que ce circuit pouvait gérer 2 048 codes organisés en 32 systèmes de 64 commandes (soit si le cœur vous en dit une télécommande géante de 96 touches..., à 1 franc la touche il vaut presque mieux dépouiller l'accordéon que le père Noël vous a apporté !). Examinons comment tout cela est géré par le SAA 3010. Sachez qu'il ne sert à rien d'appuyer sur deux ou plusieurs touches à la fois car le circuit vous boudera en estimant que cette action est "illégal" et ira même jusqu'au point de ne même pas mettre en route son oscillateur ! Par contre, si vous lui parlez poliment, en mettant en contact une de ses lignes soit Xx ou Zx en contact avec un des DRx (un mono-contact) comme l'indique la **figure 3**, l'action sera considérée, reconnue comme "valable" et déclanchera l'émission du code RC5 correspondant si... Encore des "si", toujours des "si", hélas ? Mais non ! ... si donc la broche 2 — SSM (Single System Mode; — est :

Après le classique temps de traitement "d'anti-rebonds" le circuit va tout d'abord tester à l'aide de ses petits DRx les lignes Zx, découvrir avec quel système vous avez décidé de vous lier pour la vie et met ce code (système) dans un de ses garde-mangers (registre interne "système"), puis dans un élan grandiose repart pour effectuer un second cycle de lecture du clavier pour découvrir sur quelle touche de commande vos vilains gros doigts sont actuellement en train d'appuyer. Tout fier d'avoir trouvé ce mode de commande, il retourne chercher le contenu de son registre interne pour former le code final RC5 à transmettre. En conclusion, en une seule action, sans le savoir, vous avez fait émettre à la télécommande le code complet "système + commande" et la partie mécanique du clavier peut alors se simplifier puisque les touches "système" ne sont plus nécessaires. Cette condition SSM = HAUT vous impose une "monogamie" de "système" ce qui n'est pas nécessairement très réjouissant. Un exemple de "bigamie" (ou "polygamie" simplifiée) peut être envisagée (voir **figure 4**) à la seule condition de la pratiquer sous forme d'un multiplexage temporel intelligent (par tranche de temps).

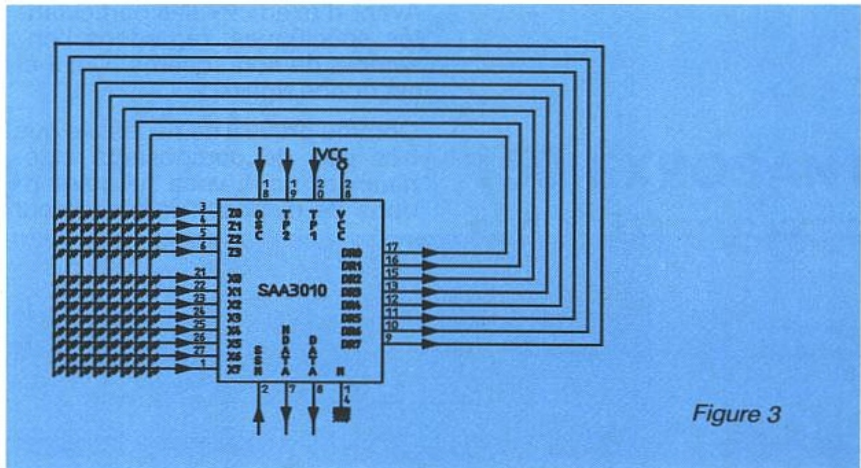


Figure 3

1) Haute (SSM = 5 V)

Dans ce cas, nous désirons fonctionner dans le cas d'une télécommande ne s'adressant qu'à un **seul, unique et permanent** système, donc, connaissant très bien à quel système on veut s'adresser, on câble sa valeur une fois pour toute (par une bonne grosse soudure) entre la ligne Zx et la DRx concernée (voir **figure 4**). Que se passe-t-il lors de l'appui sur une touche du clavier ?

2) Basse (SSM = 0V)

Dans ce cas, nous désirons télécommander **plusieurs** systèmes à l'aide de la même unité. Que se passe-t-il maintenant lors de l'appui sur l'une quelconque des touches du clavier ? Le circuit va tout d'abord tester, à l'aide de ses petits DRx, les lignes Zx ou Xx. Il découvre avec stupeur la touche sur laquelle vous avez appuyé (système ou commande — vous, vous le savez, mais pas lui !) et selon le

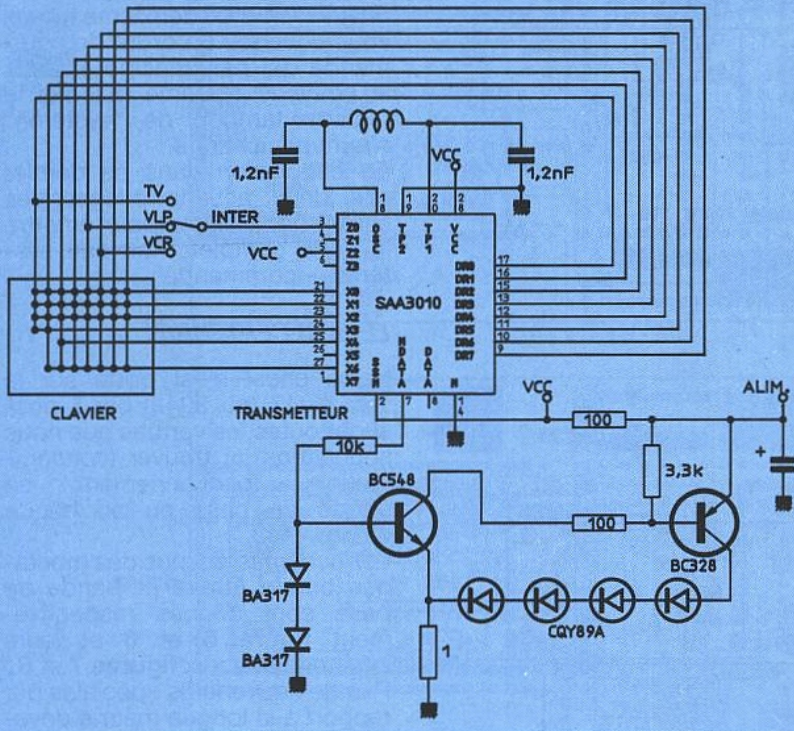


Figure 4 a

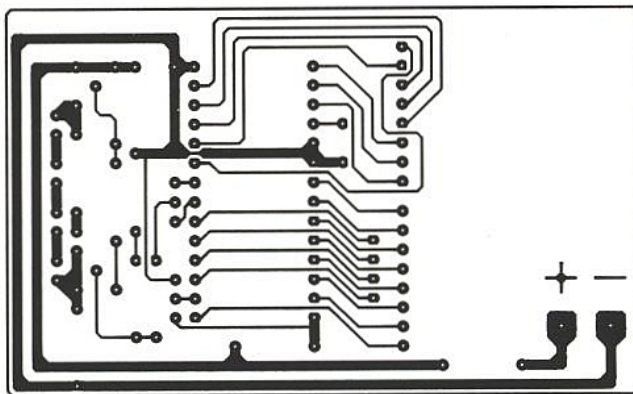


Figure 4 b

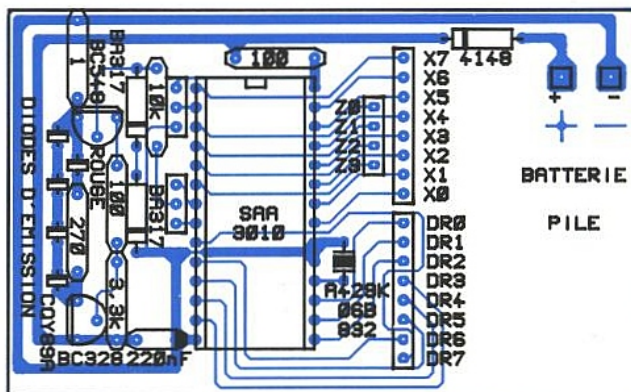


Figure 4 c

cas, range son code dans le registre interne ("systèmes" ou "commandes") approprié. Puis, rentrant alors dans de grandes réflexions internes, le circuit intégré s'autorise à décider des actions suivantes :

a) Si vous avez appuyé sur (et seulement sur) un ordre de commande cela signifie que vous désirez continuer à vous intéresser au système que vous avez choisi précédemment (donc déjà connu de lui dans son registre de système).

Alors c'est tout bon !!!

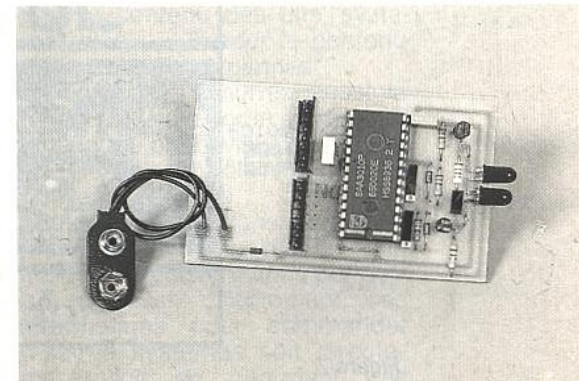
Il forme le code RC5 correspondant et le tout est envoyé.

En conclusion, le circuit intégré réagit de façon similaire au cas précédemment évoqué et la télécommande émet le code complet "système + commande".

b) Si maintenant vous avez appuyé sur un ordre de système c'est que vous avez délibérément décidé de vous intéresser à un nouveau système (différent de celui que l'on avait choisi précédemment (donc inconnu et nouveau pour le registre de "système").

Il est alors nécessaire de transmettre le nouveau code de "système" surtout sans rien perturber nulle part. C'est ce qu'effectue le circuit intégré en envoyant (et ce tant que la touche est enfoncée) un code RC5 de consistance particulière dont nous ne vous avons pas encore parlé.

Il s'agit d'une trame standard RC5 comprenant (le code "système") + (le code "commande" = 11111). Ce dernier code sert à indiquer au nouveau système que l'on ne lui veut pas de mal et que le code de commande est un code en "blanc". En fait ce code de commande particulier a été réservé (et ce quels que soient les systèmes) comme étant le code de commande de "Sélection de Système". Cette valeur devra donc être traitée avec soin lors du décodage du RC5.



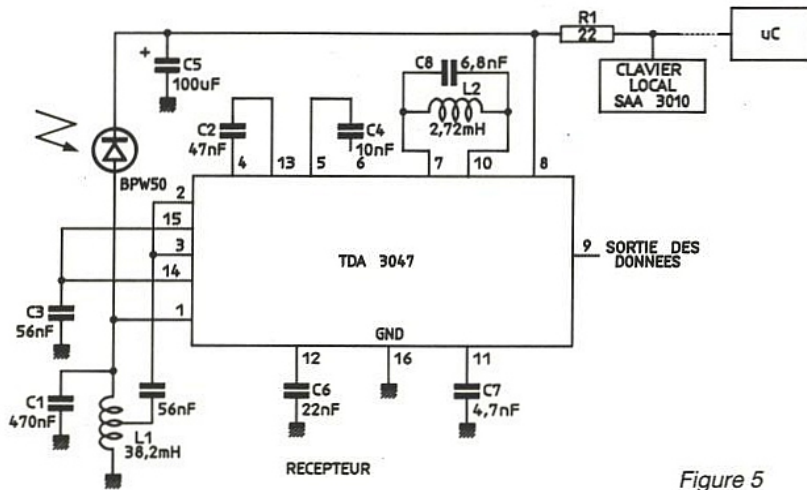


Figure 5

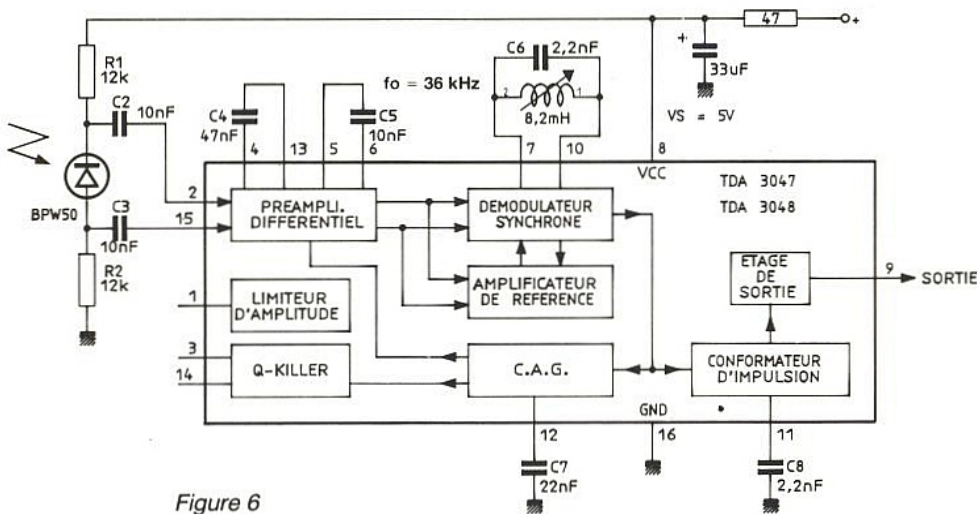


Figure 6

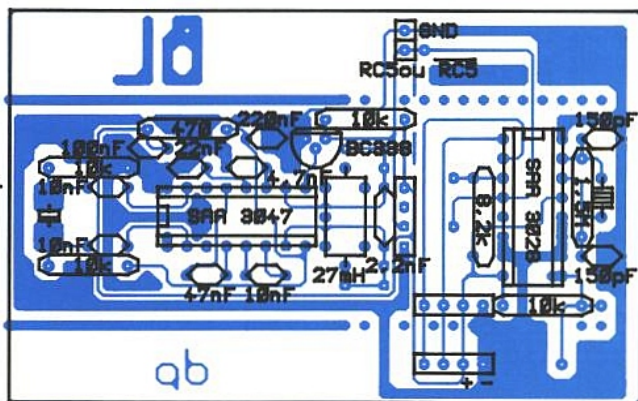
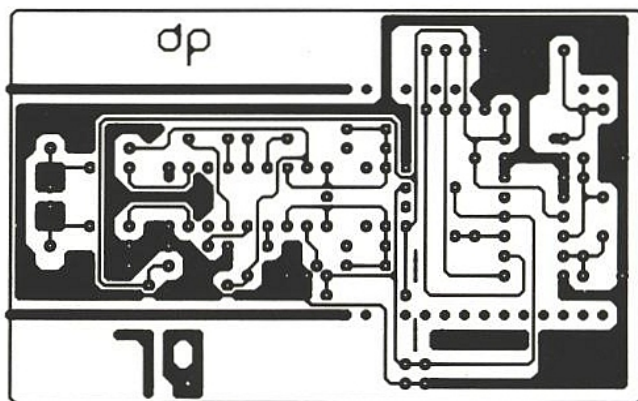


Figure 7

Ensuite dans un deuxième temps vous enverrez un ordre de commande qui par principe ira vers le nouveau système puisque le registre tampon de "système" n'aura pas changé. En conclusion dans ce dernier cas deux actions successives seront nécessaires pour émettre le code complet "nouveau système + commande".

LE(S) RÉCEPTEUR(S)

Notre choix s'est porté sur le TDA 3047 (ou 3048) car il possède toutes les vertues que nous souhaitons lui trouver (consommation, fonctionnement en bande de base ou en bande étroite, etc.).

Les schémas retenus des montages bande étroite et bande de base sont donnés respectivement figures 5 et 6 et leurs implantations aux figures 7 et 8. Pas de nouveautés spéciales par rapport à la longue théorie développée précédemment sauf quelques remarques d'ordre "basement" pratiques maintes fois répétées :

* On sépare les masses d'entrée de celles de sortie et on découpe intelligemment ! (surtout lorsqu'il y a beaucoup de gain). Attention de ne pas conclure et de ne pas nous faire dire que ce circuit est susceptible — ce serait faux — mais il est des principes de base à respecter ce qui n'empêche pas certains de ne douter de rien !

* Le fin du fin serait de réaliser des inductances "blindées", dans des pots ferrite fermés afin que les perturbations extérieures pouvant déformer le signal incident ne perturbent pas non plus directement les composants électroniques

* De même le blindage du boîtier est à conseiller si l'on désire travailler professionnellement.

A part ces considérations "luxueuses" dont les solutions sont discutables cas par cas, tout devrait bien se passer.

Ici aussi il ne vous est pas interdit d'observer les signaux de sortie issus du circuit intégré et de les comparer aux signaux présents à l'émission et maintenant..., décodons.

LE(S) DÉCODEUR(S) RC5

1^{re} solution, le SAA 3049

Commençons par le plus simple (!), le SAA 3049 (figure 9). Ce circuit intégré "dédié" n'est (dans notre application) qu'un simple décodeur de code (notamment) RC5.

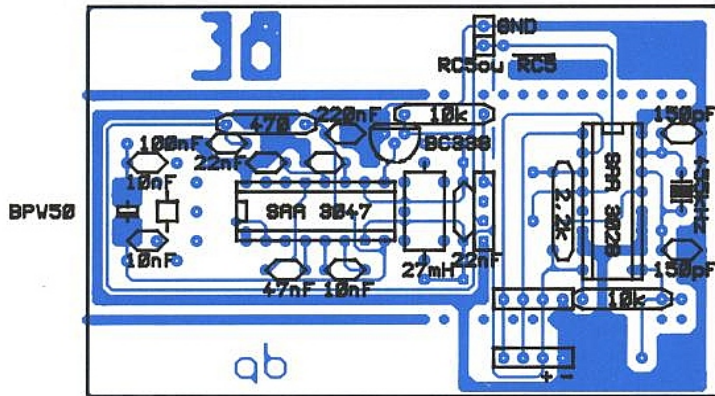
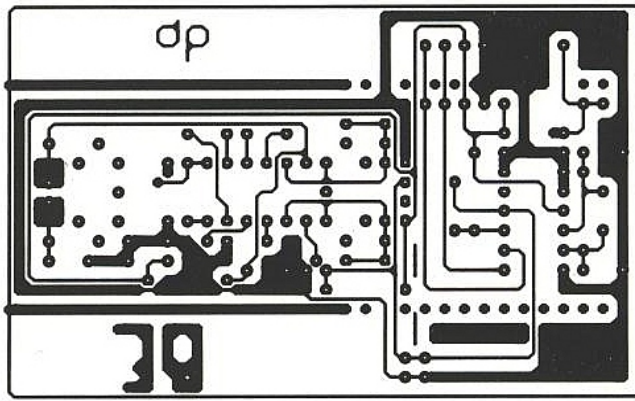


Figure 8

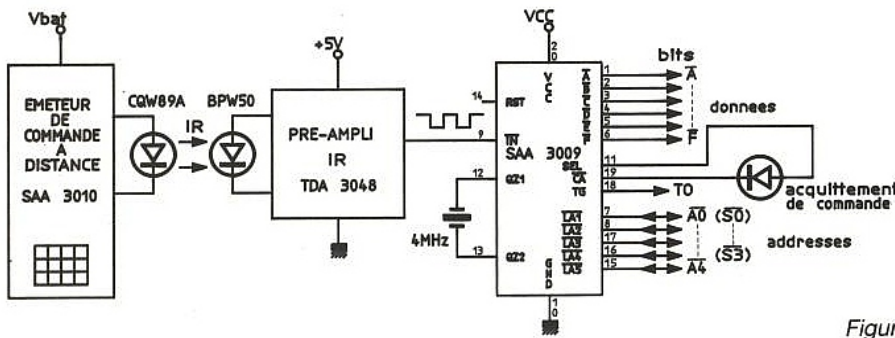


Figure 9

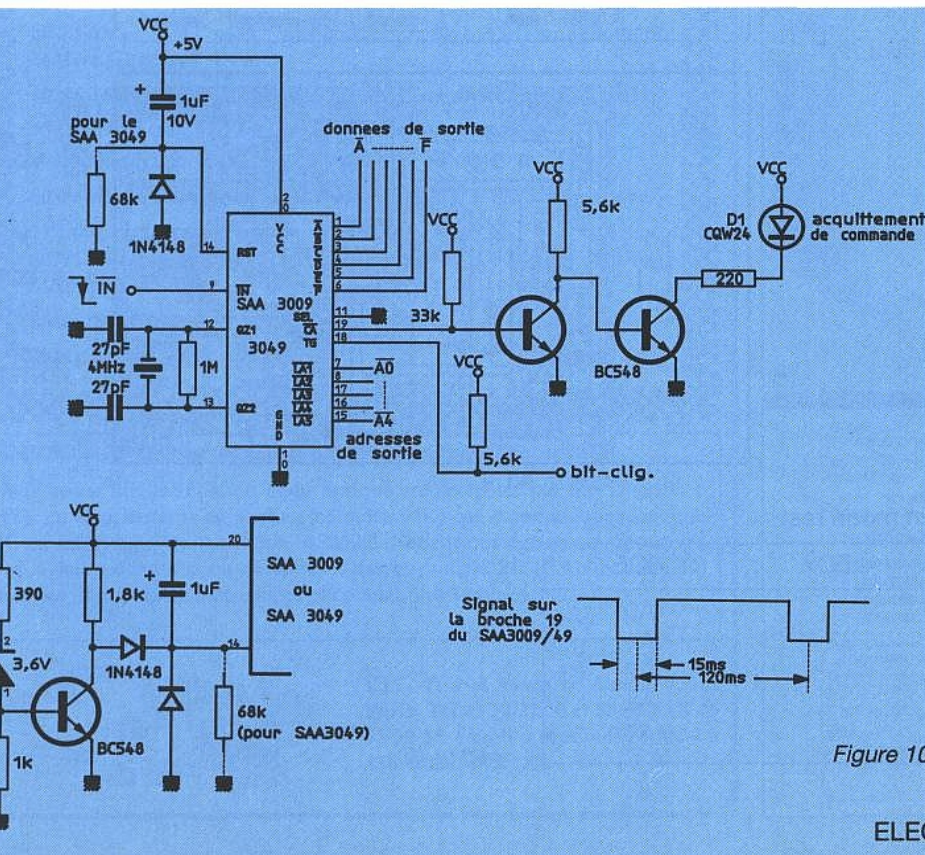


Figure 10

Mais pourquoi donc toutes ces parenthèses ?

C'est bien simple, le SAA 3049 n'est en fait rien d'autre qu'un microcontrôleur de type 84C12 (voir **figure 10**) habilement "rommé" pour réaliser le décodage du code RC5 aussi, au lieu de l'examiner comme un circuit spécifique nous le considérerons comme un vilain petit microcontrôleur standard et non comme un circuit spécialement conçu pour cette fonction ; c'est ce qui explique qu'il dispose notamment de :

- une horloge interne à 4 MHz
- un circuit de "reset"
- une entrée du code RC5 à décoder sur une broche "INT" interruption
- des ports de sortie/(parfois en entrées)

et c'est donc son "soft" résident qui exécute le décodage (que c'est laid de faire d'affreuses cachoteries comme cela !).

Examinons maintenant les performances de ce circuit intégré et celles dont nous avons doté notre réalisation.

Tout d'abord afin de décoder le code RC5, ce circuit doit être conditionné en mettant sa broche 11 à la masse, en disposant un quartz de 4 MHz (ce qui définira les bonnes valeurs temporelles du code) et en lui adjoignant un circuit de reset pour démarrer sur le bon pied et y rester quels que soient les malheurs qui puissent arriver sur sa tension d'alimentation.

Une fois tout cela effectué, le signal à décoder doit être injecté sur la broche 9 qui est en fait l'entrée d'"interruption" du microcontrôleur. Ce circuit — SAA 3049 —, à l'inverse du SAA 3028 fonctionne sur une transition de HAUT vers BAS (version sous-titrée avec un récepteur RC5 actif à l'état BAS, donc avec un TDA 3048 ou un TDA 3047 + inverseur).

Le contenu complet (complémenté) du code RC5 est alors affiché sur des ports de sorties. Ce sont les sorties LA1, ... LA5 pour le contenu des bits "système" et A, ..., F pour le contenu des bits de "commandes".

Comme vous pourrez aussi le remarquer, une sortie a été aussi aménagée pour "visualiser" l'état du bit de contrôle (toggle) de nouveau message.

Toutes ces fonctions sont bien pratiques pour visualiser un code incident et peuvent vous permettre d'utiliser directement ces informations pour commander d'autres systèmes soit directement soit en décodant ces

adresses à l'aide, par exemple, d'un décodeur 1 parmi 16 comme le HEF 4515.

Malheureusement, du fait de sa technologie en SACMOS, si l'on souhaite utiliser ces sorties pour commander des LEDs indicatrices, il est nécessaire d'interposer un transistor de commande par sortie pour pouvoir bénéficier d'un courant de quelques mA. Enfin la broche 19, CA, (qui contrairement à ce que vous pourriez croire est une entrée) possède une fonction bien particulière. Elle permet de définir le mode de fonctionnement des ports d'entrées/sorties de ce petit microcontrôleur rebaptisé pour l'occasion LA1, LA5.

1) Soit de le configurer pour qu'il soit apte à décoder et afficher le contenu de toutes les adresses reçues et dans ce cas les broches LA1, ...LA5 sont à considérer comme des **sorties** et les LEDs L1 à L5 indiquent le contenu des bits "système".

2) Soit de considérer que les broches dites "système" LA1, ...LA5 sont à considérer comme des **entrées** dont les valeurs sont programmables (en fait forçables) à l'aide d'un "dip-switch". Dans ce cas d'application, le circuit intégré ne décodera (et n'affichera) que le contenu des codes "commandes" correspondant au "système" pré-sélectionné à l'aide du dip-switch (et dont les valeurs seront affichées en permanence par les diodes LEDs L1 à L5).

Vous vous doutez bien que nous ne nous sommes pas privés d'utiliser toutes ces possibilités... Le schéma électrique que nous avons retenu est celui indiqué **figure 11** dont l'implantation est donnée **figure 12**.

La batterie de "dip-switches" vous permettra soit de décoder tous les codes pour tous les systèmes ou bien de ne filtrer que les commandes du système de votre choix (voir tableau des dip-switches, **figure 13**).

DIP switch 11	Code décodé
on	RC5
off	RECS 80
DIP switch 12	mode opératoire
on	mode test : toutes les adresses son décodées
off	mode actif : une seule adresse de décodée

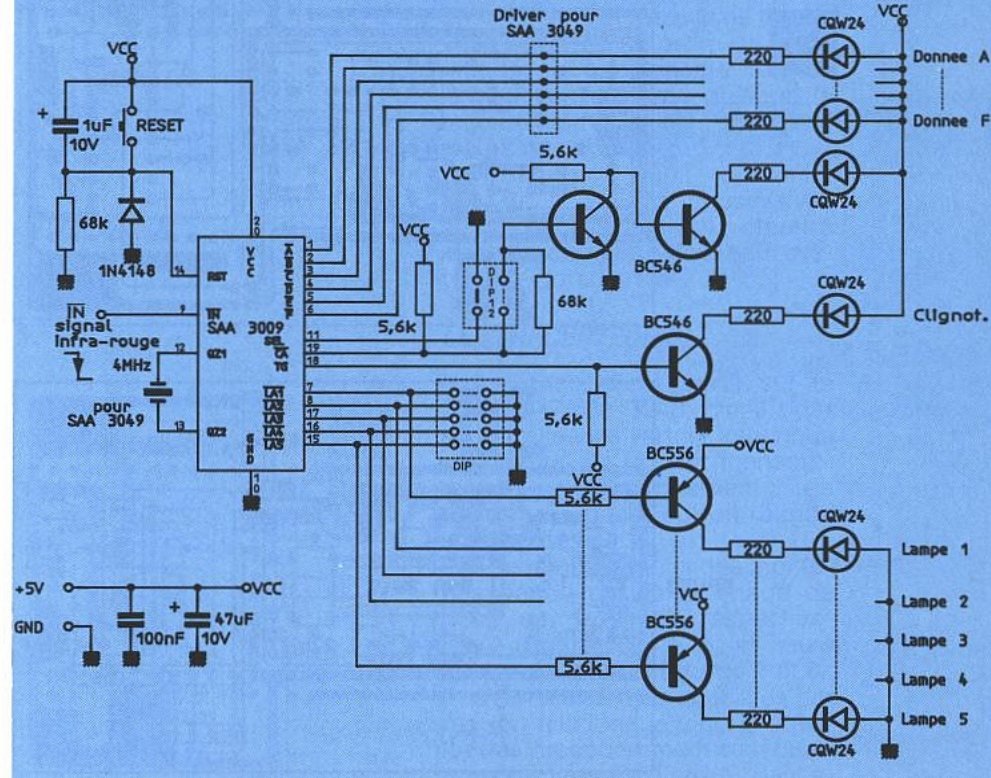


Figure 11.

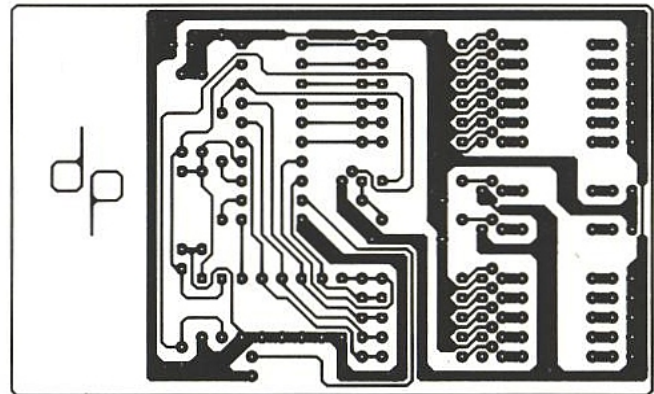
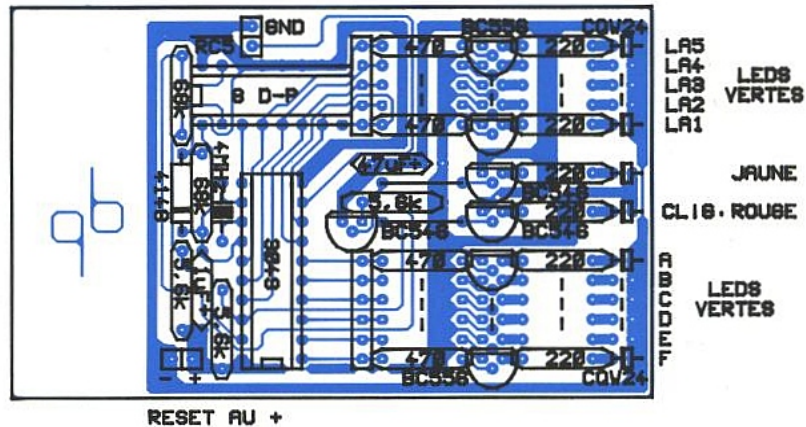


Figure 12.



En mode test

LEDx	RC5
1	A0
2	A1
3	A2
4	A3
5	A4

Figure 13.

Les LEDs n'ont de véritable intérêt que dans le cas de l'emploi de ce module en "testeur" de code ou bien "d'outil de développement" pour l'étude d'une télécommande (... ou bien pour faire joli !), bref à vous de jouer.

Dans tous les cas de figure ce module est quand même fort utile et permet de bien comprendre le mécanisme du protocole et peut trouver son emploi dans beaucoup de réalisations.

2^{ème} solution, le SAA 3028

Entamons maintenant une étape supérieure avec le SAA 3028.

Ce circuit intégré "dédié" n'est pas qu'un simple décodeur de code RC5 et/ou RC5 étendu mais un circuit transcodeur de codes RC5 et/ou RC5 étendu en BUS I2C.

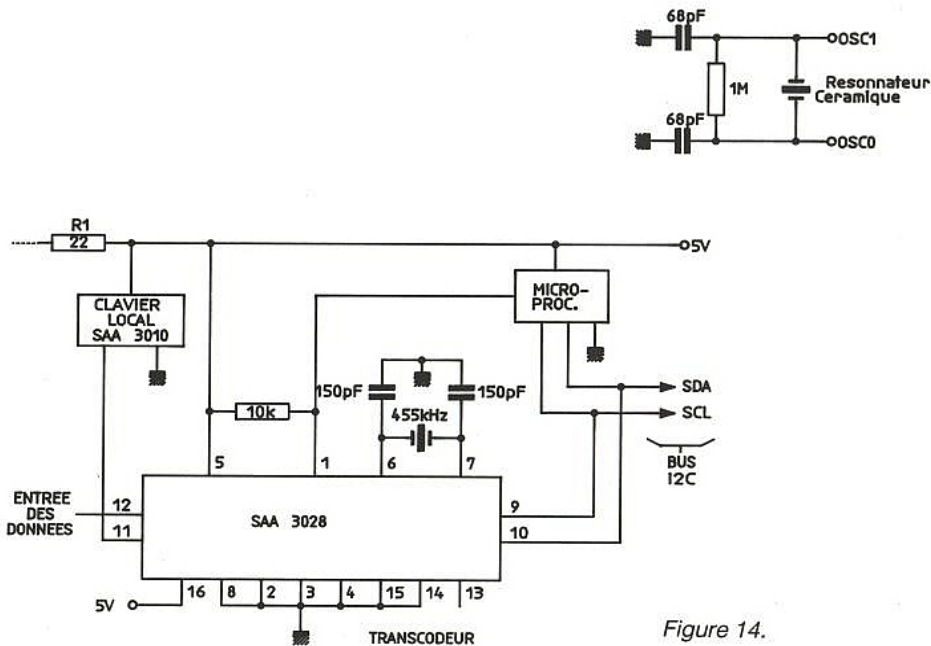


Figure 14.

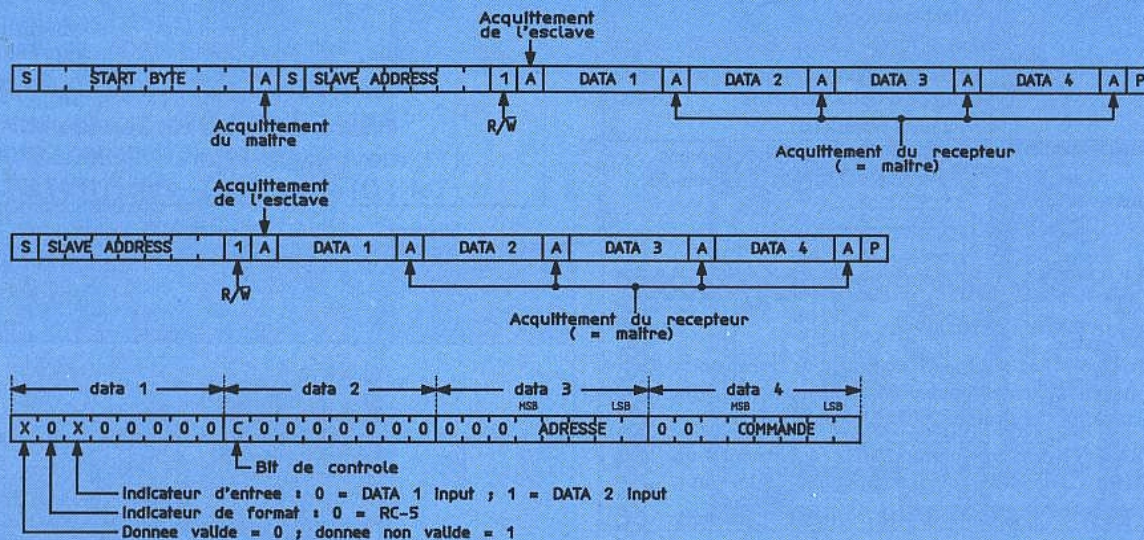


Figure 15.

Examinons les nombreuses caractéristiques de ce circuit et celles dont nous avons doté notre réalisation (figure 14).

Tout d'abord afin de décoder le code RC5 ce circuit doit être conditionné en imposant sa broche 11 à la masse, en disposant un résonateur céramique à 432 / 455 kHz (ce qui définira les bonnes valeurs temporelles du code).

Une fois tout cela effectué, le signal à décoder doit être injecté sur la broche 12.

Le SAA 3028 quant à lui fonctionne sur une transition de HAUT vers BAS (version soustritée avec un récepteur RC5 actif à l'état BAS, donc avec un simple TDA 3047).

Le contenu du code émis RC5 est alors "transcodé" à l'intérieur du circuit à l'aide de registres

pour que ceux-ci puissent être relus par l'intermédiaire du BUS I2C.

Bien évidemment une petite remise en forme de tout ce beau monde a été effectuée de façon à pouvoir présenter par la suite des octets "intelligents" à un "vulgaire" micro-contrôleur.

La figure 15 vous indique le format de sortie des octets sur le BUS I2C. Comme vous le remarquerez celui-ci se compose de 4 octets et les "carottes" et les "choux" ne sont plus mélangés comme cela était le cas à l'émission du code initialement.

Chaque octet a sa petite autonomie :

- un pour la validité du code.
- un pour le contenu des bits "système".
- un pour le contenu des bits de "commandes".

- comme vous pourrez aussi le remarquer un octet a été aussi aménagé pour "visualiser" le bit de contrôle (toggle) dit de "nouveau message".

Maintenant que chacun est dans sa petite boîte examinons en détail comment via le bus I2C tout ce beau monde va être traité.

Lecture du contenu des octets du SAA 3028 via le BUS I2C

Deux modes de lecture de données arrivant de façon "intemporelles" sont classiquement utilisés :

- le polling
- l'interruption.

Le polling

Pour déterminer lequel choisir selon le genre d'application, il est nécessaire de revenir sur un point particulier de fonctionnement de ce circuit.

Nous venons de voir que lorsqu'un code a été transmis, reconnu comme valable, décodé RC5 et après avoir lamentablement écrasé son prédécesseur, il est verrouillé dans des registres tampon (prêt à être relu via l'I2C). A partir de cet instant ces registres attendent sagement que quelqu'un (au doux nom d'I2C) viennent les lire (et uniquement lui).

Remarquez au passage qu'il ne tient qu'à vous de venir. Si par hasard vous étiez momentanément occupé ailleurs à des tâches jugées par vous (... ou d'autres) "plus importantes", vous avez tout le temps de venir le chercher à votre rythme c'est à dire venir de temps en temps gentiment dire bonjour au circuit SAA 3028 pour savoir si quelqu'un a par hasard envoyé un message (certains appellent cela du polling mais c'est beaucoup moins poétique...).

Dans ce cas, lors de cette visite de politesse, par la même occasion vous en profiterez traitreusement pour lire le contenu de ces registres et vous les ramènerez à la maison en prenant... le bus (dans cette branche professionnelle "maison" correspond à tout micro-contrôleur ayant pignon sur rue).

Si par hasard vous revenez trop souvent, et que dans l'intervalle de temps rien n'a été de nouveau transmis, les registres, que vous aurez "déplumés" au voyage précédent, vous afficherons très fièrement dans les octets que vous ramènerez des FF FF FF FF de plus conviviaux.

Par contre, en employant ce genre de philosophie, vous vous exposez à un risque majeur. En effet, si vous ne revenez pas assez souvent, vous aurez des chances de manquer des messages de "commandes" sans vous en doutez le moins du monde car nous vous le répétons nous sommes en présence d'un guide de bienséance du type "le suivant écrase le précédent".

Evidemment si vous partez du principe que le dernier a toujours raison...

Enfin vous voilà prévenus !

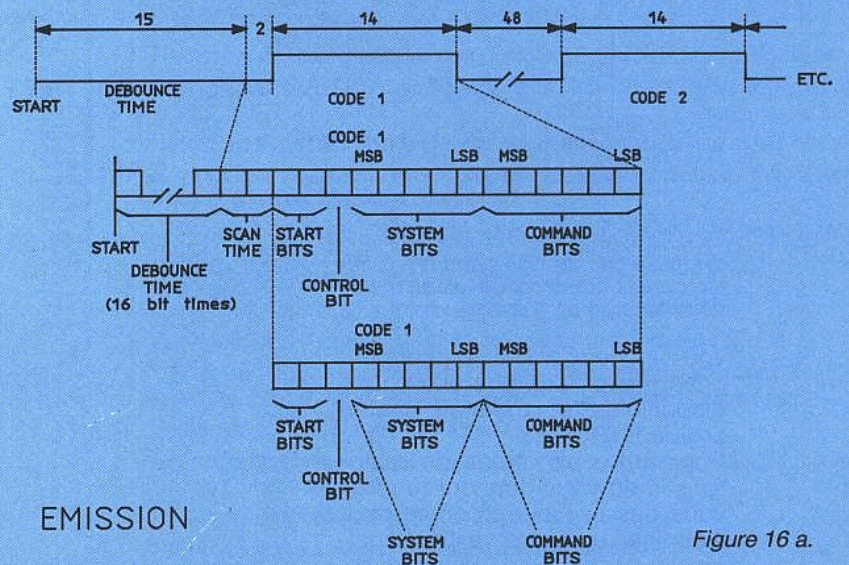
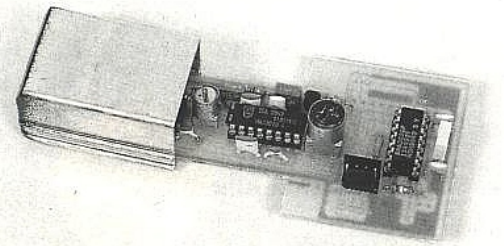
Dernière remarque en passant, cette procédure est très facile à réaliser en BASIC sur un 8052 AH BASIC car il s'agit de déclencher un "timer" et d'aller, via la

routine du bus I2C scruter le circuit intégré.

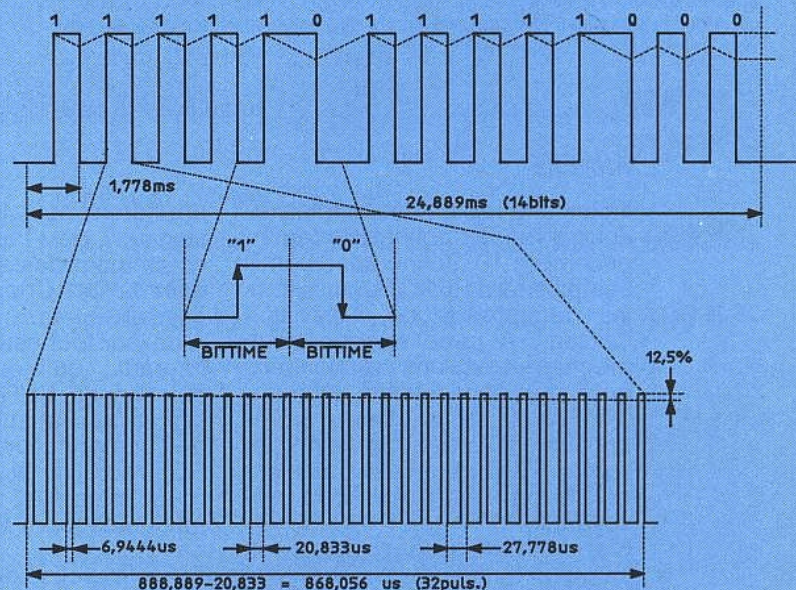
L'interruption

Le circuit SAA 3028 possède une broche (1) dite DAV pour "DATA Valide" c'est-à-dire code reçu, décodé, conforme à du RC5. Cette broche peut donc servir d'information de demande d'interruption d'un micro-contrôleur standard - notamment d'un micro-contrôleur I2C de la famille 80C51 de type 80C652 (I2C en hardware sur le chip).

C'est dans cette hypothèse de travail que G. de DIEULEVEULT



MODE "FLASH"
BROCHE 8
du SAA 3010



DIODE DE RECEPTION



TDA
3047/
3048

SAA
3028

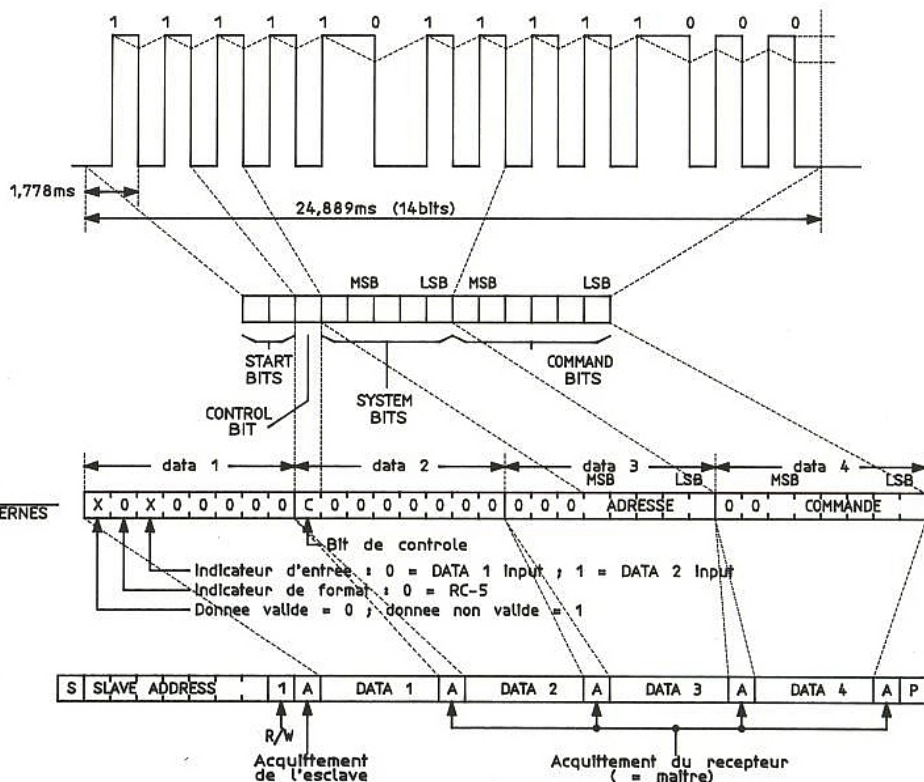
MICRO-
CONTROLEUR
8052
AH BASIC ..

CONTENU DES
REGISTRES INTERNES

I2C

MESSAGES SUR
LE BUS I2C

RECEPTION

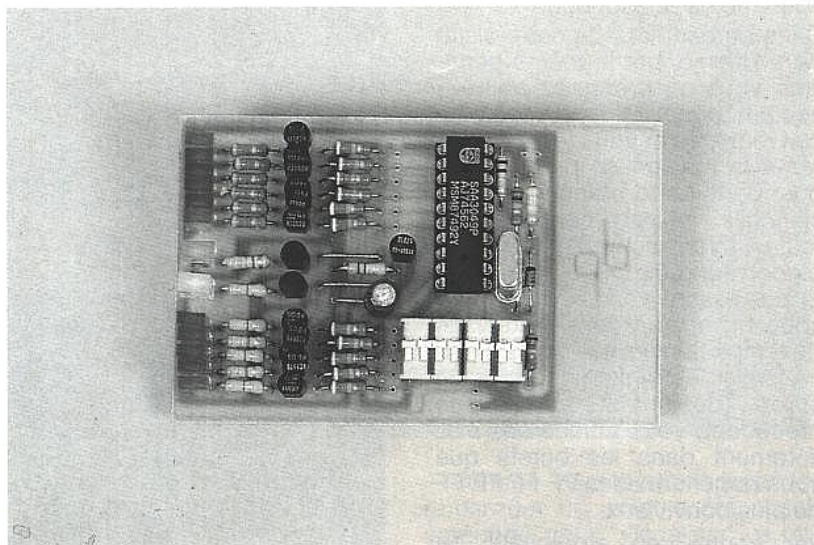


* Les figures 16 et 17 donnent une synthèse globale des signaux à obtenir depuis sa création jusqu'à son décodage.

vous invitera à suivre comment décortiquer l'étendue des codes disponibles et transmis via le protocole RC5.

Pour notre part nous en resterons là en vous donnant rendez-vous dès le mois prochain pour examiner un autre vaste domaine.

Dominique PARET



ANNEXE

Il était une fois un décret ministériel qui rendait obligatoire (au 1^{er} décembre 1979) une prise baptisée plus tard PERITEL pour tous les récepteurs de Télévision Couleur. A cette époque deux broches restaient disponibles pour des applications "ultérieures" (broches baptisées pompeusement à l'époque "clock" et "data", l'I2C et le D2B trainaient déjà et on n'est jamais trop prévoyant...).

S'apercevant que pendant de longues années ces broches innocentes s'ennuyaient, certains petits "voyous" de la profession s'y engouffrèrent et en

profitèrent pour transmettre des signaux de toute nature et notamment des signaux de télécommande. Cris, palabres, discussions... etc.

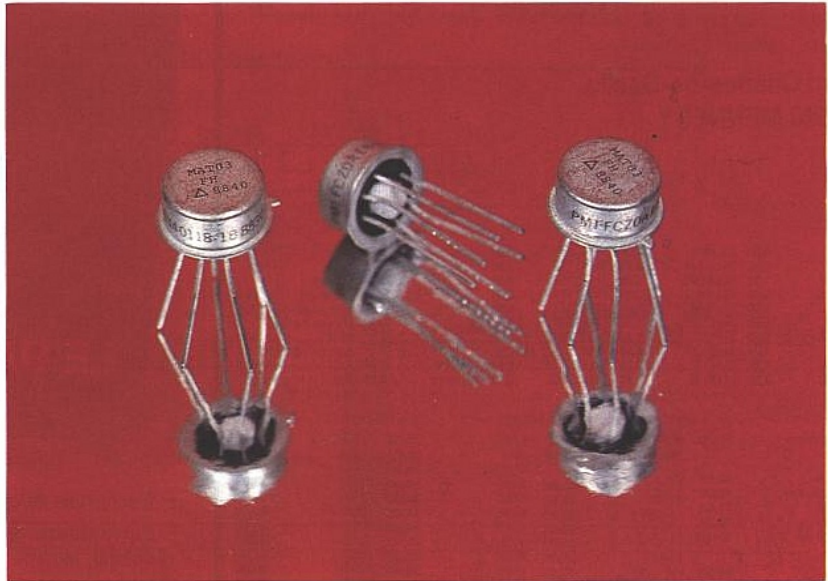
A ce jour tout est (presque) révolu, sauf... qu'il est officiellement autorisé de SURPERPOSER au signal présent sur la broche dite de "commutation lente" le code RC5 reçu (via le récepteur infrarouge intégré au téléviseur ou au magnétoscope). Etrange n'est ce pas ?

Si cela vous donne quelques idées, le but de cette annexe aura été atteint !

Un préamplificateur ultra-faible bruit

Obtenir la dynamique maximum à partir de capteurs à sortie bas niveau tels que microphones audio, tête magnétiques ou jauges de contrainte basse impédance, nécessite un préamplificateur à très faible niveau de bruit intrinsèque.

Le circuit proposé ici a un bruit extrêmement bas = $0,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ et permet d'obtenir un gain de 1 000 pour une bande passante supérieure à 200 kHz.



Les caractéristiques de cet amplificateur faible bruit sont obtenues grâce à la paire de transistors PNP appariés du MAT-03. Travaillant avec 2 mA de courant de collecteur dans chaque transistor, le MAT-03 forme un étage d'entrée différentiel avec un gain de 385 (en DC), approximativement $50 \mu\text{V}$ de tension d'offset et seulement $0,5 \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$ de bruit large bande. Quand il est multiplié par le gain de l'étage ($\times 385$), le bruit du MAT-03 apparaît comme $192,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ aux entrées de l'OP27. La contribution des $3,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ de l'amplificateur opérationnel est donc négligeable par rapport au bruit total du circuit.

Dans cet exemple, la compensation de l'étage d'entrée, effectuée par C_1 et R_7 , optimise les performances en bruit pour la bande des fréquences audio en permettant à la paire différentielle d'avoir une réponse en fréquence plate jusqu'à 20 Hz avant de s'infléchir pour garantir la stabilité de la structure complète.

Le gain de l'étage d'entrée est réduit de 20 dB entre 20 kHz et 200 kHz puis reste constant jusqu'à ce que la limite du produit gain-bande du MAT-03 soit atteinte, aux environs de 8 MHz.

Cette compensation assure la stabilité du préamplificateur pour des gains de 100 à 2 000.

Le gain est fixé par les résistances R_5 et R_6 tel que :

$$A_{vCL} = 1 + R_5/R_6$$

Pour limiter le bruit thermique causé par l'impédance de la boucle de contre-réaction, la valeur de R_6 ne doit pas être supérieure à 10Ω (une résistance de 10Ω engendre $0,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ à $25 \text{ }^\circ\text{C}$).

Le courant de polarisation de l'étage d'entrée, 4 mA, est fixé par la source de courant formé par Q_2 , R_1 et la LED au GaAsP.

La LED est utilisée comme zener de 1,6 volt, laquelle a un coefficient de température presque identique à celui de la jonction base-émetteur de Q_2 . Ceci fournit une tension de 1 volt stable en température qui, appliquée à R_1 , force 4 mA à traverser le collecteur de Q_2 .

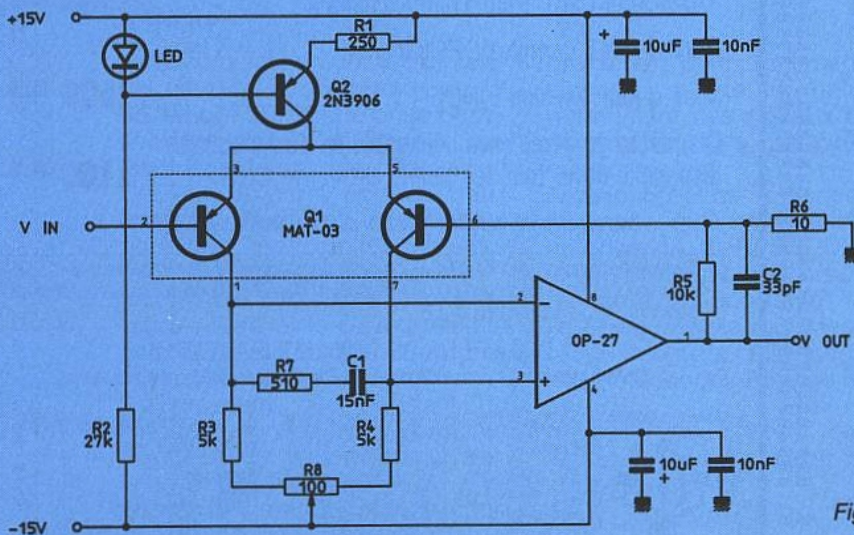


Figure 1

Les 4 mA se séparent en 2 mA pour chaque branche de la paire différentielle.

Avec un h_{FE} de 150 (pour le MAT-03), le courant de polarisation de l'étage d'entrée sera de l'ordre de 13 μ A.

Parce que ce courant de polarisation est relativement grand, la tension d'offset, créée par ce courant traversant l'impédance non symétrique de source, dépassera rapidement l'offset de la paire différentielle, ce qui rend nécessaire le réglage de l'offset par R_8 .

De faibles impédances de source réduiront les dérives d'offset provoquées par les variations de h_{FE} en fonction de la température.

Avoir une faible impédance de source est aussi très important pour maintenir un faible niveau de bruit.

Le bruit de 0,5 nV/ \sqrt{Hz} du MAT-03 est équivalent au bruit thermique d'une résistance de 15 Ω à 25 °C. Donc, tout capteur ayant une impédance supérieure à 15 Ω produira plus de bruit que le préamplificateur.

La tension de bruit mesurée dans une bande de 0,03 Hz est en moyenne de 0,13 μ V. Divisée par le gain en boucle fermée de l'amplificateur (= 1 000), ceci correspond à 0,13 nV à l'entrée du préampli ou, exprimée en nV/ \sqrt{Hz} :

Adaptation d'une note d'applications de M. Jachowski de PMI (division de Analog Devices).

$$e_n = \frac{0,13 \text{ nV}}{\sqrt{0,03 \text{ Hz}}} = 0,75 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Tenant compte du bruit des deux résistances de source de 10 Ω , le bruit imputable au MAT-03 est de :

$$0,75 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} = \sqrt{(e_{MAT})^2 + (0,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + (0,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2}$$

$$e_{MAT} = 0,49 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Le coude de bruit en 1/f est aussi remarquablement bas : 0,25 Hz.

Dans la bande passante audio de 20 kHz, la tension de bruit RMS totale ramenée à l'entrée (due à la paire différentielle qu'est le MAT-03) vaut :

$$e_n = (0,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})(\sqrt{20 \text{ kHz} - 20 \text{ Hz}}) = 70,5 \text{ nV RMS}$$

Le bruit thermique d'une impédance de source de 10 Ω pour la même bande passante est :

$$e_t = 1,28 \times 10^{-10} \sqrt{(10 \Omega)(20 \text{ kHz} - 20 \text{ Hz})} = 57 \text{ nV RMS} *$$

Le bruit total ramené à l'entrée du préamplificateur avec 10 Ω d'impédance de source à chaque entrée est :

$$e_{\text{total}} = \sqrt{(70,5 \text{ nV})^2 + (57 \text{ nV})^2 + (57 \text{ nV})^2} = 106 \text{ nV RMS}$$

C'est moins que le bruit thermique d'une simple résistance de 50 Ω pour la même bande passante : 126 nV RMS !

$$* \text{ D'après } e_t = \sqrt{4 kTB R}$$

où k : constante de Boltzmann

T : Température absolue

B : Bande passante

R : Résistance

Or pour une température de 25 °C, soit 298° K, $\sqrt{4 kT} \approx 1,28 \cdot 10^{-10}$

Deux antirebonds simples et efficaces

Quel électricien ne s'est pas trouvé un jour confronté aux problèmes des rebonds engendrés à l'ouverture ou à la fermeture d'un contact.

Les deux circuits que nous vous proposons vous permettront de faire face à la majorité des cas de figure rencontrés dans vos applications.

Le premier résout les problèmes des circuits actionnés par un poussoir à contact fugitif et le second inhibe les rebonds engendrés par un interrupteur à deux positions.

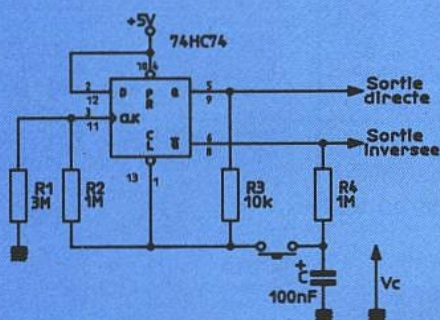


Figure 1 : Antirebond d'un poussoir à base de bascule D.

Cas du poussoir

Ce montage, représenté à la figure 1, fonctionne en bistable et change donc d'état à chaque appui sur le poussoir. Il reste insensible au relâchement de ce dernier.

Étudions son fonctionnement par étape :

– Nous partons d'un état stable défini par les conditions initiales suivantes :

Clear = 1, Q = 1, Vc = 0 V, CLK = 1.

– Lors de l'appui sur le poussoir, CLR passe à 0 et fixe Q à 0. Ceci confirme la tension Vc = 0 V aux bornes du condensateur :

$$V_c = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \times 5 \text{ V} \approx 0,05 \text{ V}$$

avec Q = 5 V.

– Les rebonds sont masqués par la constante de temps de charge du condensateur à travers R4 ($\tau = R_4 C \approx 100 \text{ ms}$). Pendant cette phase de rebonds, l'entrée CLEAR voit son état confirmé à 0 par la sortie Q.

– Relâchement du poussoir : Q étant à 0, l'état de la bascule reste identique car forcé par l'entrée CLEAR.

Là encore, la constante de charge du condensateur masque

les rebonds. Le condensateur se charge à 5 V.

– Un nouvel appui sur le poussoir libère la bascule en appliquant le niveau 1 sur le CLEAR et immédiatement après, le front montant sur l'horloge CLK lache l'entrée D et Q passe à 1. Ceci confirme la tension du condensateur à 5 V et l'état de l'entrée CLEAR à 1.

– Là encore, les rebonds sont masqués par la constante de temps R4C.

– Le relâchement du poussoir a pour effet de décharger le condensateur à travers R4 et ramène la tension à ses bornes à 0 V. Nous retrouvons ainsi l'état initial en primaire.

Si dans votre application il est important de fixer l'état de la bascule à la mise sous tension, il vous faudra agir sur l'entrée SET par un signal passant à l'état 1 après l'établissement de l'alimentation.

Ceci peut être réalisé par le circuit RESET d'un microprocesseur par exemple, ou par un circuit RC.

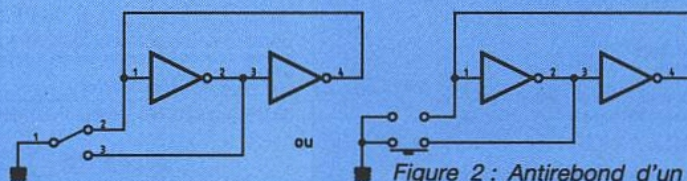


Figure 2 : Antirebond d'un interrupteur ou d'un poussoir deux positions.

L'antirebond de l'interrupteur ou du poussoir deux positions (figure 2)

Ce circuit est de loin le plus agréable pour un numéricien. En effet, ce dernier cherchera à éviter l'utilisation de circuits RC manquant de classe dans un schéma logique. De plus, sa simplicité mérite qu'on y attache un minimum d'intérêt.

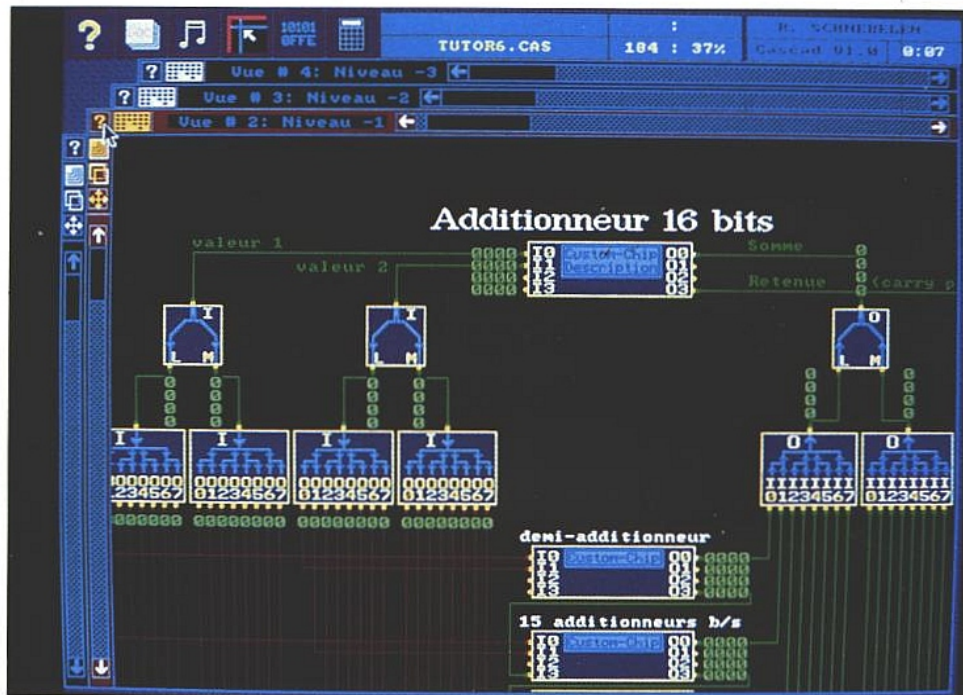
Ce circuit utilise deux inverseurs montés en bascule bistable et mémorise l'état imposé par le dernier contact de l'interrupteur. De ce fait, les rebonds intermédiaires aux deux états stables de l'interrupteur seront totalement masqués.

J.-Y. BEDU

BCD-CASCAD

La logique à sa source

L'E.A.O., enseignement assisté par ordinateur, a connu un démarrage laborieux ; de trop nombreux programmes du type didacticiels, parce qu'ils ne présentaient que peu d'intérêt, avaient quelque peu décrédibilisé ce domaine d'application de l'informatique. L'arrivée sur le marché de logiciels très élaborés a fini par convaincre même les plus sceptiques ; cette forme d'enseignement est désormais en phase adulte et en plein essor.



CASCAD est un ensemble de logiciels développés en turbo-C et en turbo Pascal, au service de la formation aux techniques numériques. C'est tout à la fois un logiciel de dessin, un logiciel de simulation, un éditeur de textes, une PAO, mais surtout, un cours complet sur la logique et la micro-informatique. Il permet de concevoir, de simuler, de présenter, des cas d'étude dans les domaines de la logique, des automatismes, de la robotique, et plus généralement dans celui des microprocesseurs. Conçu par un professeur passionné par sa spécialité, il s'adresse aussi bien au maître qu'à l'élève ; le premier accède rapidement à sa bibliothèque de cas d'étude et a la possibilité de présenter des schémas et leur fonctionnement ; il informatise l'ensemble des supports de cours et travaux dirigés, qui sont alors directement présentés sur les consoles de travail des seconds. Ces élèves, ont alors la possibilité de revoir à leur rythme les notions qui leur ont été présentées, de rééditer les expériences, et éventuellement, de revenir à des cours précédents ; ils disposent d'un laboratoire complet sur micro-ordinateur. Les travaux

dirigés, accessibles depuis leur poste de travail, leur permettent de vérifier la validité des solutions qu'ils proposent pour divers exercices. Par l'expérimentation, ils seront à même de découvrir des notions et des concepts, opérations essentielles à l'apprentissage.

UN LOGICIEL ETOFFE MAIS GOURMAND !

Fortement compacté, l'ensemble des programmes contenus dans BCD-CASCAD tient sur 6 disquettes 360 Ko ; cependant, il s'étalera sur près de 10 Mo à la surface du disque dur de l'ordinateur d'accueil. Ce dernier, qui sera du type IBM PC-XT, PC-AT, PS/2, ou 100 % compatible, sera géré par un système d'exploitation MS-DOS ou PC-DOS, version 3.0 ou supérieure, et devra comporter au moins 640 Ko de mémoire vive. Il devra d'autre part être équipé d'une carte graphique couleur émulant les standards EGA ou VGA 16 couleurs. Le fichier "CONFIG.SYS" devra contenir les deux instructions "FILES = 30, BUFFERS = 30", et tous les programmes rési-

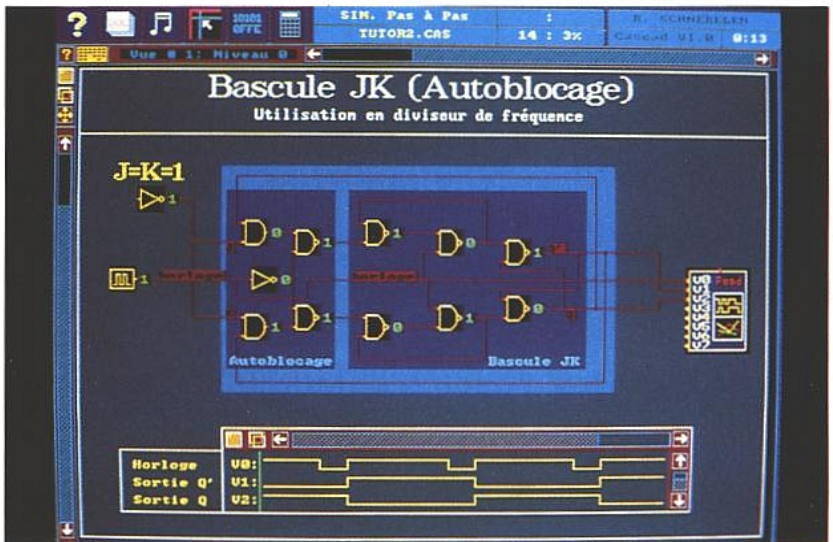
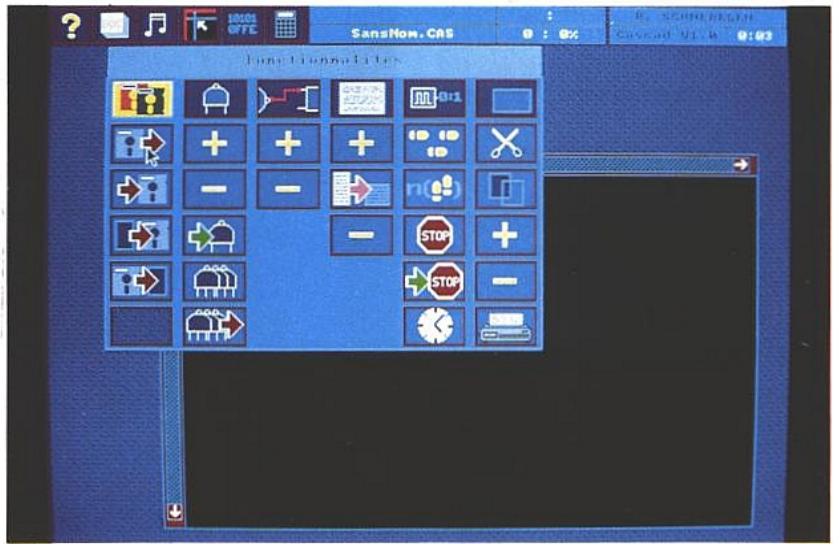
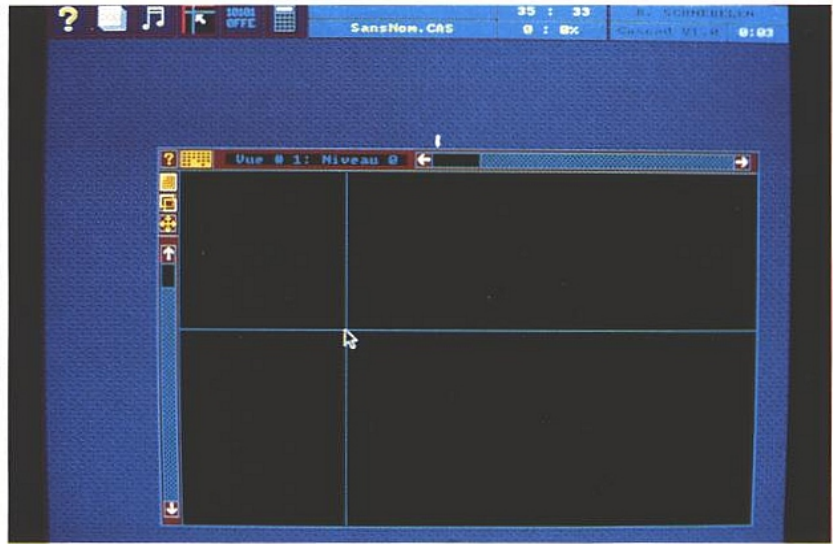
dents devront être déchargés. Il n'est pas nécessaire de disposer d'un coprocesseur arithmétique. L'installation et le décompactage des programmes sont réalisés de façon automatique ; à ce propos, signalons qu'il convient de se montrer patient : l'opération est assez longue, et l'écran étant figé durant son déroulement, un opérateur dont le naturel serait quelque peu impulsif pourrait conclure hâtivement, et à tort, que sa machine est "plantée". La configuration du système pour sa part, est semi-automatique ; le soft reconnaissant en principe la carte graphique, on se bornera à préciser le type de souris et d'imprimante raccordées ; il est possible à ce stade de régler la sensibilité du digitaliseur. L'opérateur peut aussi choisir la norme de représentation des composants.

Si l'appareil le permet, l'utilisateur pourra avec profit utiliser une unité virtuelle ; il lui faudra alors définir les fichiers qu'il désire y voir transférer ; l'utilitaire, décidément très obligeant, propose une liste des fichiers dont le déplacement serait judicieux, leur taille, et la place disponible sur le disque virtuel. 4 petits Mega de RAM supplémentaires représentent une bonne réserve pour cette application. Les éventuels pirates, amateurs de copies prohibées, se heurteront à une clé de protection particulièrement coriace, d'origine HAPS, et placée sur le port parallèle de la machine comme toute clé qui se respecte d'ailleurs. Dans la plupart des cas, et contrairement à ce qui est dit dans la notice, l'imprimante devra être mise sous tension avant de lancer le logiciel.

Structures et hiérarchies logiques

BCD-CASCAD est organisé autour de trois modules principaux ; le premier, CASCAD, est le système de conception et de simulation proprement dit ; le second, lui même composé de deux sous-ensembles, MAG et PARASM permet de concevoir des langages de programmation assembleur et micro-assembleur, puis d'assembler des fichiers source respectant les syntaxes définies dans le but d'obtenir des fichiers objet et des fichiers listing. Le dernier module enfin, comprend MAKEHELP et CUT grâce auxquels on peut créer des systèmes graphiques de documentation en ligne pour CASCAD.

Le logiciel est fourni avec un généreux manuel, en français on s'en doute, divisé en 8 chapitres,



et dont une bonne partie est consacrée à l'apprentissage. Cet apprentissage passe en revue de façon détaillée les facilités proposées par le programme : le

contrôle des fenêtres, la réalisation de circuits et de composants, leur simulation, l'utilisation de l'aide en ligne et des commentaires.

CASCAD et la logique

CASCAD est un logiciel élaboré jusqu'au bout du dongle. Il suffit, pour s'en convaincre d'admirer le magnifique écran qui apparaît lors du lancement. Le choix des couleurs, la clarté, la silhouette des icônes dessinées avec goût et recherche de la plus grande compréhension est exemplaire. Les menus organisés de façon hiérarchique sont disponibles soit sous forme de fenêtres de textes, soit sous forme d'icônes. La bibliothèque de composants renferme tous les symboles systèmes de base, nécessaires et suffisants. Ils sont regroupés par famille et représentés selon les quatre axes cardinaux :

- Horloge et portes booléennes (AND, OR, NOT, NAND, NOR, XOR).

- Bascules (D, RS, JK, Master Slave RS-JK-D).

- Utilitaires de conversion bus-ligne :

(16 bits → 2 x 8 bits

2 x 8 bits → 16 bits

8 bits → 8 x 1 bit

8 x 1 bit → 8 bits).

- Latch et registres (mémoires de base sur 16 bits).

- Multiplexeurs et démultiplexeurs (8 et 2 voies, et latchés).

- Encodeur et décodeur (3 → 8 lignes et 8 → 3 lignes).

- Composants arithmétiques (opérations arithmétiques de base).

- UAL, décaleur programmable (travaillant sur des valeurs de 16 bits).

- Piles Fifo et Lifo.

- Mémoires (RAM et MICRO-CODE).

- Chronogramme, point d'arrêt.

- Utilitaires de simulation.

- Utilitaires de construction.

Chaque composant possède sa propre documentation. A partir de ces composants de base il sera possible de construire des éléments complexes, tous fonctionnels, qui pourront à leur tour venir enrichir la bibliothèque ; les blocs fonctionnels sont empilables sur plusieurs niveaux hiérarchiques, ...249 exactement, qui peuvent être ouverts simultanément. La création d'ensembles évolués est ainsi réalisable, depuis le niveau le plus bas, chacun des niveaux possédant ses commentaires, jusqu'au niveau terminal, où pourront figurer des animations éventuelles de dessins importés au format PCX à partir d'autres logiciels, grâce au puissant utilitaire CUT.

Le moteur de simulation des circuits permettant de visualiser leurs comportements et de comprendre l'apparition de phéno-

mènes d'instabilité ou de retard liés à certaines architectures, est essentiellement un signal carré, généré par une ou plusieurs horloges. Ces horloges sont paramétrables de trois façons :

- Le nombre de pas durant lequel elles resteront au niveau stable à 0.

- Le nombre de pas durant lequel elles resteront au niveau stable à 1.

- Leur état actif ou inactif.

Le logiciel considère tous les fronts comme des temps élémentaires, et la simulation s'effectue pas à pas, sur un pas ou sur un nombre prédéterminé de pas, ou en continu avec éventuellement un point d'arrêt. Dans cette version de CASCAD le temps de traversée des composants est fixe, mais non nul. Les composants sont évalués au cours de la simulation dans un ordre déterminé par le compilateur, ordre qui dépend de la schématique, des connexions, et dans certains cas, de l'ordre dans lequel ils ont été placés sur la feuille de travail. En mode pas à pas, la simple sélection d'une ligne ou d'un bus suffit à faire apparaître une sonde numérique affichant la valeur (en hexa par défaut) qui transite dans la connexion choisie. L'appel d'une calculette intégrée au soft autorise la conversion de la valeur dans une autre base de calcul ; cette calculette disponible à chaque instant travaille sur des valeurs représentées sur 16 bits signés et peut afficher des valeurs selon les bases décimales, hexadécimales, ou binaires.

Tout circuit est susceptible d'être découpé en zones ; cette opération n'affecte en rien la feuille de travail, mais offre simplement la facilité de disposer et de mémoriser un certain nombre d'objets manipulables ultérieurement.

Dialogues, visu et illustration des résultats

L'utilisateur pourra introduire à l'intérieur de ses montages un certain nombre de composants chronogrammes, destinés à enregistrer et à restituer des valeurs sous plusieurs modes de visualisation ; ce sont des utilitaires qui n'ont pas d'équivalent dans le monde réel. Dans un laboratoire, en effet, on utiliserait un oscilloscope, un analyseur logique ou un système de débogage pour remplir leurs fonctions ; le mode d'affichage de ces chronogrammes est variable en fonction des informations que l'on souhaite recueillir.

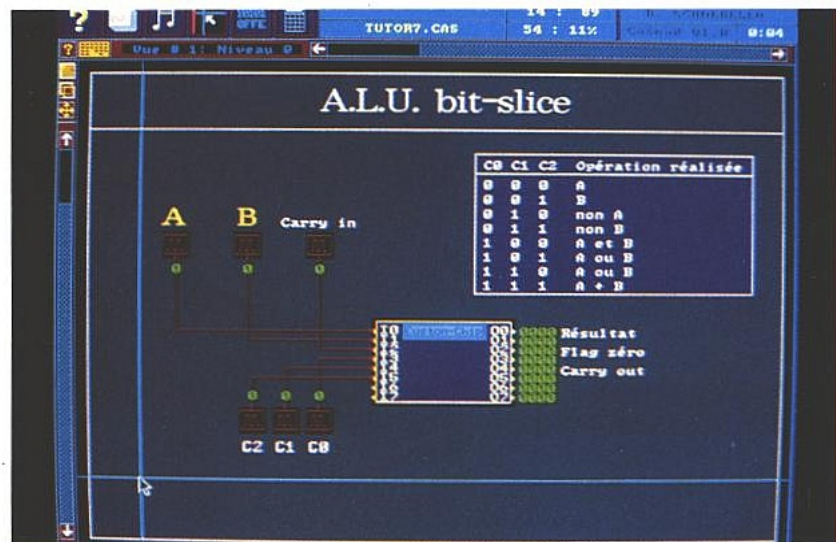
Le chronogramme à huit voies restitue les bits de poids les plus faibles des données enregistrées.

Le chronogramme à 128 voies reproduit les 16 bits (du poids le plus faible au poids le plus fort) des données enregistrées. Une voie est attribuée à chaque bit de chaque voie.

Les courbes de valeurs signées ou non-signées affichent les données enregistrées sous forme de courbes. Une courbe est attribuée à chaque voie, et les données sont interprétées comme des valeurs non-signées ou signées en utilisant la convention du complément à deux ; une droite d'équation $Y = 0$ est systématiquement tracée pour servir d'origine sur l'axe des Y.

Les histogrammes restituent les données sous forme de barres verticales ; une courbe est attribuée à chaque voie, et les données sont interprétées comme des valeurs signées en utilisant la aussi la convention du complément à deux.

Par ailleurs, les utilitaires de simulation regroupent des composants servant d'interface entre



les circuits, l'utilisateur et les systèmes de documentation en ligne. Ces interfaces sont réalisées à partir de 6 composants : "Message" et "saisie de valeur" permettent l'échange de données entre le circuit et l'utilisateur durant la simulation.

"Documentation" permet au circuit d'invoquer des documentations.

"Image" autorise l'illustration graphique d'un processus.

Sont également prévus des afficheurs à LED décimaux et hexadécimaux.

Gestion des mémoires

Nous avons vu que différents types de mémoires sont disponibles dans cascadi. En premier lieu les piles First In First Out (FIFO), et leur contraire, Last In First Out (LIFO), qui peuvent chacune contenir 32 octets. Elles sont paramétrables pour, selon le cas, régler le mode de déclenchement du Push et du Pop, ou du Read et du Write; leur contenu est modifiable ainsi que leur état; on peut aussi modifier directement l'adresse des pointeurs.

Les RAM permettent de concevoir une large gamme de systèmes de mémorisation, en faisant ressortir des compromis importants entre la taille, la vitesse et le coût de ces composants. A chaque nouvelle RAM est associé un fichier de mémoire virtuelle qui permet de manipuler des mémoires dont la taille (virtuelle) peut dépasser la capacité de l'ordinateur utilisé. Ces fichiers, normalement détruits après chaque session, sont d'un espace équivalent sur le disque à celui requis pour la mémoire. Ces composants RAM sont évidemment paramétrables de multiples façons, largeur de la RAM et des adresses, cycles d'attente et modes de déclenchement.

Le composant microcode possède onze entrées : de 10 à 17 et Addr sur 16 bits, des entrées de contrôle de lecture et d'écriture respectivement sur 1 bit. Il possède également huit sorties sur 16 bits : 00 à 07. Il est caractérisable par sa largeur (de 1 à 128 bits), ainsi que par sa profondeur (nombre d'adresses jusqu'à $2^{16} - 1$).

Les composants microcode sont paramétrables en fonction de l'architecture à concevoir; leur contenu est archivable dans un fichier "LANGUAGE" qui contiendra alors une image exacte de la mémoire à un instant donné.



CASCAD ET LA SYNTHAXE

Le module langage inclus dans le logiciel permet de concevoir, de réaliser et d'utiliser des langages assembleur et micro-assembleur, afin de programmer des architectures réalisées sous CASCAD; MAG génère des fichiers de paramètres contenant une description codifiée complète des langages définis; ces fichiers sont par la suite pris en compte par PARASM, assembleur paramétrable, pour assembler des programmes source et générer du code objet. Ces codes objet seront ensuite chargés dans des composants RAM ou MICROCODE de CASCAD pour effectuer des simulations avancées d'architectures programmées et/ou microprogrammées. Un microcode, rappelons-le, est un ensemble de données binaires qui commandent directement une architecture; le but de l'utilisation d'architectures microcodées est de réaliser des architectures fixes qui seront capables d'effectuer des tâches différentes par simple modification du microcode qui les commande; cette modification est bien moins coûteuse et plus rapide que la modification de l'architecture elle-même, raison du succès et de l'importance prise par cette technique. Si la conception du microcode est toujours possible en créant directement le code binaire qui sera exécuté par la machine, cette solution s'avère rapidement fastidieuse, l'humain étant peu habitué à communiquer en langage binaire. La conception d'un langage de programmation permet de surmonter, ou tout au moins d'alléger ce problème en permettant à l'utilisateur de concevoir un langage symbolique qui sera traduit en code

binaire exécutable par la machine.

La définition d'un langage de micro-programmation s'appuie sur la définition des champs qui constituent le microcode. Lorsque ces champs sont définis, il convient de créer des instructions ayant pour but de remplir certains champs de valeurs (binaires); Une fois le jeu d'instructions du langage de micro-programmation défini, l'écriture du programme l'utilisant sera réalisée. Ce programme sera traduit en code binaire par calcul de la valeur de ces champs, et leur assemblage pour former des mots de microcode. MAG permet de définir jusqu'à 64 champs différents, chaque champ pouvant contenir jusqu'à 16 bits d'informations.

Cependant, la taille maximale d'un mot de microcode généré à l'aide de MAG est de 128 bits.

En bref

Nous n'avons fait qu'un survol rapide de CASCAD; sa souplesse d'utilisation, les possibilités qu'il propose en font un outil d'enseignement précieux et indispensable tant pour le professeur que pour ses élèves. La documentation qu'il contient à tous les niveaux hiérarchiques des feuilles de travail représente un travail de compilation colossal qui justifie à lui seul le prix demandé.

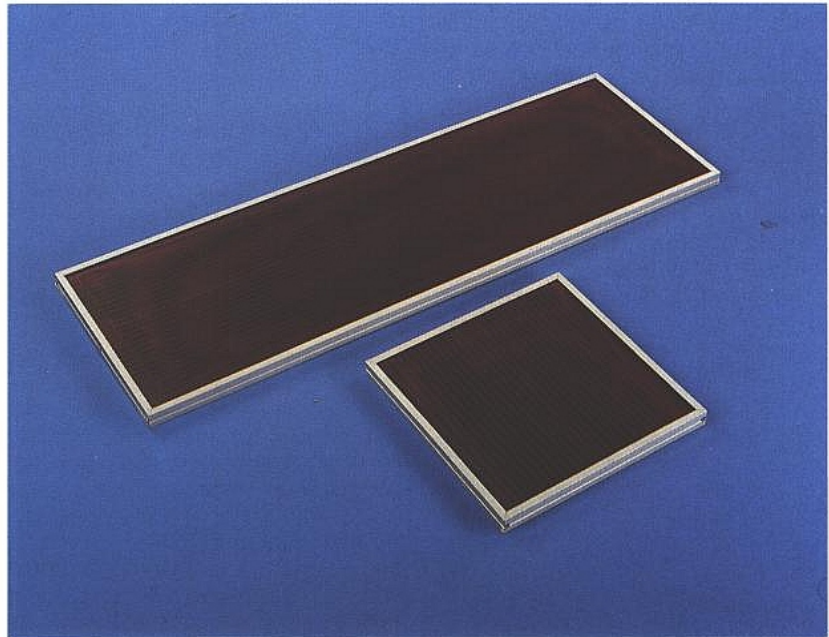
CASCAD : 19800,00 Fr. Pour un poste.

CASCAD Junior (version éducation nationale). Licence pour un établissement : 19800,00 Fr.

BCD-1
38, rue de l'Yvette
75016 PARIS
Tél. : (1) 42.24.57.81

Les photopiles

Utilisée au départ comme source d'énergie pour les satellites, la cellule solaire est devenue accessible à tous, comme en témoignent les nombreux produits domestiques (montres, calculatrices...) exploitant ses caractéristiques. A l'heure actuelle, beaucoup de fabricants se partagent le marché des photopiles, proposant des éléments aux performances variées. Comment ces sous-ensembles sont-ils élaborés et quels principes mettent-ils en œuvre, tel est l'objet des lignes qui suivent.



Panneau chronar

Un peu d'histoire...

C'est en 1839 qu'Edmond Becquerel présente à l'Académie des sciences un mémoire traitant des "effets électriques produits sous l'influence du soleil". Ce fut les premiers travaux consacrés à cette nouvelle source d'énergie. Peu de découvertes virent le jour ensuite, malgré la mise en évidence de l'effet photovoltaïque du Sélénium en 1877. Les développements sur l'énergie solaire ne prirent vraiment leur essor que cent ans plus tard, grâce aux travaux de chercheurs américains qui proposent en 1954 une cellule solaire présentant un rendement de 6 %. Rapidement, l'industrie spatiale, alors en quête de nouvelles sources d'énergie, exploite cette découverte et lance dès 1959 un satellite utilisant des photopiles. La France, par le biais du CNRS, met au point sa première cellule en 1960. Plusieurs technologies, exploitant des structures cristallines différentes, permettent alors la production de photopiles mais les caractéristiques, notamment le rendement, diffèrent d'une solution à l'autre.

L'EFFET PHOTOVOLTAÏQUE

Lorsque l'on soumet une jonction PN à un rayonnement lumineux, il se peut que l'énergie contenue dans la lumière (sous forme de photons) dépasse le niveau de la bande interdite caractérisant la jonction éclairée. Cette énergie

peut alors briser des liaisons de covalence et donner naissance à des paires électron-trou. Le champ interne de la jonction force alors les deux particules à se déplacer en sens inverse afin de se recombiner. Elles y arrivent en circulant au travers d'un circuit sur lequel la jonction sera refermée : il naît ainsi un courant électrique. La **figure 1** représente un tel phénomène.

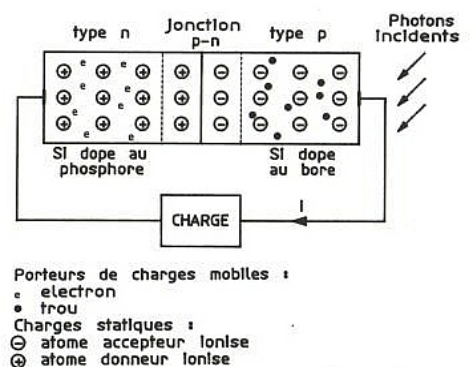


Figure 1

Les structures cristallines

Tout cristal constitue un réseau, découlant de la répétition périodique et tridimensionnelle d'un arrangement élémentaire d'atomes que l'on nomme maille. La cohésion de cet ensemble, ainsi que la régularité de cet arrangement, provient des liaisons de covalence établies entre chaque atome et ses proches voisins. La

figure 2 illustre ces affirmations pour du silicium, selon une vue plane de cette structure.

Il existe tous les intermédiaires entre la structure cristalline parfaite, telle celle du Silicium utilisée pour la fabrication des semi-conducteurs, et l'état amorphe parfait, où aucun ordre ne préside à l'arrangement des atomes.

Il existe ensuite de petits domaines monocristallins. On parle alors de polycristal, qui reste plus simple à fabriquer que le monocristal. Malheureusement, les joints entre les polycristaux gênent la mobilité des porteurs et créent des discontinuités dans les propriétés.

En allant plus loin dans le désordre, on peut trouver des structures où l'ordre règne à l'échelle de quelques atomes, mais disparaît à l'échelle de centaines ou de milliers d'atomes, par suite d'un grand nombre de défauts.

Ces derniers font que les atomes n'arrivent pas à satisfaire certaines liaisons. La **figure 3** représente cet état de fait. Une telle structure présente encore les bandes d'énergie liées à la périodicité du réseau, mais les liaisons pendantes empêchent la mobilité des charges.

Si l'on vient saturer ces liaisons pendantes (c'est-à-dire compléter les liaisons de covalence, comme le montre la **figure 4**) par exemple à l'aide d'hydrogène, on retrouve une certaine mobilité mais très inférieure à celle du monocristallin. Ce type de structure présente cependant l'intérêt d'être réalisable en grande surface et en couche mince par dépôt en phase vapeur.

Le silicium amorphe hydrogéné

Pratiquement, la décomposition de l'hydrure de silicium ou silane (SiH_4) conduit à l'obtention de silicium amorphe. Des expériences menées en 1975-1976, confirment que le matériau obtenu (contrairement au silicium amorphe pur) présente d'excellentes propriétés semiconductrices. Puisque les atomes d'hydrogène complètent, grâce au partage de leur unique électron, les liaisons manquantes, on appelle ce matériau, somme toute récent, du silicium amorphe hydrogéné. Son coefficient d'absorption possède une valeur mille fois supérieure à celui du silicium cristallin. Une épaisseur de l'ordre du micron est alors suffisante pour réaliser des photopiles efficaces.

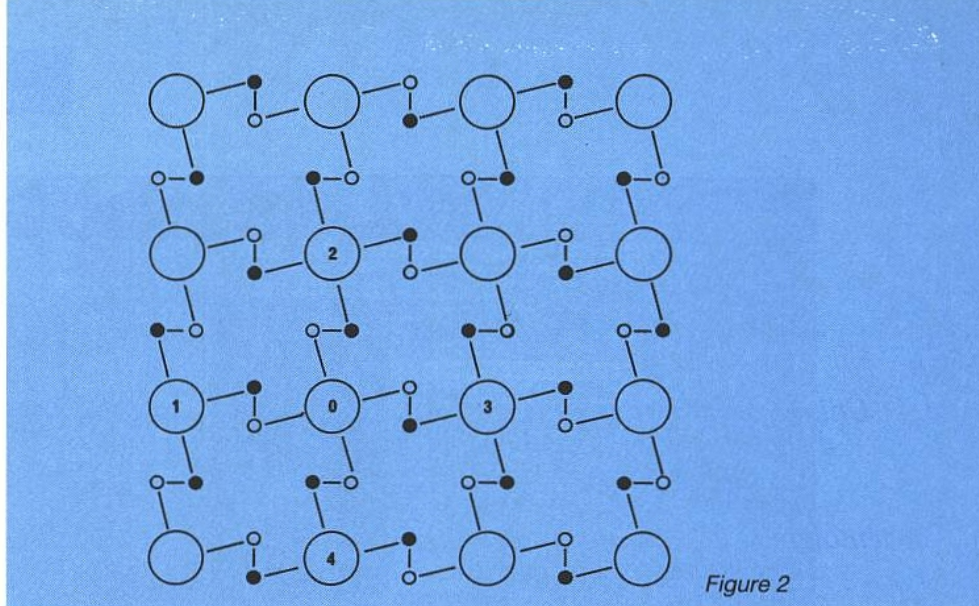


Figure 2

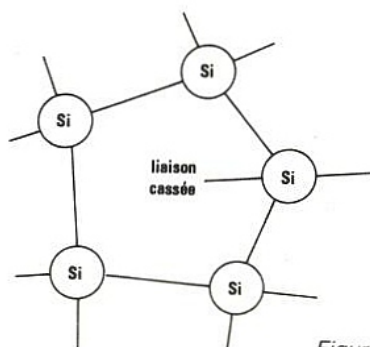


Figure 3

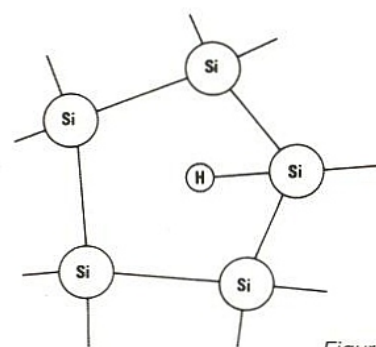


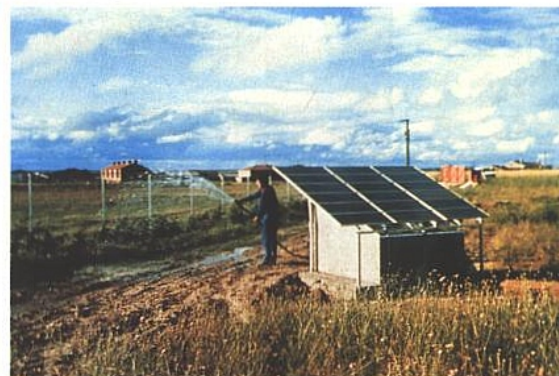
Figure 4

Constitution d'une photopile au silicium amorphe

Des recherches menées dès 1976 démontrèrent la possibilité d'un contrôle reproductible des propriétés électriques du silicium amorphe hydrogéné, grâce à l'utilisation du dopage substitutionnel. Il s'agit en fait de remplacer certains atomes de silicium par des atomes de phosphore, conférant à l'ensemble des propriétés de matériau dopé N. De manière similaire, l'insertion d'atomes de bore, conduit à l'obtention de matériau dopé P.

Bien que le silicium amorphe intrinsèque jouisse d'une forte photoconductivité, il n'en va pas de même lorsqu'on le dope au phosphore ou au bore. En effet, le temps de recombinaison diminue alors, entraînant une chute du rendement lors de la création des paires électrons-trous.

Afin de compenser ce défaut, on réalise la structure dont la **figure 5** représente une vue en cou-



pe. Cet arrangement utilise une couche de semiconducteur intrinsèque, prise en sandwich entre des couches P et N : les paires électrons-trou naissent alors dans la région intrinsèque. Les épaisseurs mises en jeu varient de 120 Å (Å : angström = 10^{-7} m) pour la couche P, à 6 000 Å pour la couche intrinsèque I et enfin, la couche N présente une épaisseur de 500 Å. La jonction PIN ainsi réalisée crée un champ électrique intense

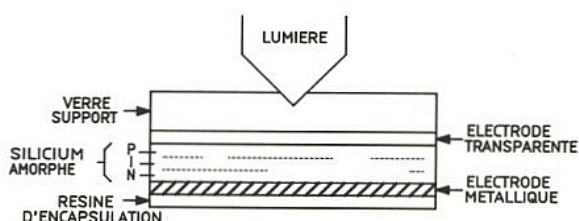


Figure 5: Structure d'une photopile au silicium amorphe vue en coupe.

au sein de la couche I entraînant la séparation et la collecte des électrons d'un côté, puis celle des trous de l'autre.

La couche transparente d'oxyde d'étain (SnO_2) cumule deux rôles dont le premier, conducteur, établit le contact électrique entre l'extérieur et la structure PIN. Le second autorise le passage de la lumière et constitue un traitement anti-reflet. De l'autre côté de la jonction, on réalise une seconde électrode métallique par pulvérisation cathodique. On emploie de l'aluminium ou encore du nickel.

Fabrication des photopiles au silicium amorphe

La **figure 6** représente le dispositif retenu lors de la fabrication des photopiles au silicium amorphe. Le principe (simplifié) consiste à former puis déposer sur le substrat les trois couches constituant la structure PIN. On y parvient en combinant les éléments contenus en phase gazeuse dans des réservoirs accessibles par robinets. Nous ne pouvons malheureusement, faute de place, nous appesantir sur le sujet, qui a d'ailleurs fait l'objet d'une très complète publication dans Radio-Plans (voir bibliographie). Les diverses photos décrivant les étapes de fabrication nous ont aimablement été fournies par la société CHRONAR France.

Fabrication des photopiles au silicium polycristallin

Le silicium représente environ 28 % de l'écorce terrestre. On le rencontre dans la nature sous la forme de silicates, de silice ou encore de sable. Une fois l'extraction ainsi que la purification du matériau effectuée, on transforme le silicium en blocs de grandes dimensions et de forme rectangulaire, des lingots. Actuellement, il s'agit du procédé Polix, développé et industrialisé par PHOTOWATT. On obtient du silicium polycristallin, lorsque, après fusion, on fait croître le matériau de manière directionnelle de bas en haut, lui conférant une structure colonnaire multicristalline à gros grains. Les lingots de silicium sont ensuite transformés, selon une technique de sciage à fil, en

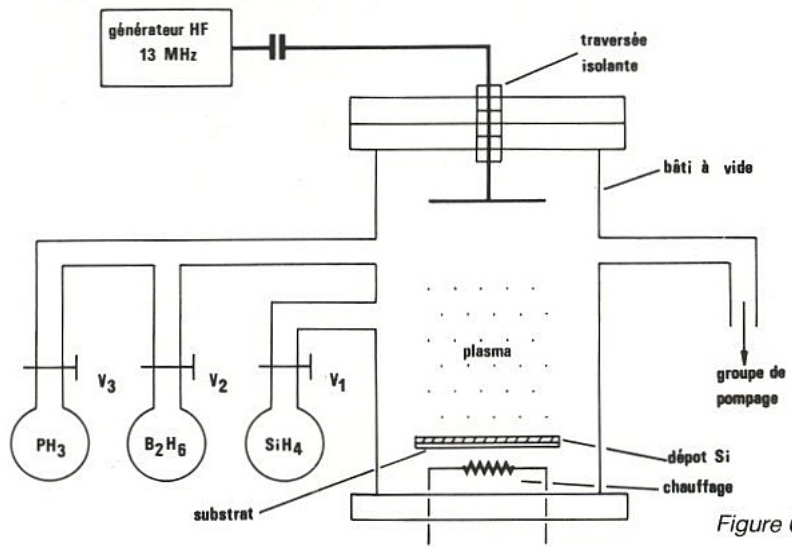


Figure 6

plaques carrées d'épaisseur inférieure à 0,2 mm. Cette technique de sciage consiste à utiliser un fil de diamètre inférieur à 0,15 mm qui véhicule un mélange d'huile plus abrasif dont le rôle est de couper et roder le matériau. On obtient alors un excellent état de surface. Anciennement, la découpe des tranches de silicium se faisait à l'aide d'une scie circulaire diamantée. L'inconvénient majeur de ce système résidait dans une perte de matière importante lors de la coupe. Les **figures 7 a** et **7 b** illustrent le procédé précédemment décrit.

CARACTÉRISTIQUES DES PHOTOPILES

Nous allons nous intéresser à présent aux éléments permettant de caractériser une photopile afin de tirer pleinement parti de ses possibilités. Les éléments qui suivent sont extraits de la documentation technique SOLEMS.

Coefficient de foisonnement

La surface active d'une photopile reste inférieure à sa surface totale. Cette affirmation découle directement de la structure de la photopile liée aux espaces neutralisés par les électrodes latérales ainsi que par les "rayures" d'interconnexion des photodiodes élémentaires (**figure 8**). On définit alors un coefficient de foisonnement

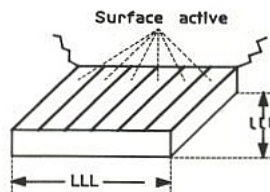


Figure 8

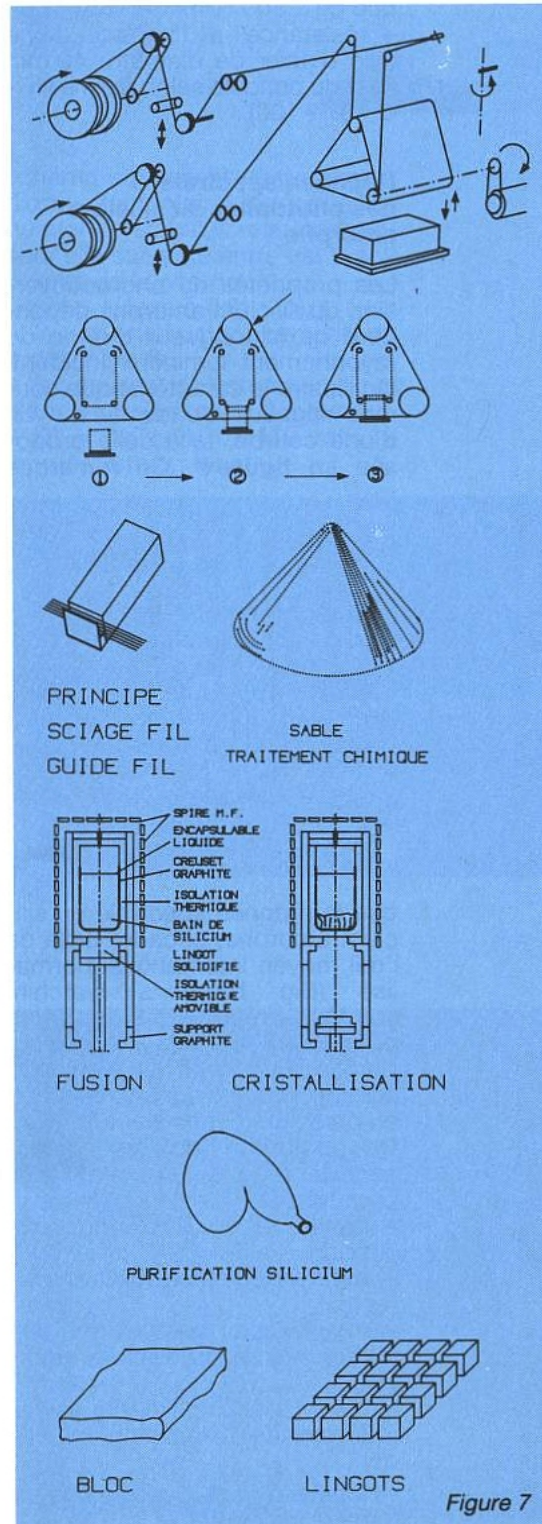


Figure 7

sonnement CF, représentatif de la surface sensible, dont la valeur se calcule grâce à la formule suivante :

$$CF = (\text{surface active en mm}^2) / L (\text{mm}) \times l (\text{mm}).$$

Dans le cas des photopiles SOLEMS, CF se situe entre 0,68 et 0,85, selon les modèles.

Caractéristiques mécaniques

Les photopiles d'usage extérieur possèdent une résistance mécanique élevée :

- résistance à une charge statique de 2 500 N/m²
- résistance à l'impact d'une bille d'acier de diamètre 40 mm (test du pendule selon norme NF - C - 57 - 100).

Réponse spectrale des photopiles au silicium amorphe

Les propriétés de photoconversion du silicium amorphe dépendent de la longueur d'onde du rayonnement lumineux incident. On illustre la caractéristique courant/longueur d'onde au moyen d'une courbe, telle celle proposée en **figure 9**. On remarque

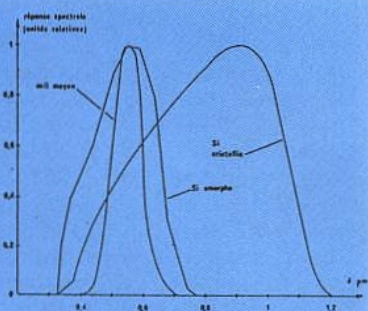


Figure 9

que la réponse spectrale du silicium amorphe, encadre celle de l'œil moyen international normalisé (Big brother's watchin' you ?). La réponse est meilleure pour de courtes longueurs d'onde (ultraviolet et bleu) que pour le rouge ; aucune réaction en présence d'infrarouge.

De nombreux facteurs influencent la réponse spectrale des photopiles :

- qualité et épaisseur du verre support.
- nature de l'électrode transparente.
- épaisseur et composition chimique exacte du silicium amorphe.
- caractéristiques optiques de réflexion de l'électrode métallique.
- intensité énergétique de la lumière incidente.



Caractéristiques des photopiles à usage intérieur

Nous allons d'abord rappeler les définitions de quelques unités couramment employées en photométrie :

- Flux lumineux : il exprime la quantité d'énergie émise par une source lumineuse dans toutes les directions pendant l'unité de temps, et caractérisée par son aptitude à produire une sensation lumineuse.

Le Lumen est l'unité de flux lumineux.

- Eclairage lumineux : quantité de flux lumineux reçue par unité de surface.

Le Lux est l'unité d'éclairage lumineux. Il correspond à un flux lumineux de 1 lumen reçu par une surface de 1 m².

La caractérisation des photopiles à usage intérieur se fait au moyen de lampes fluorescentes ou de lampes à vapeur métallique calibrées, éclairant la cellule solaire de manière uniforme à +/- 5 %. On effectue la calibration des lampes au moyen d'un luxmètre à photopile au sélénium, dont l'élément sensible est corrigé par des filtres, de façon à aligner sa réponse spectrale sur celle de l'œil moyen international. Les valeurs d'éclairage rencontrées dans la pratique sont les suivantes :

- près d'une fenêtre : 1 000 à 3 000 lux.
- local bien éclairé : 100 à 1 000 lux.
- couloirs et circulations : 10 à 100 lux.

Caractéristiques des photopiles à usage extérieur

Cette fois-ci, les paramètres des cellules solaires sont exprimés selon les unités radiométriques :

- Flux énergétique : il corres-

pond à l'énergie émise par une source dans toutes les directions, durant l'unité de temps.

Le Watt est l'unité de flux énergétique.

- Eclairage énergétique : il représente la quantité de flux énergétique reçue par l'unité de surface (noté : E).

Le Watt/m² est l'unité d'éclairage énergétique.

Les caractéristiques des cellules solaires sont définies par rapport à un éclairage solaire de référence, dont l'éclairage énergétique ainsi que la réponse spectrale sont bien connus. Les valeurs choisies par SOLEMS pour exprimer ces mesures sont celles de la norme française NF-C-57-100 :

- Eclairage énergétique de 1 000 W/m².

- Répartition spectrale AM 1.5.

Cette caractéristique illustre approximativement le spectre conventionnel de référence produit par le soleil lorsque celui-ci se trouve incliné à 45°. On retrouvera ce paramètre sur la majorité des documentations constructeur.

SOLEMS, afin de dresser les caractéristiques de ses produits, utilise une lampe à vapeur d'halogénure métallique qui produit un éclairage de 80 000 lux.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Les photodiodes au silicium amorphe se comportent comme des générateurs de courant continu dont on peut illustrer le fonctionnement par la courbe de la **figure 10**. On extrait alors quelques grandeurs caractéristiques :

Tension à vide Voc

Il s'agit de la tension délivrée par la photodiode en circuit ouvert. Elle oscille entre 400 et 900 mV pour une photodiode élémentaire

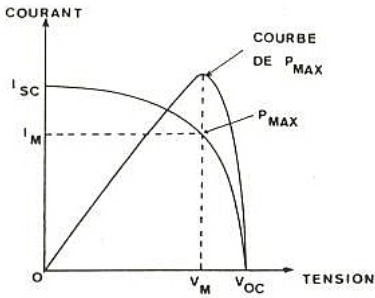


Figure 10

re, selon l'éclairement et la température.

Courant de court-circuit I_{sc}

Comme son nom l'indique, il correspond à un débit de la photodiode sur une résistance nulle. I_{sc} varie de quelques μA à quelques mA par cm^2 de surface active. On notera qu'une photopile au silicium amorphe peut fonctionner en court-circuit sans aucun dommage.

Relation entre Voc et I_{sc}

La relation liant ces deux paramètres s'exprime par :

$$V_{oc} = V_0 + n \left(\frac{kT}{e} \right) \ln \left(\frac{I_{sc}}{I_\infty} \right)$$

- $V_0 = 1,6 \text{ V}$
- n (coefficient de recombinaison) = 1,63
- $kT/e = 0,0255 \text{ volt}$ (à température ambiante)
- $I_\infty = 10^9 \text{ mA} \times \text{surface de la photodiode exprimée en } \text{cm}^2$
- I_{sc} en mA
- Voc en volts

Facteur de forme

Il exprime le rapport entre la puissance maximale (P_{max}) et le produit Voc.I_{sc} :

$$FF = \frac{P_{max}}{V_{oc} \cdot I_{sc}}$$

FF varie entre 0,5 et 0,65 pour des photopiles au silicium amorphe.

Rendement de conversion brut η_B

C'est le rapport, exprimé en pourcentage, de la puissance maximale P_{max} délivrée par une photopile, et le produit de l'éclairement énergétique E par la surface active de la photopile :

$$\eta_B = \frac{P_{max}}{E \cdot S_a}$$

- P_{max} : en watts
- E : en W/m^2
- S_a : en m^2

Rendement de conversion net η_N

Il s'agit cette fois d'un calcul de rendement par rapport à la sur-

face totale de la photopile :

$$\eta_N = \frac{P_{max}}{E \cdot S_t}$$

Avec S_t en m^2 . Compte tenu de la définition du coefficient de foisonnement précédemment établie, on peut écrire : $\eta_N = \eta_B \times CF$.

Les valeurs pratiques du rendement de conversion net η_N varient entre 4 % et 6 %. Ce rendement reste relativement indépendant de la valeur l'éclairement énergétique E. Sa définition englobe à la fois les caractéristiques électro-optiques ainsi que les caractéristiques géométriques de la photopile ou de la photodiode.

Le coefficient de foisonnement ne possède de sens réel que dans le cas d'une photopile : il tient compte notamment de la surface neutralisée par l'interconnexion entre les photodiodes élémentaires. Dans ces conditions, le rendement η_B décrit la performance électro-optique intrinsèque d'une photodiode élémentaire alors que le rendement net η_N , caractérise la performance globale d'une photopile constituée de N photodiodes en tenant compte du coefficient de foisonnement.

Schéma équivalent et modélisation

La figure 11 représente le

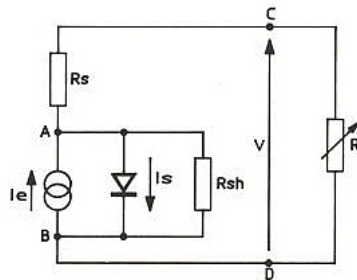


Figure 11

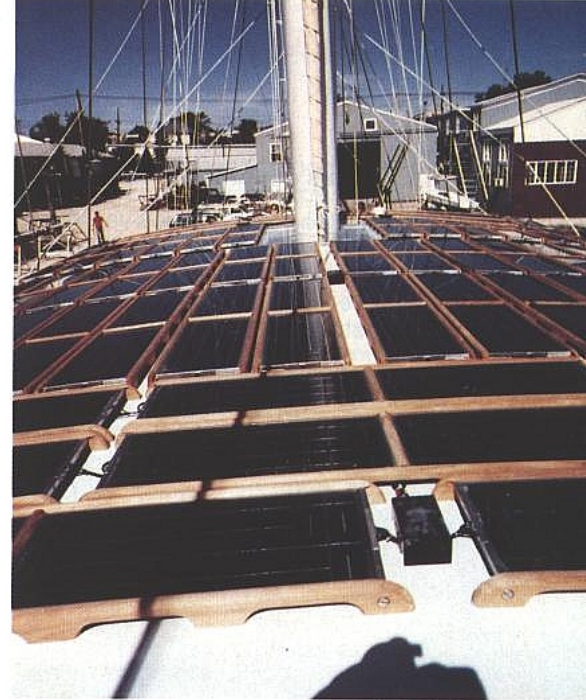


schéma équivalent d'une photodiode élémentaire. Grâce à ce dernier on établit la relation fonctionnelle suivante entre I et V aux bornes de la charge :

$$I = I_e - I_s \left(\exp \left(\frac{v}{U_t} \right) - 1 \right)$$

- I_e : courant d'éclairement de la photodiode
- I_s : courant de saturation de la diode en polarisation directe
- $U_t = nkT/e = 0,0416 \text{ volts}$ (à température ambiante)

Influence de l'éclairement

Il va de soi qu'une photopile réagit différemment à la lumière selon la nature et les propriétés optiques de son verre support. Ainsi, les courbes qui vont suivre ne sont valables que pour un support standard en verre utilisé par SOLEMS en fabrication.



Courbes courant-tension

La **figure 12** illustre les variations de la courbe courant-tension pour une photodiode de surface active 1 cm² déposée sur un substrat de 30 ohms/carré.

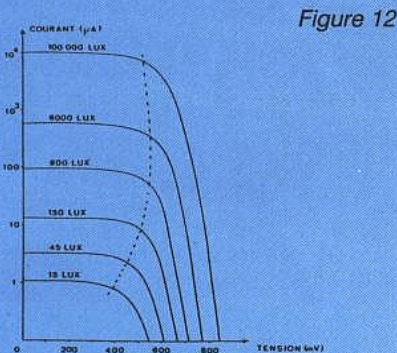


Figure 12

Tension à vide Voc

La relation liant l'éclairement à la tension en circuit ouvert s'exprime par :

$$\Delta Voc = nKT/e \ln (E1/E2).$$

On retrouve cette courbe en **figure 13**. La relation précédente devient fautive aux bas éclairagements, compte tenu de l'influence des résistances de fuite intrinsèques à la photodiode : la tension observée expérimentalement est inférieure à sa valeur théorique. Par ailleurs, de forts écarts peuvent être observés lors de très puissants éclairagements pour des substrats de forte résistance carrée.

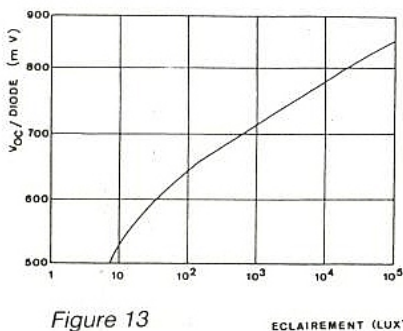


Figure 13

Courant de court-circuit Isc

Il varie linéairement avec l'éclairement comme en témoigne la **figure 14**.

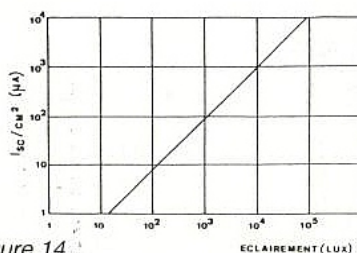


Figure 14

Puissance maximale Pmax

Elle évolue de manière quasi-linéaire. Vous la trouverez en **figure 15**.

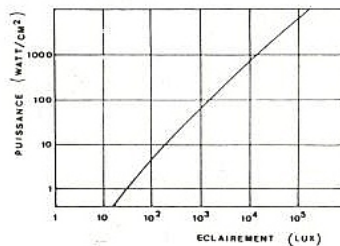


Figure 15

Influence de la température

Les photopiles étant des semi-conducteurs, elles réagissent également aux variations de température. Néanmoins, les photopiles SOLEMS fonctionnent sur une large plage de température s'étalant de - 40 °C à + 85 °C.

Tension à vide Voc

Une croissance de la température entraîne une diminution de la tension en circuit ouvert. Au voisinage de la température ordinaire, Voc chute d'environ 2,6 mV par photodiode, lorsque la température augmente de 1 degré K.

Courant de court-circuit Isc

Celui-ci augmente très légèrement en même temps que la température s'élève. Il n'existe cependant aucune relation simple pour d'exprimer cette variation constatée expérimentalement.

Effets induits par la lumière

Une lumière de forte intensité

provoque une légère modification de l'équilibre atomique de la couche de silicium amorphe. Ceci lorsque les photopiles, en usage extérieur, sont exposées en plein soleil, à midi par exemple. Cette modification, sensible après quelques heures d'exposition, entraîne une diminution du courant de court-circuit Isc de la photopile, et donc de son rendement η . Cette diminution est limitée à une valeur d'environ 10 à 15 %. SOLEMS spécifie le rendement des photopiles en tenant compte de cette stabilisation à la lumière. Ne soyez pas étonné, lors de vos essais, de trouver un rendement initial légèrement supérieur à celui spécifié par le constructeur.

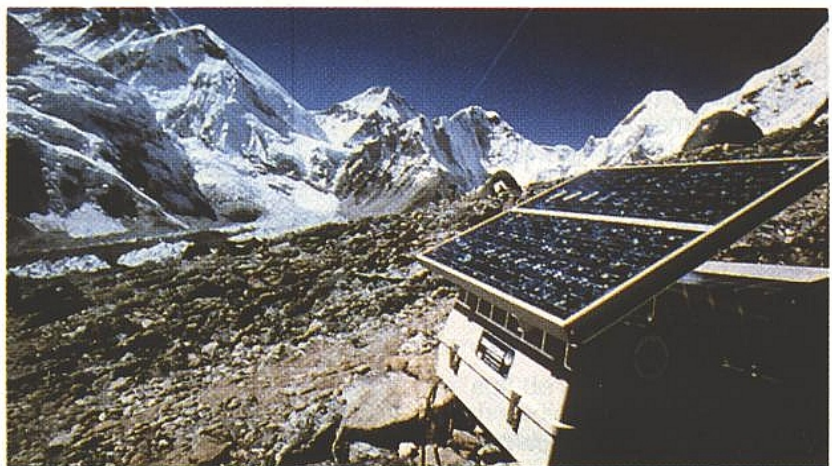
Le stockage de l'énergie

Dans de nombreuses applications, l'énergie électrique produite par les photopiles durant la journée est emmagasinée afin d'être restituée la nuit. Ce n'est pas toujours le cas, par exemple pour des stations de pompage dites "au fil du soleil" qui assurent l'extraction de l'eau durant la période d'ensoleillement diurne.

Le choix d'un type d'accumulateur dépend étroitement de son utilisation et ne peut se faire sans la connaissance de certaines de ses caractéristiques essentielles.

La tension nominale

La tension nominale varie suivant le couple électro-chimique utilisé. En effet, un élément au plomb délivrera un potentiel de 2 volts, alors qu'un modèle au nickel-cadmium produira 1,2 volt. Afin d'obtenir les caractéristiques courant-tension désirées, des combinaisons série-parallèles restent possibles.



Capacité nominale

Ce paramètre illustre la quantité d'électricité disponible après l'avoir stockée. Elle s'exprime en Ampère/heure. Dans les applications photovoltaïques, l'importance du stockage varie selon plusieurs critères : la consommation journalière des équipements, la variation annuelle de la quantité d'énergie produite et enfin l'autonomie du dispositif lorsque le soleil vient à manquer quelques jours. Nous reviendrons sur ces critères lors du choix de la batterie.

Les accumulateurs nickel-cadmium

L'une des caractéristiques de ces accumulateurs réside dans la possibilité d'effectuer un nombre important de cycles charge/décharge profonds (supérieur à 500). Leur longévité, fortement liée au mode d'utilisation, varie entre 4 et 10 ans.

Il existe plusieurs types d'accumulateurs Nickel-cadmium, que l'on peut regrouper en deux catégories :

– Les modèles à électrodes frittées, généralement cylindriques, possédant une capacité s'étalant de 10 mAh à 10 Ah.

– Les modèles à électrodes comprimées ou compactes, de format bouton et dont la capacité peut aller de 10 mAh à 1 Ah.

Tous les accumulateurs nickel-cadmium utilisent le même couple électro-chimique qui délivre un potentiel proche de 1,2 volt à température ambiante. Cette valeur reste constante durant environ 90 % de la période de décharge de l'accumulateur puis chute ensuite rapidement au voisinage de la décharge complète. Les accumulateurs nickel-cadmium sont conditionnés de manière étanche et possèdent une soupape de sécurité, destinée à l'évacuation de gaz lors de surcharges accidentelles. Par contre, les modèles boutons ne sont pas munis d'une telle sécurité et peuvent gonfler, ce qui peut alors entraîner leur destruction. Les accumulateurs nickel-cadmium nécessitent certaines précautions de charge comme l'emploi d'une source de courant garantissant la constance de la charge et évitant toute surcharge.

Les accumulateurs utilisent la technologie d'électrodes frittées, autorise une charge rapide dont l'intensité peut varier de C/10 à C/3 (C exprimant la capacité nominale du pack accumulateur).

En principe, une charge à intensité valant C/10 durant 14 heures permet d'utiliser près de 100 % de la capacité nominale de l'élément.

Lors de l'utilisation de modèle à électrodes frittées avec des photopiles, il convient de choisir judicieusement la capacité de l'accumulateur sachant que le rendement de charge varie fortement avec le courant (celui-ci dépendant évidemment des conditions d'ensoleillement) : très faible à C/1 000, il augmente jusqu'aux environs de 75 % à C/10.

Les réactions chimiques internes de l'accumulateur à électrodes frittées font que son autodécharge s'élève aux alentours de 1 % de la capacité par jour. Ce phénomène se trouve amplifié lors d'une augmentation de température. En effet, on perd 40 % de la charge nominale en 1 mois à 20 °C, puis 60 % à 30 °C pour arriver enfin à 100 % vers 50 °C. Pour pallier cet inconvénient, on peut utiliser des accumulateurs à électrodes comprimées dont l'autodécharge devient alors plus faible que celle de leur homologue à électrodes frittées : perte de 40 % de charge nominale en 6 mois à 20 °C, atteignant 60 % à 30 °C environ. On destine plutôt les accumulateurs à électrodes comprimées à des dispositifs à recharge lente. Par ailleurs, en les comparant aux modèles à électrodes frittées, ils possèdent une résistance interne 10 fois plus faible et autorise un rendement de charge supérieur.

En résumé, on utilisera la technologie à électrodes frittées lors de la mise en œuvre de systèmes soumis à de forts éclaircissements, alors que les accumulateurs à électrodes comprimées trouveront leur place dans des applications exploitant un éclairage fortement variable, en intérieur par exemple.

Les accumulateurs au plomb

On préfère utiliser ce type d'accumulateur lorsque de fortes capacités de stockage sont nécessaires. Comme indiqué précédemment, chaque élément fournit une différence de potentiel égale à 2 volts à température ambiante. Le groupement en série ou parallèle autorise des accumulateurs délivrant des tensions nominales de 6, 12 et 24 volts, et présentant des capacités s'étalant de 40 à 1 000 Ah.

Afin de ne pas être détruites lors de sollicitations prolongées, il existe à présent des modèles de

batteries acceptant de nombreux cycles charge/décharge profonds : 1 200 cycles à 30 % de décharge, 800 cycles à 50 % et 350 à 80 %. Leur taux d'autodécharge approche les 4 % par mois à température ambiante. On peut charger ces accumulateurs selon deux modes : une charge rapide associée à un limiteur/coupeur de charge à environ 2,4 volts par élément ou bien une charge plus lente, appelée "floating", dépourvue de coupure de charge, mais limitant à 2,25 volts la tension par élément. Afin d'accroître la longévité de la batterie, on conseille d'adjoindre un système délestant l'accumulateur lorsque la tension par élément chute à 1,7/1,9 volt.

Connexion au panneau solaire et dispositif de régulation

Lorsque l'on alimente un sous-ensemble électronique par un panneau solaire, le concepteur traque toute dissipation d'énergie inutile. Malheureusement, l'utilisation d'un dispositif de régulation série (transistor ballast) ou shunt se révèle peu adaptée de par les chutes de potentiel qu'il occasionne. Cependant, l'emploi de batteries au plomb exige quelques précautions lors de la charge. La courbe de la **figure 16** illustre les

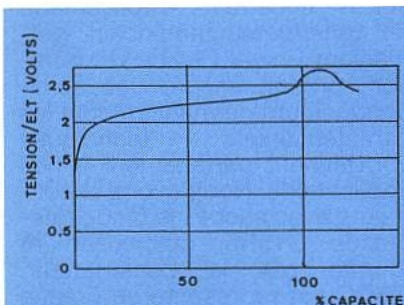


Figure 16

évolutions de potentiel en fonction de la capacité disponible. On remarque une brusque montée de tension en fin de charge. A l'inverse, une abrupte chute de potentiel traduit une décharge de l'accumulateur. Il faut garder à l'esprit qu'une batterie au plomb déchargée ne récupère plus sa charge. Elle peut perdre jusqu'à 90 % de sa capacité nominale. De même, une batterie dite "sans entretien" chargée trop fortement (au-delà du Cmax) sera irrémédiablement détruite. Elle peut également exploser si l'accumulateur est étanche. En résumé, il convient de déconnecter le circuit de charge lorsque la pleine tension batterie se trouve

atteinte. Il faut également prévenir l'accumulateur de toute décharge complète par le biais d'un dispositif de délestage présentant une hystérésis. Nous aurons l'occasion d'étudier un tel montage dans un futur numéro. L'utilisation d'accumulateurs cadmium-nickel simplifie grandement la tâche du développeur car le régulateur de charge consiste alors en un limiteur d'intensité, prévenant toute surcharge accidentelle. Une simple zener câblée en parallèle sur l'accumulateur dérivera le courant de charge en cas de trop fort ensoleillement.

En fait, certains constructeurs de cellules solaires conseillent, dans le cas de petites puissances mises en jeu, de relier le panneau directement à la batterie via une diode anti-retour. Sa présence évite un débit de l'accumulateur dans le panneau lors d'absence d'ensoleillement. Cependant, afin de limiter la puissance perdue dans la diode, il convient de choisir un modèle à faible chute de tension. La diode germanium s'impose face à sa concurrente Schottky, en présentant un V_f (f pour forward, direct) de quelques 200 mV. Certains fabricants de sous-ensembles électroniques utilisaient même des jonctions Base-Emetteur de vieux transistors germanium, genre OC170 et autres ancêtres. Actuellement, un constructeur américain, germanium Power Device Corporation, produit encore des semi-conducteurs germanium dont les caractéristiques techniques conviennent parfaitement à nos applications. Nous avons expérimenté avec succès la diode référencée G15R5, gracieusement fournie par le constructeur. GPDC est représenté en France par DAVUM tmc dont l'adresse figure dans le tableau récapitulatif donné en fin d'article.

Dimensionnement d'une installation solaire

Ce paragraphe vous donne quelques éléments nécessaires au calcul d'une installation solaire. Il provient d'une documentation technique de PHOTOWATT, gracieusement mise à notre disposition par le constructeur. On s'y reportera pour de plus amples informations.

Supposons que nous désirions mettre en place un système produisant de l'électricité à un chalet de montagne situé en région Grenobloise. Première opération,

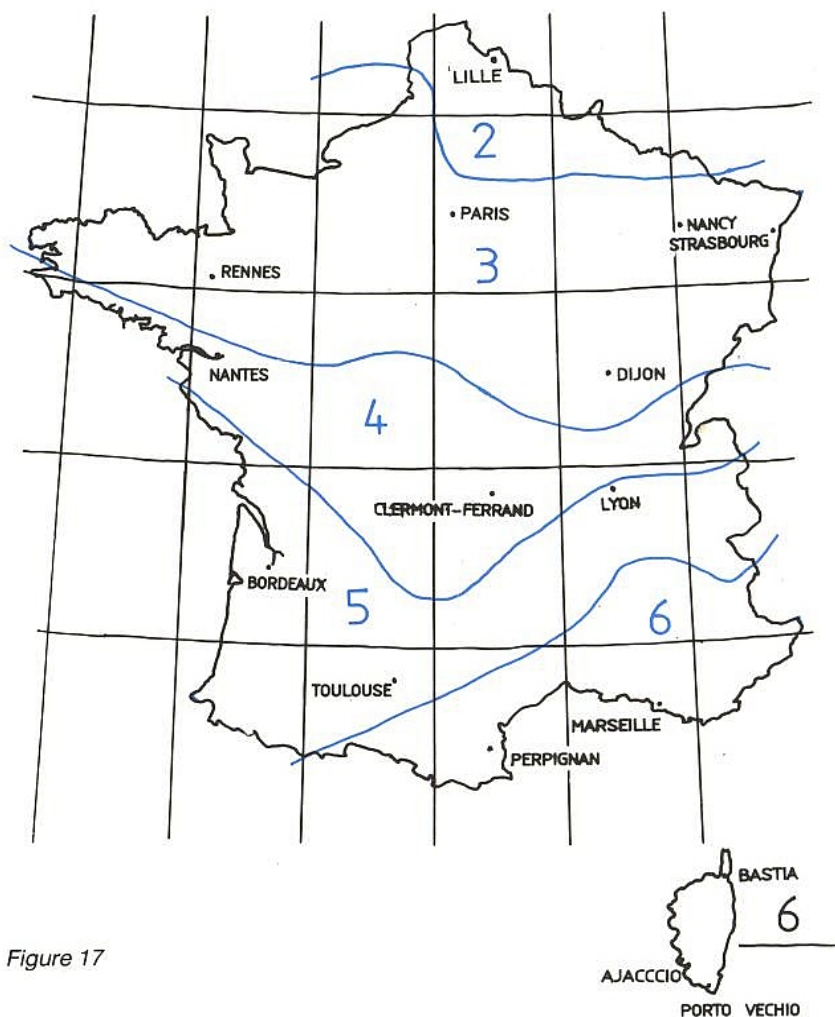


Figure 17

	2	3	4	5	6
Wcr	0,86	0,85	0,72	0,69	0,48
Wh batt	20,8	16,4	9,72	9	8,1

faire un bilan énergétique comprenant la puissance ainsi que la durée journalière de fonctionnement relatif à chaque appareil. Par exemple, voici la forme que pourrait revêtir un tel récapitulatif :

- 2 tubes fluo 20 W 3 h/jour
- 1 réfrigérateur 100 W 5 h/jour
- 1 téléphone 30 W 1 h/jour

La somme des puissances journalière s'élève ainsi à : $(2 \times 20 \times 3) + (100 \times 5) + (30 \times 1)$, soit un total de 650 Wh/jour. Après un coup d'œil sur la carte proposée en **figure 17**, on extrait un coefficient de 0,69. La puissance crête nécessaire vaut en conséquence : $0,69 \times 650 = 448,5$ Wc. Si l'on pense utiliser des panneaux délivrant une puissance crête de 40 Wc, il faudra en prévoir $448,5/40$, soit 11 panneaux. Il faut à présent vérifier la compatibilité

de potentiel avec la tension batterie choisie (combinaison série/parallèle des panneaux). On applique ensuite le coefficient batterie (donné également par la carte) qui illustre le comportement de l'accumulateur dans le temps (vieillesse, perte de capacité, rendement de charge...), ici 9. La capacité de la batterie se trouve alors par la formule : $650 \times 9/12 = 487,5$ Ah, d'où une valeur normalisée de 500 ampères/heure. A présent, calculons l'autonomie disponible en cas d'absence de soleil.

Si l'on considère 80 % de la capacité stockée utilisable, il reste une valeur de $500 \times 0,8 = 400$ Ah soit 4 800 Wh sous 12 volts. En admettant qu'une journée complète d'utilisation s'est déjà déroulée, la capacité

de réserve vaut : $4\ 800 - 650 = 4\ 150$ Wh. On en déduit alors une autonomie de $4\ 150/650 = 6,4$ jours sans soleil.

Afin de ne pas pénaliser l'installation, on choisira de préférence un terrain dégagé de tout risque d'ombrage par des bâtiments (surtout en hiver) ou de croissance de végétation.

Voici également deux règles essentielles qui vous permettront de tirer le meilleur profit de votre système : l'inclinaison en fonction de la latitude du lieu d'installation sera de $+ 0^\circ$ pour les petites latitudes, $+ 10^\circ$ pour les latitudes moyennes (entre 20 et 35°) et $+ 15^\circ$ pour les grandes latitudes ; quoi qu'il en soit, il faut respecter un angle minimum de 10° par rapport à l'horizontale de façon à favoriser l'auto-nettoyage du panneau. La seconde règle impose simplement une orientation plein sud dans l'hémisphère nord et vice et versa pour l'hémisphère sud.

LES FABRICANTS DE MATÉRIEL PHOTOVOLTAÏQUE

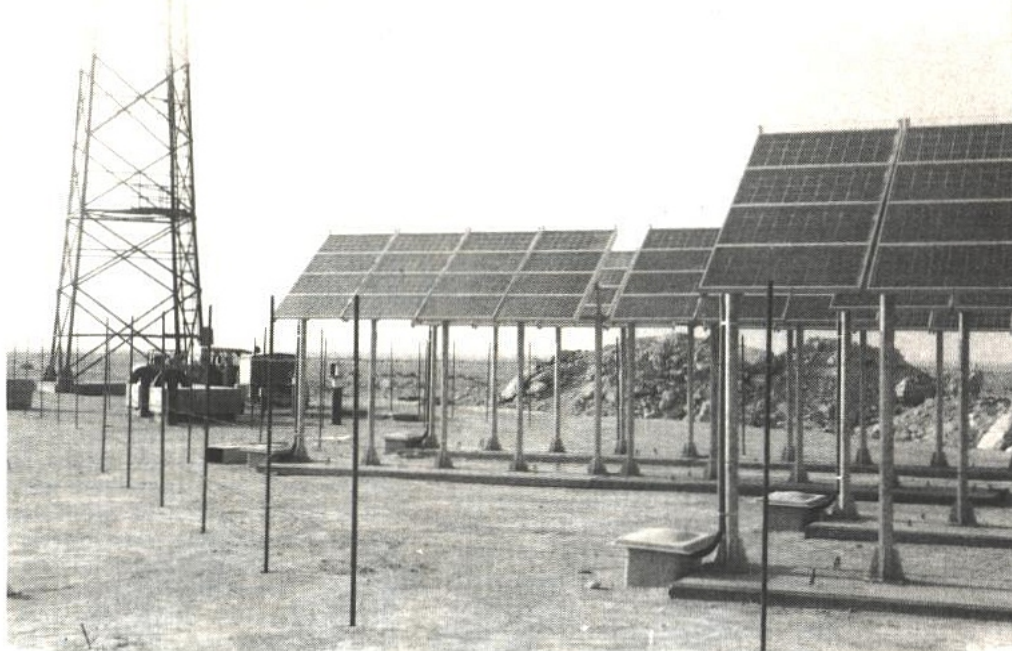
L'objet du paragraphe qui suit est de broser un rapide portrait des fabricants de cellules solaires auxquels on pourra s'adresser en France. Un tableau récapitulatif de leurs coordonnées se trouve en fin d'article.

SOLEMS

Cette société française, dont le siège se trouve à Palaiseau, propose une vaste gamme de panneaux solaires, exclusivement fabriqués en silicium amorphe. Un guide d'utilisation des photopiles est à la disposition des concepteurs de systèmes qui trouveront également auprès de la société un support technique complet. Le panneau le plus puissant proposé par la compagnie délivre $1,5$ W. Nous avons développé une application autour de ce matériel dont vous trouverez une description dans les mois à venir. SELECTRONIC à Lille distribue les équipements SOLEMS.

CHRONAR FRANCE

Spécialisé également dans le silicium amorphe, CHRONAR commercialise des photopiles mais également des sous-ensembles destinés à l'éclairage comme à l'électrification de zones isolées. On trouve, parmi les produits, le CSB.13.R qui délivre 12 V/11



watts crête. Nous aurons l'occasion de décrire prochainement un montage exploitant les excellentes caractéristiques de ce matériel. Ses relations privilégiées avec son partenaire américain, CHRONAR CORPORATION, permettent à cette société l'accès aux progrès les plus récents d'Outre-Atlantique. On trouvera le matériel CHRONAR chez SIBILLE électronique, à Lyon, qui propose également ses propres systèmes photovoltaïques.

PHOTOWATT

On passe à présent dans le monde du silicium polycristallin avec des puissances crêtes s'étalant de 10 à 48 watts. Ce constructeur propose également des systèmes clés en main destinés à produire de l'énergie dans les endroits où l'électrification fait défaut. Parmi les dispositifs commercialisés, citons les lampadaires solaires, les réfrigérateurs solaires ou encore les cabines téléphoniques solaires. La photo publiée représente un générateur type Généwatt incluant le panneau, le régulateur de charge associé à sa batterie ainsi qu'un convertisseur optionnel.

La société a mis sur pied un cours de formation destiné à tous ceux qui désirent acquérir ou compléter leurs connaissances en matière d'énergie solaire. Les lecteurs désireux de se procurer du matériel PHOTOWATT peuvent, entre autres, consulter le catalogue Energie et Habitat de la CAMIF.

SIEMENS SOLAR

Cette société, anciennement connue sous le nom d'ARCO Solar, commercialise les pan-

neaux M55 (50 Wc), M75 (50 Wc) et M65 (45 Wc) en exploitant les caractéristiques du silicium monocristallin. En France, la société SOLARCOM, basée à Tarbes, conçoit et réalise des installations photovoltaïques développées à partir des panneaux cités. Ses activités couvrent l'alimentation des dispositifs de télécommunication en passant par la signalisation (balises et feux clignotant...) ainsi que les systèmes de mesures et automatismes. SOLARCOM distribue SIEMENS SOLAR.

EEV SOLAR CELLS

Depuis 1977, EEV effectue des recherches sur les propriétés de l'Arseniure de Gallium. L'utilisation de ce semiconducteur dans la fabrication des cellules solaires remonte à 1982 lors d'une expérience menée par la Royal Aerospace Establishment. Grâce à ses importants travaux, EEV commercialise actuellement des cellules solaires dont le rendement dépasse les 18% ! Plusieurs formes sont disponibles, comme en témoigne la photo publiée. Il s'agit des modèles SC10 000, SC20 000 et SC30 000. Les data-sheets correspondantes sont disponibles sur simple demande auprès de EEV France.

SANYO

Inutile de présenter SANYO, mondialement connu pour les produits électroniques qu'il fabrique. Nous revenons au silicium amorphe, utilisé par cette firme. Elle a d'ailleurs développé un procédé de fabrication, nommé AMORTON pour Integrated Amorphous Silicon Solar Cells. Les produits proposés permettent des applications en lumière intérieure (indoor use) ou bien

extérieure (outdoor use). Les courants disponibles s'étalent de quelques μA à 175 mA pour la plus puissante des cellules.

KODENSHI CORP

Distribué par la société AXESS Technology, cette firme japonaise est spécialisée en systèmes tels que senseurs de position, encodeurs optiques etc. On retrouve à son catalogue des cellules solaires disponibles telles quelles ou sous forme de panneaux dont le plus puissant délivre 30 watts crête. Les formes de matériels photovoltaïques sont très variées et permettent de couvrir une large gamme d'applications. La photo publiée représente un échantillon gracieusement mis à notre disposition par AXESS.

AEG

Ce constructeur d'Outre-Rhin propose une importante gamme d'équipements solaires dont des panneaux au silicium polycristallin genre MQ 40/52 délivrant 52 watts. On trouve également au catalogue des kits d'alimentation solaire, des dispositifs de signalisation routière ou encore des équipements embarqués sur bateau. AEG commercialise des panneaux solaires destinés à l'alimentation des satellites, tels le télescope spatial récemment lancé par la NASA.

CONCLUSION

C'est avec cette liste non exhaustive de fabricants que s'achève notre survol des moyens mis en jeu pour la conversion électrique de l'énergie solaire. Il va de soi que nous ne pouvions entrer trop précisément dans les détails de réalisation, les phénomènes exploités sortant rapidement du cadre de cet article. Il était également délicat d'aborder d'autres procédés de fabrication, tels ceux concernant le silicium monocristallin ou encore l'arseniure de gallium, car la place nous aurait manqué. Nous reviendrons par contre sur certains aspects pratiques, lors de la description de futures réalisations.

Cette publication n'aurait pu voir le jour sans l'aimable collaboration de nombreux professionnels du solaire, auxquels nous adressons tous nos...

Remerciements

A M. Charles d'ARMANCOURT pour SOLEMS, M. Jacques DUVAL chez CHRONAR FRANCE, M. Hervé de SAGAZAN, responsable des ventes chez PHOTOWATT, M. Jean-Claude DAGMEY AXESS Technology, M. Patrick CARETTE pour SANYO France, M. Philippe SILVESTRE chez EEV France, M. FOSSE de la société SOLARCOM, M. SIBILLE pour la société portant son nom, et enfin M. FLON de AEG. N'oublions pas Jean-Pierre MOY, docteur opticien au Synchrotron de Grenoble.

Christophe BASSO

Bibliographie

- L'énergie solaire, Elector n° 107
- Les cellules photovoltaïques au silicium amorphe, Radio-Plans n° 455
- L'énergie solaire, La Recherche n° 224 septembre 90 p. 1017.
- Utilisation des photopiles au silicium amorphe, SOLEMS
- Guide 89/90 de PHOTOWATT
- FEYNMAN, tome 1, 2 et 3 Intéreditions
- Physics of semiconductor devices SZE WILKEY International Editions.

Adresses des différents fabricants

SOLEMS

3, rue Léon-BLUM
91120 PALAISEAU FRANCE
Tél. : (1) 60.13.34.40

CHRONAR FRANCE

3, allée Edmée LHEUREUX
94340 JOINVILLE-LE-PONT
FRANCE
Tél. : (1) 48.85.13.33

AXESS Technology, distributeur de **KODENSHI CORP.**

30-32, rue du Morvan
SILIC 600
94663 RUNGIS CEDEX FRANCE
Tél. : (1) 45.60.55.52

SANYO FRANCE

Département énergie
8, avenue Léon-HARMEL
92160 ANTONY FRANCE
Tél. : (1) 40.96.63.66

AEG Techniques et Industries SNC

10, avenue Réaumur
BP 314
92143 CLAMART CEDEX
FRANCE
Tél. : (1) 45.37.96.00

EEV FRANCE

Division Tubes électroniques de GEC composants S.A.
2, rue Henri BERGSON
92600 ASNIERES FRANCE
Tél. : 40.80.54.00

SIBILLE Electronique, distributeur **CHRONAR FRANCE**

16-18, avenue Apollinaire
69009 LYON-VAISE FRANCE
Tél. : (1) 78.83.31.73

SIEMENS SOLAR

P.O. Box 6032
CAMIRILLO, CA 93010
USA
Fax. : 19 1 805 388 63 95

Distribué en France par **SOLARCOM**

32, rue Sainte-Catherine
65000 TARBES FRANCE
Tél. : 62.34.77.07

DAVUM TMC, distributeur de **GERMANIUM POWER DEVICE CORP.**

11, rue Racine
B.P. 28
93121 LA COURNEUVE CEDEX
FRANCE
Tél. : (1) 48.36.84.01

Les PLL's numériques

Avec les critères de sélection et de réalisation d'une PLL numérique, nous terminons notre nécessairement rapide survol du fonctionnement et de la mise en œuvre des asservissements de phase.

Comme nous vous l'avions annoncé lors du premier volet de cet exposé vous trouverez en fin de texte une bibliographie regroupant fiches de caractéristiques, notes d'application ainsi que livres et articles consacrés au sujet.



RÉALISATION D'UNE PLL NUMÉRIQUE :

Nous avons décrit lors du précédent article les éléments constitutifs des PLLs numériques. Le synoptique d'une telle PLL est donné **figure 1**. Vous avez sûrement remarqué que certains de ces éléments limitent énormément la fréquence maximale de travail.

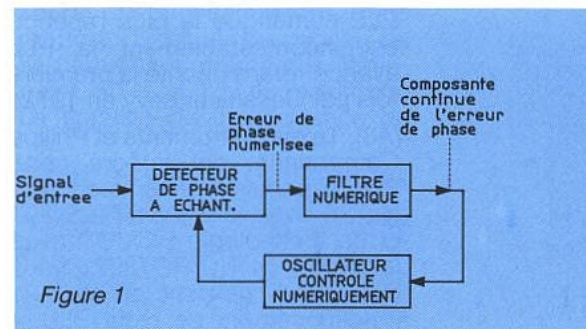


Tableau 1

f signal d'entrée	précision de phase	f oscillateur local	technologies utilisables	difficultés
1 MHz	$\pm 0,1^\circ$	3,6 GHz	circuit HF hybride	très difficile à mettre en œuvre
1 MHz	$\pm 1^\circ$	360 MHz	ECL 100 K	oscillateur et compteur
6 MHz	$\pm 20^\circ$	108 MHz	AC-ACT-FAST ECL 10 K	oscillateur et 1 ^{er} étage compteur
100 kHz	$\pm 0,1^\circ$	360 MHz	ECL 100 K	oscillateur et compteur
1 kHz	$\pm 0,1^\circ$	3,6 MHz	toutes	sans problème
139 kHz	$\pm 1^\circ$	50 MHz	limite du HC mos	attention à l'implantation oscillateur et 1 ^{er} étage
330 kHz	$\pm 1^\circ$	120 MHz	limite du FAST	compteur idem

Il s'agit des **détecteurs de phase à convertisseur analogique-numérique**. Les CAN courants existant sur le marché permettent de convertir 8 à 12 bits à une fréquence d'échantillonnage de l'ordre de 1 MHz.

(Ces composants sont assez chers — 500 à 1 300 F — suivant les performances et les gammes de température.)

La fréquence du signal d'entrée de la PLL ne pourra donc en aucun cas dépasser 500 kHz.

L'autre maillon limitant la fréquence de fonctionnement de la PLL est l'**oscillateur contrôlé numériquement**.

Comme nous l'avons vu précédemment, tout dépend de la précision de verrouillage de phase désirée. La fréquence de l'oscillateur local sera d'autant plus élevée que la précision de phase désirée sera grande.

Exemple Tableau 1

Vous trouverez un schéma block d'une PLL à convertisseur analogique-numérique dans le détecteur de phase, **figure 2**.

Vous remarquerez que le filtre de boucle peut être composé d'une cascade de filtres de différents types. Ici un RIF suivi d'un RII.

De tels filtres sont réalisables soit par des microprocesseurs ou microcontrôleurs pour les fréquences basses (quelques kHz), soit par des processeurs de traitement de signal (DSP) comme le TMS 320 de Texas Instruments, le DSP 56000 de Motorola, l'ADSP 3220 d'Analog Devices et bien d'autres encore, pour les fréquences moyennes (quelques 10 kHz à 100 kHz). Pour des fréquences plus élevées, il existe des filtres RIF ou RII en circuits monolithiques fonctionnant avec un débit de données de quelques MHz.

Il s'agit par exemple de l'IMS A100 d'Inmos ou bien les TDC 1028, TMC 2243 de TRW. Là encore, cette liste n'est absolument pas exhaustive.

Au jour d'aujourd'hui, le type de PLL numérique le plus répandu est incontestablement la PLL avance/retard décrite la première fois par Cessna et Levy en 1972.

[A3]. Texas Instruments et Philips Components ont intégré cette PLL respectivement en technologie LS avec le SN 54/74LS 297 et en technologie HCMOS avec le circuit 74 HC/HCT297. Nous développerons donc en détail le fonctionnement de cette PLL et de ses circuits d'application.

La PLL avance/retard du 1^{er} ordre

Elle est constitué d'un détecteur de phase avance/retard, d'un filtre séquentiel et d'un oscillateur contrôlé numériquement, **figure 3**. [A3]. Le détail du contenu des circuits 74 LS/HC/HCT 297 est représenté **figure 4** dans la réalisation d'une PLL numérique du 1^{er} ordre. Ils incorporent deux détecteurs de phase. Le détecteur de phase à ou exclusif (DPOUEX) et le détecteur de phase sur front (DPSF), **figure 5**.

Le DPOUEX :

Ce détecteur de phase impose aux signaux d'entrées d'avoir un rapport cyclique de 50 %. Pour obtenir une erreur de phase nulle, il faut donc que les deux entrées soient en quadrature (90° ou $\pi/2$ ou 1/4 cycle). La fonction de transfert de ce détecteur a déjà été évoquée.

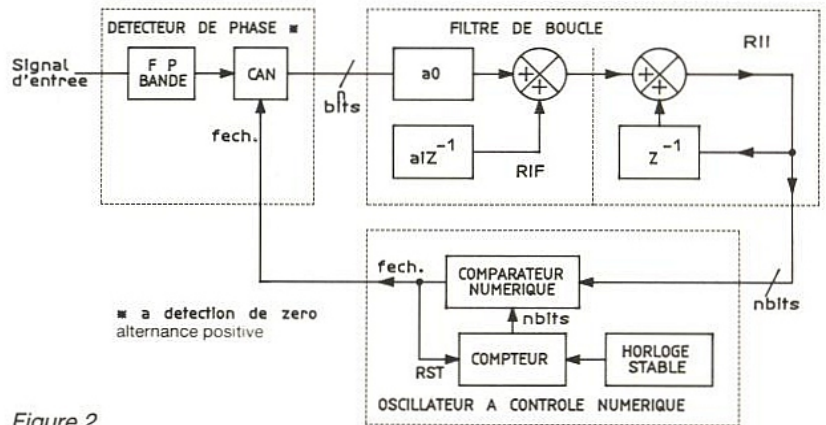


Figure 2

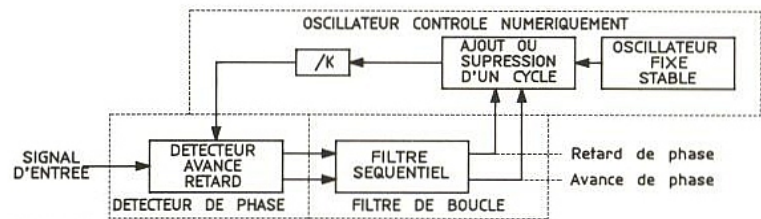


Figure 3

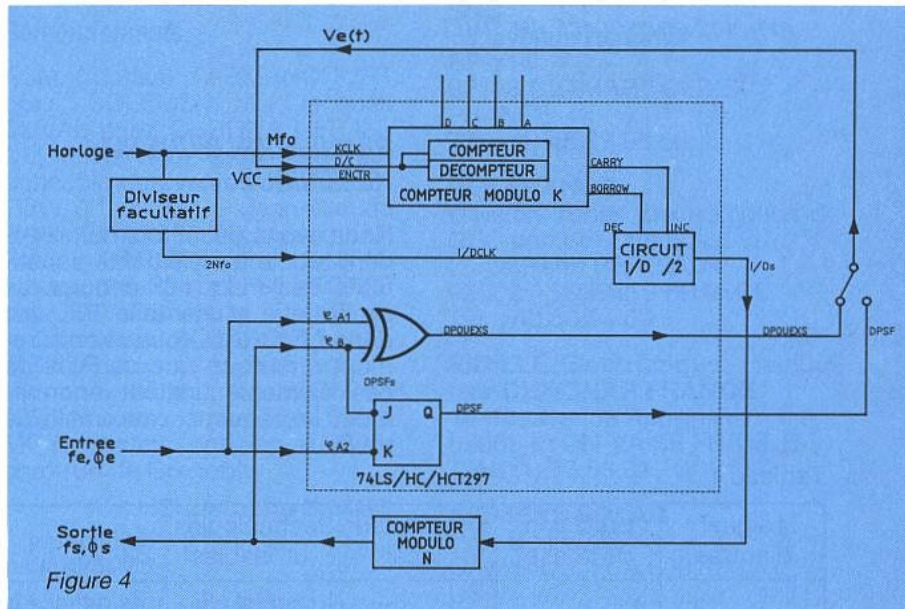


Figure 4

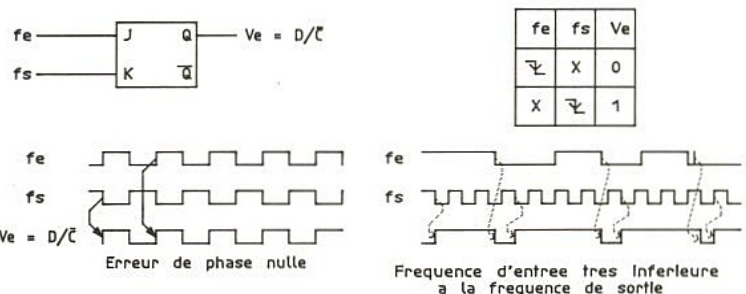
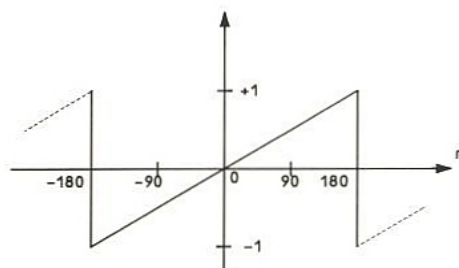


Figure 5



Pour simplifier les calculs qui suivent, la sortie du détecteur de phase est égale à -1 lorsque $V_e = 0$ et $+1$ lorsque $V_e = 1$. Lorsque $V_e = 0$ (valeur moyenne égale à $V_{cc}/2$) le signal de sortie est de fréquence double du signal d'entrée et de rapport cyclique 50 %. Le gain K_d du détecteur de phase d'une PLL numérique s'exprime par rapport au cycle de l'erreur de phase. (1/4 cycle pour 90° , 1/2 cycle pour 180°). Pour le DPOUEX, $K_d = 4$ car $V_e = +1$ pour une erreur de phase de $+90^\circ$ soit 1/4 cycle.

Lorsque l'erreur de phase dépasse $\pm 90^\circ$, la sortie du DPOUEX change de pente et la PLL décroche.

Le DPSF :

Travaillant sur les fronts descendants des signaux d'entrée, ce détecteur de phase fonctionne avec des signaux de rapport cyclique quelconque. L'erreur de phase est nulle, $V_e = 0$ (valeur moyenne de la sortie détecteur égale à $V_{cc}/2$) lorsque les signaux d'entrées sont en opposition de phase (180° soit 1/2 cycle). Cette fois $K_d = 2$. (180° soit 1/2 cycle pour une sortie égale à $+1$). Avec le DPSF, la PLL reste accrochée tant que les signaux d'entrée restent dans la plage $\pm 180^\circ$. Un changement de signe de V_e au passage à $+180^\circ$ ou -180° fait décrocher la PLL.

Le filtre séquentiel :

Réalisé par le compteur/décompteur modulo K, il permet de régler les paramètres de la PLL. Les entrées numériques A, B, C et D programment la valeur de K (tableau 2).

Tableau 2

D	C	B	A	modulo (K)
0	0	0	0	inhibé
0	0	0	1	2 ³
0	0	1	0	2 ⁴
0	0	1	1	2 ⁵
0	1	0	0	2 ⁶
0	1	0	1	2 ⁷
0	1	1	0	2 ⁸
0	1	1	1	2 ⁹
1	0	0	0	2 ¹⁰
1	0	0	1	2 ¹¹
1	0	1	0	2 ¹²
1	0	1	1	2 ¹³
1	1	0	0	2 ¹⁴
1	1	0	1	2 ¹⁵
1	1	1	0	2 ¹⁶
1	1	1	1	2 ¹⁷

Ce compteur/décompteur incorpore deux éléments de comptage.

Le premier compte les coups d'horloge K_{CLK} lors que $D/C = 0$ et génère un débordement (carry) lorsque le compte maximum est atteint.

Le second décompte les coups de l'horloge K_{CLK} lorsque $D/C = 1$ et génère un débordement (borrow) lorsque le compte minimum est atteint. Du fait que $K_{CLK} = Mf_0$ (f_0 = fréquence attendue du signal d'entrée), le signal d'erreur de phase est moyenné au rythme de K_{CLK} .

A l'annulation de l'erreur de phase, la sortie du détecteur a un rapport cyclique de 50 %. Les nombres de carry et de borrow générés sont alors identiques et tels que $f_{carry} = f_{borrow} = Mf_0/2 K$. La figure 6 montre ce fonctionnement pour $M = 2 K$. Un carry et un borrow sont générés par cycle du signal d'entrée. Pour $M = K$, on ne retrouve qu'un carry et un borrow pour deux cycles.

L'oscillateur contrôlé numériquement

Le circuit à incrémentation/décrémentation divise par deux son entrée horloge I/DCLK. On

retrouve à sa sortie la fréquence Nf_0 jusqu'à ce que le filtre séquentiel intervienne pour effectuer une correction de phase. Le compteur modulo N extérieur à la PLL ramène la fréquence du signal de sortie à f_0 lorsque le signal d'entrée travaille à cette fréquence. Lorsque le filtre génère un carry/borrow, le circuit I/D retire ou ajoute une impulsion (figure 7). De ce fait le rapport cyclique du signal de sortie de fréquence f_s s'écarte des 50 % de $M/2 KN$. Ceci crée une "gigue" caractéristique des transmissions numériques. Cette gigue se traduit par un rapport cyclique de $(1 \pm M/2 KN)/2 = 50 \% \pm (M/KN)$. En général la PLL utilise la même source de fréquence pour Mf_0 et $2 Nf_0$ alors $M = 2 N$ et la gigue devient : $50 \% \pm K/2$.

(pour un détecteur de phase DPSF).

En utilisant le DPOUEX avec $K < M/4$, le filtre engendrera pour une erreur de phase nulle un carry et un borrow par cycle du signal de sortie du détecteur. Leurs effets s'annuleront et le rapport cyclique du signal de sortie ne sera affecté que faiblement, $50 \% \pm 1/N$ au maximum. La stabilité de la fréquence de

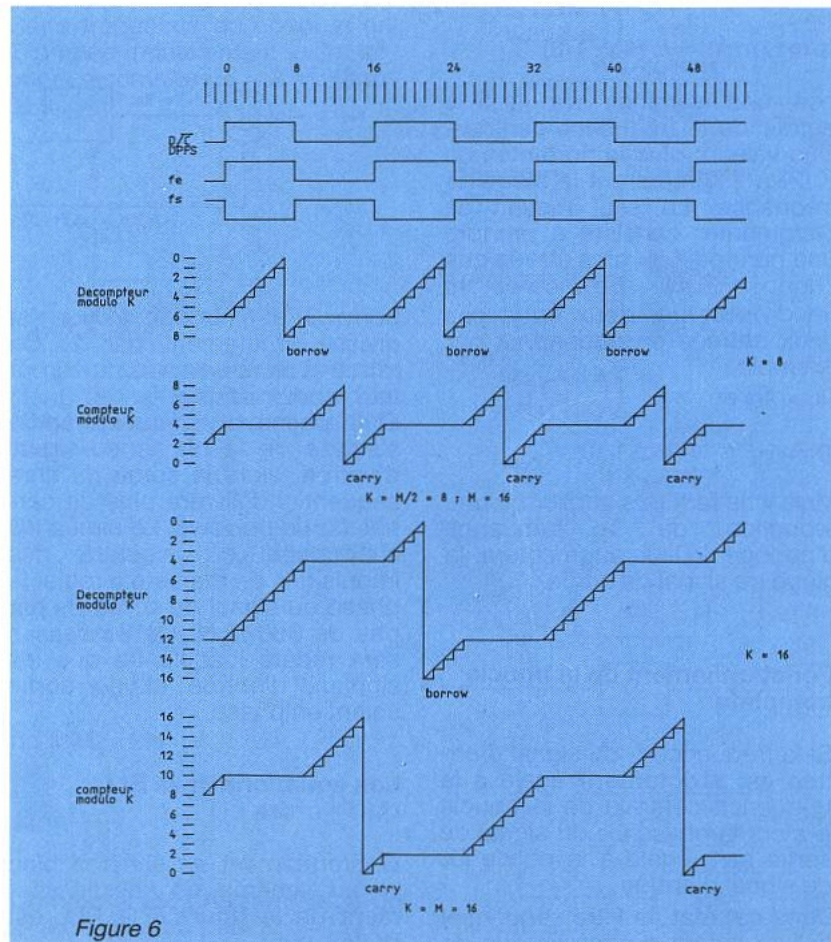


Figure 6

sortie peut être considérablement améliorée en utilisant un des circuits d'annulation de gigue décrits plus loin.

ATTENTION : Si la fréquence du signal d'entrée n'est pas exactement f_0 , soit $f_{oscillateur}/2N$, l'erreur de phase sera non nulle. Le signal de sortie du détecteur de phase n'aura pas un rapport cyclique de 50 % de manière à ajuster la fréquence du signal de sortie f_s .

Autrement dit, ces circuits ne sont pas des PLL's mais des FLL's (frequency-locked-loops).

La plage de poursuite de la PLL est limitée par la dynamique de fonctionnement du détecteur de phase ($V_e = K_d \Phi_r = \pm 1$).

La plage de fréquence disponible en sortie I/DS est telle qu'il n'y ait que des carries ou que des borrows en sortie de filtre. D'où $f_{I/DS \max/min} = f_{I/DCLK}/2 \pm f_{KCLK} 2 K$

Soit $f_{I/DS \max/min} = Nf_0 \pm Mf_0/2 K = f_0 (N \pm M/2 K)$

En utilisant la même horloge pour I/DCLK et KCLK, $2N = M$ alors : $f_{I/DS \max/min} = Nf_0 (1 \pm 1/K)$

Ce qui conduit à une plage de fréquence du signal de sortie de la PLL après le compteur modulo N :

$f_s \max/min = f_0 (1 \pm 1/K)$

Lorsque K est programmé sur sa valeur la plus basse : 2^3 ,

$f_s \max/min = f_0 (1 \pm 1/8)$

soit une variation de 12,5 % autour de la fréquence centrale. Des valeurs plus importantes de K (2^3 à 2^{17}) réduiront la plage de fréquence. Le seul moyen de l'augmenter consiste à prendre une horloge KCLK plus élevée que l'horloge I/DCLK. En incorporant un diviseur par deux entre ces deux entrées on obtiendrait par exemple :

$M = 4N$ et

$f_s \max/min = f_0 (1 \pm 1/4)$

Mais il ne faut pas oublier qu'une réduction de la fréquence d'horloge I/DCLK augmentera la gigue du signal de sortie.

Fonctionnement de la boucle complète :

Si la fréquence f_e du signal d'entrée est strictement égale à la fréquence centrale de la boucle f_0 alors la phase ϕ_s du signal de sortie sera égale à la phase ϕ_e du signal d'entrée.

Dans cet état, le filtre séquentiel délivre autant de carries que de

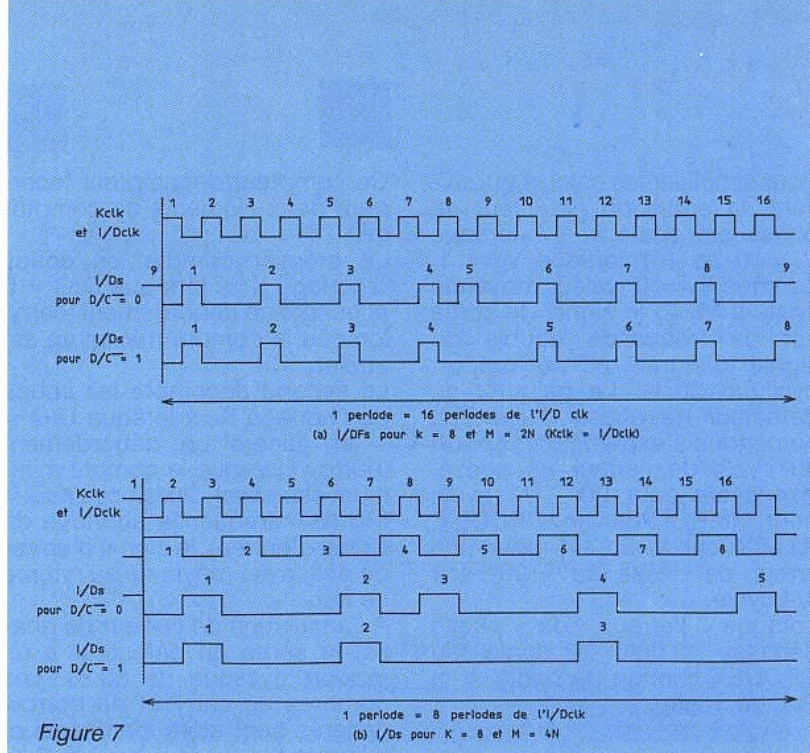


Figure 7

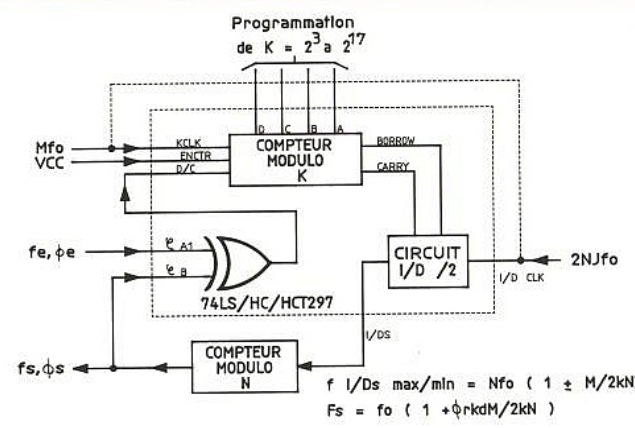


Figure 8 a

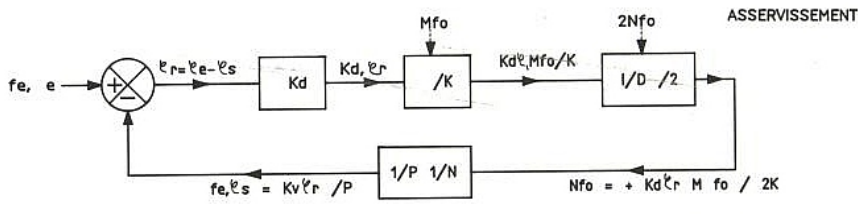


Figure 8 b

borrows et l'horloge I/DCLK est divisée strictement par 2. On retrouve alors en sortie du compteur modulo N : $f_s = f_0$. Si la phase du signal de sortie s'écarte de la phase du signal d'entrée, alors la sortie du filtre séquentiel délivrera plus de carries ou de borrows. Le circuit I/D supprimera ou ajoutera des impulsions de manière à régler la phase du signal de sortie ϕ_s par pas de $360^\circ/2N$. Ce processus sera répété jusqu'à ce que les signaux d'entrée et de sortie soient en phase.

Les équations de la PLL du 1^{er} ordre :

Conformément au schéma bloc et au schéma de l'asservissement de la figure 8 la PLL est définie par :

$f_0 = f_{I/DCLK}/2 N$ en sortie du compteur modulo K : $f_{KS} = K_d \phi_r M f_0 / K$ alors $f_{I/DS} = N f_0 \pm (K_d \phi_r M f_0) / 2 K$ d'où

$$f_s = f_0 \pm (K_d \phi_r M f_0) / 2 K N \quad (1)$$

et $\Delta f_s = K_d \phi_r f_0 / 2 K N$ (2) Et du fait que $K_d \phi_r = \pm 1$ aux limites de décrochage, la plage de poursuite pour $M/2 K N \geq 1/4$ sera : $\pm \Delta f_s = M f_0 / 2 K N$ En utilisant la même horloge pour $f_{I/DCLK}$ et f_{KCLK} , $M = 2 N$ alors :

$$\pm \Delta f_s = \frac{f_0}{K}$$

Important : Le circuit I/D limite la plage de fréquence à : $f_{I/DS \max/min} = N f_0 (1 \pm 1/3)$.

Nous voyons par ces relations pourquoi le compteur modulo K est programmable, il permet de régler la plage de poursuite.

K **petit** donne une **grande** plage de poursuite.

K **grand** donne une **petite** plage de poursuite.

Lorsque la PLL est verrouillée, la différence de phase des signaux d'entrée et de sortie s'exprime par :

$\varphi_r = 2 KN (f_e - f_0) / K_d M f_0$ cycles.
La **figure 8 c** montre la caractéristique de transfert de la PLL.

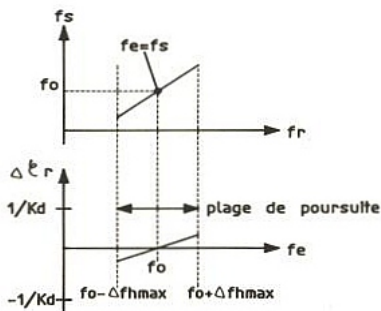


Figure 8 c

L'équation (1) met en évidence le fait que, comme f_s est fonction de φ_r , si la fréquence du signal d'entrée n'est pas strictement égale à f_0 , cet écart sera compensé par un $\varphi_r \neq 0$ pour ajuster f_s .

L'erreur de phase sera alors non nulle. Les signaux entrée et sortie ne sont plus en phase.

Le seul moyen d'obtenir une erreur de phase nulle sera d'utiliser une PLL numérique du 2^e ordre comme indiqué plus loin.

Réponse à un saut de phase :

En prenant la transformée de Laplace de l'équation (2) on obtient :

$\Delta f_s(p) = K_d \varphi_r(p) M f_0 / 2 KN$.
Or la fréquence étant la dérivée de la phase on a :

$$\frac{\Delta f_s(p)}{p} = \varphi_s(p)$$

et $\varphi_r(p) = \varphi_e(p) - \varphi_s(p)$ d'où
 $\varphi_s(p) = K_d M f_0 (\varphi_e(p) - \varphi_s(p)) / 2KNp$
or le gain en boucle ouverte est tel que :

$$K_v = \frac{\Delta \varphi_s}{\Delta \varphi_r} = K_d M f_0 / 2 KN$$

$$\text{d'où } \varphi_s(p) = K_v \frac{\varphi_e(p) - \varphi_s(p)}{p}$$

$$\text{soit } \varphi_s(p) = \frac{K_v}{K_v + p} \varphi_e(p)$$

et en utilisant la transformée du Laplace inverse avec

$$\varphi_e(p) = \frac{\Delta \varphi_e}{p}$$

soit un échelon de phase d'amplitude $\Delta \varphi_e$

$\varphi_s(t) = \Delta \varphi_e (1 - e^{-K_v t})$
La PLL répondra donc à un échelon de phase avec une constante de temps τ telle que :

$$\tau = \frac{1}{K_v} = \frac{2 KN}{K_d M f_0}$$

Il est donc possible de régler la constante de temps de la PLL par la valeur de K.

K petit → grande plage de poursuite → réponse rapide
K grand → petite plage de poursuite → réponse lente

Bande passante

La fréquence de coupure à -3 dB s'exprime par $\omega_{3dB} = K_v = K_d M f_0 / 2 KN$ rad/sec
or, dans la plupart des applications $M = 2N$
donc $\omega_{3dB} = K_d f_0 / K$ rad/sec
Cette fréquence de coupure est exprimée relativement à la fréquence centrale $\omega_0 = 2\pi f_0$ (figure 9).

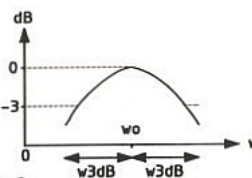


Figure 9

On peut donc exprimer le coefficient de surtension de la PLL numérique défini pour un filtre passe-bande :

$$Q = \frac{\omega_0}{2 \omega_{3dB}} = \frac{2 \pi f_0}{2 K_d M f_0} \times 2 KN$$

$$Q = \frac{2 \pi KN}{K_d M}$$

pour $M = 2N$

$$Q = \frac{\pi K}{K_d}$$

Comme K est programmable de 2^3 à 2^{17} on aura pour $M = 2N$:
 $6 < Q < 103\,000$ avec le détec-

teur DPOUEX ($K_d = 4$)
et $12 < Q < 206\,000$ avec le détecteur DPSF ($K_d = 2$).

PLL numérique du 2^e ordre :

Comme nous l'avons vu précédemment, la PLL numérique du premier ordre ne permet pas d'obtenir une erreur de phase constante lorsque la fréquence du signal d'entrée varie. L'asservissement est effectué en fréquence et non en phase.

Pour résoudre ce problème et donc obtenir une erreur de phase "nulle", nous avons la possibilité d'utiliser deux PLL numériques de manière à ce que l'une d'elles asservisse en fréquence et délivre une fréquence $2N f_0$ sur l'entrée I/D_{CLK} de la 2^e qui travaillera alors exactement à la même fréquence que le signal d'entrée.

Cette deuxième boucle asservira alors réellement un asservissement de phase, figure 10 a. Le synoptique de l'asservissement, figure 10 b, de cette PLL

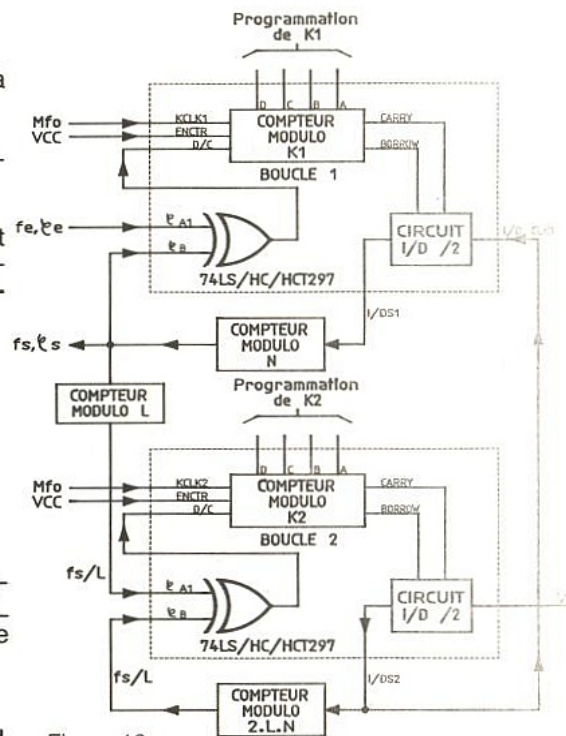


Figure 10 a

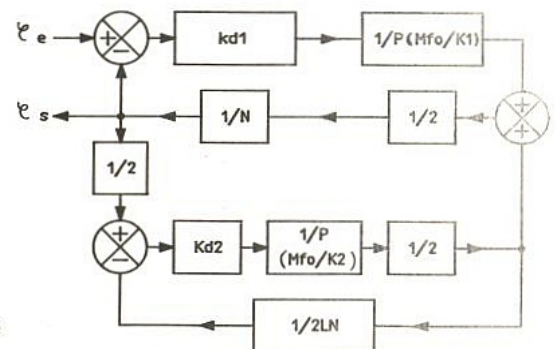


Figure 10 b

du 2^e ordre permet d'exprimer les équations suivantes :

La PLL asservissant en fréquence définit la plage de poursuite $\pm \Delta f_{pmax} = Mf/4 K_2 N$.

L'erreur de phase de la boucle 2 est donc proportionnelle à la différence de fréquence entre f_e et f_0 de la boucle 2 :

$$f_e - f_0 = K_{d2} M f_0 \varnothing / 4 K_2 N$$

La fonction de transfert de cette PLL du 2^e ordre peut donc s'exprimer par :

$$H(p) = \varphi_s(p) / \varphi_e(p)$$

$$H(p) = \frac{\omega_1 p + \omega_1 \omega_2}{p^2 + \omega_1 p + \omega_1 \omega_2}$$

avec $\omega_1 = K_{d1} M f_0 / 2 k_1 N$ rad/sec et $\omega_2 = K_{d2} M f_0 / 4 K_2 L N$ rad/sec

En comparaison avec une PLL analogique du 2^e ordre de transfert :

$$H(p) = \frac{2\xi\omega_a p + \omega_a^2}{p^2 + 2\xi\omega_a p + \omega_a^2}$$

on obtient :

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}}$$

$$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2 K_{d1} \times K_2 L}{K_{d2} K_1}}$$

$$\omega_a = \sqrt{\omega_1 \omega_2} =$$

$$\frac{M f_0}{N} \sqrt{\frac{K_{d1} K_{d2}}{8 K_1 K_2 L}}$$

Donc, tout en gardant ω_a constant par nécessité (car fixant la bande passante), soit $K_1 K_2 L$ constant (K_{d1} et K_{d2} étant fixés par le choix du détecteur de phase), il est possible de régler la PLL en faisant varier, K_1 , K_2 et L . Pour un choix du couple ξ , ω_a fait à partir d'abaques (reportez-vous à l'article sur les PLLs semi-analogiques pour déterminer ξ et ω_a) permettant de choisir ξ en fonction de la réponse désirée de la PLL (temps d'accrochage), vous trouverez les valeurs de K_1 , K_2 et L à partir des relations :

$$K_1 = \frac{M f_0}{4 N} \cdot \frac{K_d}{\omega_a \xi}$$

pour $K_{d1} = K_{d2} = K_d$
Les détecteurs de phase étant identiques.

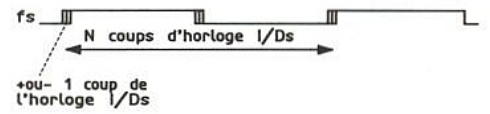
$$L \cdot K_2 = \frac{M f_0}{2 N} \cdot \frac{K_d \xi}{\omega_a}$$

Réduction de la gigue de phase :

Pour **réduire** la gigue de phase lorsque les signaux d'entrée et de sortie sont en phase, il suffit de choisir $K > M/4$ lorsqu'on utilise le DPOUEX ou bien $K > M/2$ lorsqu'on utilise le DPSF.

Il est également possible d'adopter un des montages des **figures 11** et **12**. Leur principe est le suivant : n'autoriser le comptage du compteur modulo K que lorsqu'il y a erreur de phase non nulle. Dans ce cas un carry ou un borrow est généré pour remettre les signaux en phase et le compteur est de nouveau mis hors service jusqu'au prochain décalage des signaux d'entrée.

En adoptant l'une de ces solutions, la gigue de phase est réduite à $1/N$ soit :



± 1 coup de l'horloge $1/Ds$
- Le rapport cyclique sera donc

de $50\% \pm 1/N$

- La gigue de phase sera elle de

$\pm 360^\circ/N$

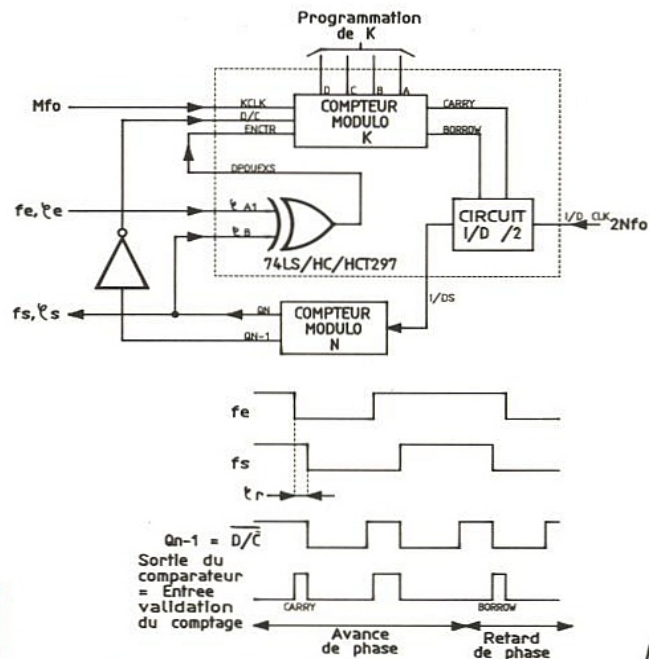


Figure 11

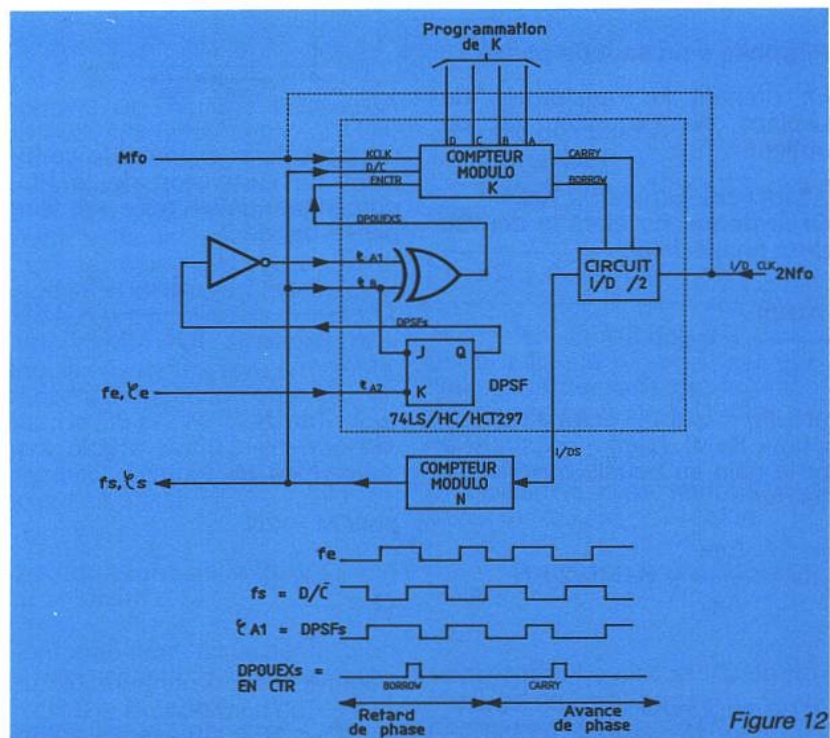


Figure 12

Nous voyons encore ici que plus N sera grand (c'est-à-dire I/D_{CLK} élevée) plus la PLL sera précise en phase.

Elargissement de la plage de poursuite

Nous avons vu précédemment que la plage de poursuite s'exprime par $\pm \Delta f_s = Mf_0/2 KN$ (3). Donc, en divisant par J les entrées et sorties de la PLL, celle-ci ne travaillera plus à la fréquence centrale f_0 mais à f_0/J . Le compteur modulo K et le circuit I/D auront une fréquence d'entrée J fois trop élevée. La nouvelle fréquence centrale de la PLL sera donc : $f_{0N} = f_0/J$ d'où $f_0 = f_{0N} J$ et en remplaçant dans (3) : $\pm \Delta f_s = MJf_{0N}/2 KN$ la plage de poursuite a été multipliée par J, voir figure 13.

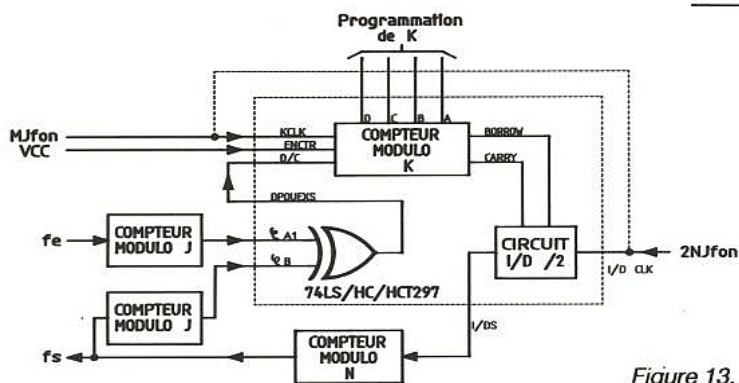


Figure 13.

Détecteur de verrouillage :

Les PLLs utilisant un détecteur de phase à ou exclusif sont verrouillées pour un déphasage entrée/sortie de 90°. Le front de montée du signal de sortie apparaît pour l'état 1 du signal d'entrée.

En utilisant f_s comme horloge d'une bascule D et f_e comme donnée de cette même bascule, on aura en sortie Q un "1" logique tant que la PLL reste verrouillée. Pour visualiser ce verrouillage il suffit de placer un monostable en sortie pour que le voyant reste allumé assez longtemps pour être vu (figure 14).

J.-Y. Bedu.

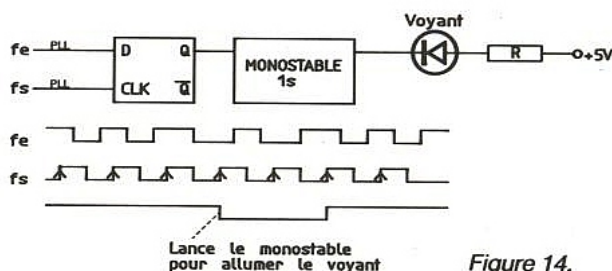


Figure 14.

Bibliographie

Fiches techniques :

National Semiconductor :

- [D1] MM 54 HC 4046/MM 74 HC 4046 CMOS Phase Lock Loop (PLL semi-numérique).
- [D2] LM 565/LM 565C Phased Locked Loop (PLL analogique).

EXAR :

- [D3] XR 2212 Precision Phase Locked Loop (PLL semi-numérique).
- [D4] XR 2213 Precision Phase Locked Loop/Tone decoder (PLL semi-numérique).

Plessey semiconductors :

- [D5] SL 652 C Modulator/Phase Locked Loop (PLL analogique).
- [D6] SL 650 B & C SL 651 B & C Modulator/Phase Locked Loops circuits for modems (PLL analogique).

Philips composants :

- [D7] NE/SE 564 Phase Locked Loop (PLL analogique).
- [D8] NE/SE 565 Phase Locked Loop (PLL analogique).
- [D9] NE/SE 567 PLL/décodeur de tonalité (PLL analogique).
- [D10] NE 568 PLL 150 MHz (PLL analogique).
- [D11] 74 HC/HCT 297 PLL Digitale.

Motorola :

- [D12] MC 14046 B PLL.
- [D13] MC 14568 B Phase comparator and Programmable Counters.
- [D14] MC 145106 PLL frequency synthesizer équivalent des circuits MC 145104, MC 145107, MC 145 109, MC 145112 et MC 145143 non recommandés pour les nouvelles applications.

- [D15] MC 145145-1 and MC 145146-1 : 4 bits data bus input PLL frequency synthesizer.
- [D16] MC 14151-1 and MC 14152-1 : Parallel input PLL frequency synthesizer.
- [D17] MC 14155-1, MC 14156-1, MC 14157-1 and MC 14158-1 : serial input PLL frequency synthesizer.
- [D18] MC 14159-1 serial input frequency synthesizer with analog phase detector.
- [D19] MC 12000 MECL phase detector, Digital Mixer.
- [D20] MC 12540, MC 12040, MECL, Digital phase frequency detectors.
- [D21] MC 4344 and MC 4044, TTL Digital phase frequency detectors.
- [D22] MC 12502 and MC 12002, MECL analog mixer - double

balanced phase detectors.
 [D23] MC 1594, MC 1494, MC 1595, MC 1495, MC 1596 and MC 1496 Linear modulator/demodulator, analog phase detectors.

Notes d'application :

- [N1] AN 178 : Modeling the PLL - Signetics - Linear Products.
- [N2] AN 177 : An overview of the Phase Locked Loop (PLL) - Signetics Linear Products.
- [N3] AN 179 : Circuit Description of the NE 564 - Signetics Linear Products.
- [N4] AN 180 : Frequency Synthesis with the NE 564 - Signetics Linear Products.
- [N5] AN 1801 : 10,8 MHz FSK Decoder with NE 564 - Signetics Linear Products.
- [N6] AN 181 : A 6 MHz FSK Converter Design Example for the NE 564 - Signetics Linear Products.
- [N7] AN 182 : Clock regenerator with Crystal-Controlled Phase Locked VCO (NE 564) - Signetics Linear Products.
- [N8] AN 183 : Circuit Description of the NE 565 PLL - Signetics Linear Products.

[N9] AN 184 : Typical applications with NE 565 - Signetics Linear Products.

[N10] AN 187 : Circuit description of the NE 567 Tone Decoder - Signetics Linear Products.

[N11] AN 46 : The Phase Locked Loop IC as a communication System Building Block - Thomas B.-Mills - National Semiconductor.

[N12] AN 146 : FM Remote Speaker System - Jim Sherwin - Tim Regan - National Semiconductor.

[N13] AN 535 : Phase Locked Loop design fundamentals - G. Nash - Motorola.

[N14] All digital Phase Locked Loops using the 74HC/HCT 297-W.-B. Rosink HCMOS designer's guide - advance information.

[N15] AN 72 : The LM 3900 : A new current differencing quad of \pm input amplifiers - T.-M. Frederiksen - National Semiconductor - Paragraphe 8 : designing Phase Locked Loops and voltage controlled oscillators.

[N16] AN 181 : LM 1800 (LM 1310) Phase Locked Loop FM stereo demodulator - T.D. Isbell - D.S. Mishler - National Semiconductor.

[N17] Digital Phase Locked Loop design using SN 54/74 LS 297 Texas Instruments application Report by D.-G. Troha and J.-D. Gallia.

Articles et livres :

[A1] Digital PLL synchronizes clocks simply by Allen Lui - General Data Comm, Danbury, CT-EDN august 9, 1984.

[A2] Basic program eases analysis of Phase Locked Loops by Ron Rippey, Durham, NC - EDN June 26, 1986.

[A3] A survey of digital Phase Locked Loops by William C. Lindsey, fellow, IEEE, and CHAK MING CHIE member, IEEE - Proceedings of the IEEE, Vol. 6-9, n° 4, april 1981.

[A4] Phase Locked Loops - Theory, design and applications by Dr. Roland, E. Best - Mc Graw Hill ; ISBN 0.07.005050.3.

[A5] Traitement numérique du signal - Théorie et pratique, M. Bellanger. Collection technique et scientifique des télécommunications - Masson.

[A6] : Les filtres numériques R. Boîte, H. Leich. Collection CNET-ENST. Masson.

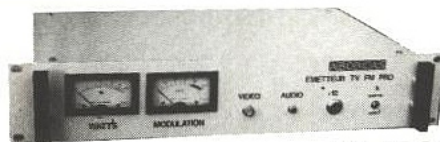
EMETTEUR TV DE VIDEO SURVEILLANCE /ETK'

Modulation de fréquence couleur Pal-Secam son + image (fourni avec son récepteur)

FM Rob : spécial robotique, 12 V (sans son).....	12 732 FHT
FM PRO : 4WHF, 980 MHz, 12 V (au-dessus fréquence radiotéléphone).....	24 450 FHT
FM 5-12 : 5 W réel à 980 MHz, alimentation 12 V voiture.....	13 600 FHT
FM 20 K' : émetteur seul pour télédiffusion Outremer, 20 W, 800 MHz.....	28 000 FHT
FM 10 : 10 W réel de 980 MHz à 1,3 GHz synthé, 12 V continu.....	16 020 FHT
FM 10 K' : émetteur seul pour télédiffusion outre-mer, 10 W, 500 MHz.....	26 600 FHT
FM 20 : 2 WHF réel, 980 MHz synthé.....	19 392 FHT
FM 1 : 1 WHF réel à 1,3 GHz synthé (autorisé service amateur).....	13 600 FHT
FM 40 : 50 WHF réel à 980 MHz synthé.....	30 354 FHT
FM 2,4 : 0,5 W à 2,4 GHz (fréquence légale).....	18 718 FHT
FM 100 K' : émetteur seul pour télédiffusion outre-mer, 100 W, 200 MHz.....	56 000 FHT
FM large : bande 800 à 1,2 GHz, 220 V, 1 WHF.....	15 800 FHT

OPTIONS

- Préampli** réception à Asga 0,8 dB de bruit pour 20 dB de gain avec filtre..... **2 107 FHT**
- Son 2** ou 3 voies ou télécommande..... **NC**
- Antenne** directive 23 éléments..... **725 FHT**
- Antenne** 3 éléments 200 MHz..... **1 200 FHT**
- Antenne** pour mobile magnétique..... **725 FHT**



- Caméra N/B** 450 lignes, sensibilité 0,05 lux..... **3 035 FHT**
- Antenne étanche** 1/4 λ ou 9/4 λ **1 146 FHT**

ABORCAS

Rue des Ecoles - 31570 LANTA
Tél. 61 83 80 03 - Fax 61 83 36 44

RADIO LOCALE

Pont 1 GHz 2 GHz 10 GHz

Documentation couleur : 30 F



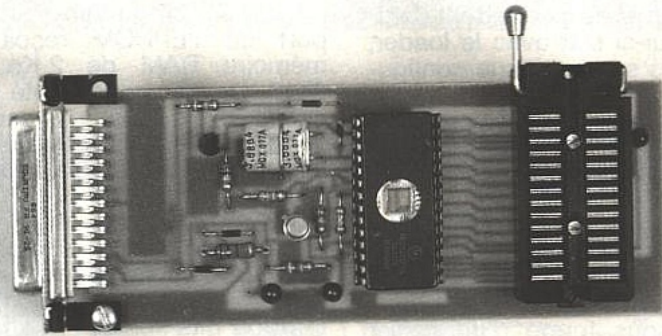
AMPLI 2 kW

PONT 1 GHz



Un chargeur pour programmeur de 68705

Ce "loader" constitue un des maillons d'une mini-chaîne de développement pour le monochip 68705P3 de Motorola. Il s'adapte sur les programmeurs de monochips Motorola (ou compatibles). Ces derniers étant plutôt orientés vers la duplication de monochips que vers la création de logiciels (au grand désespoir d'une chaîne cryptée), le chargeur présenté ici en étendra les possibilités.



Un programmeur de monochips

Le schéma est reproduit à la figure 1, il est tiré d'une note d'application de Motorola. Il peut programmer des monochips 68705P3, R3 ou U3. Tous les

programmeurs (connus !) utilisent ce principe. Le programme est mis dans une EPROM, type 2716/32 et durant la programmation le contenu de celle-ci est copié dans le monochip. Le programme de copie est contenu en ROM dans le monochip, il est activé lorsqu'une tension de 12 V est appliquée sur l'entrée timer avant son initialisation. Pour ce programmeur, il faut avoir ins-

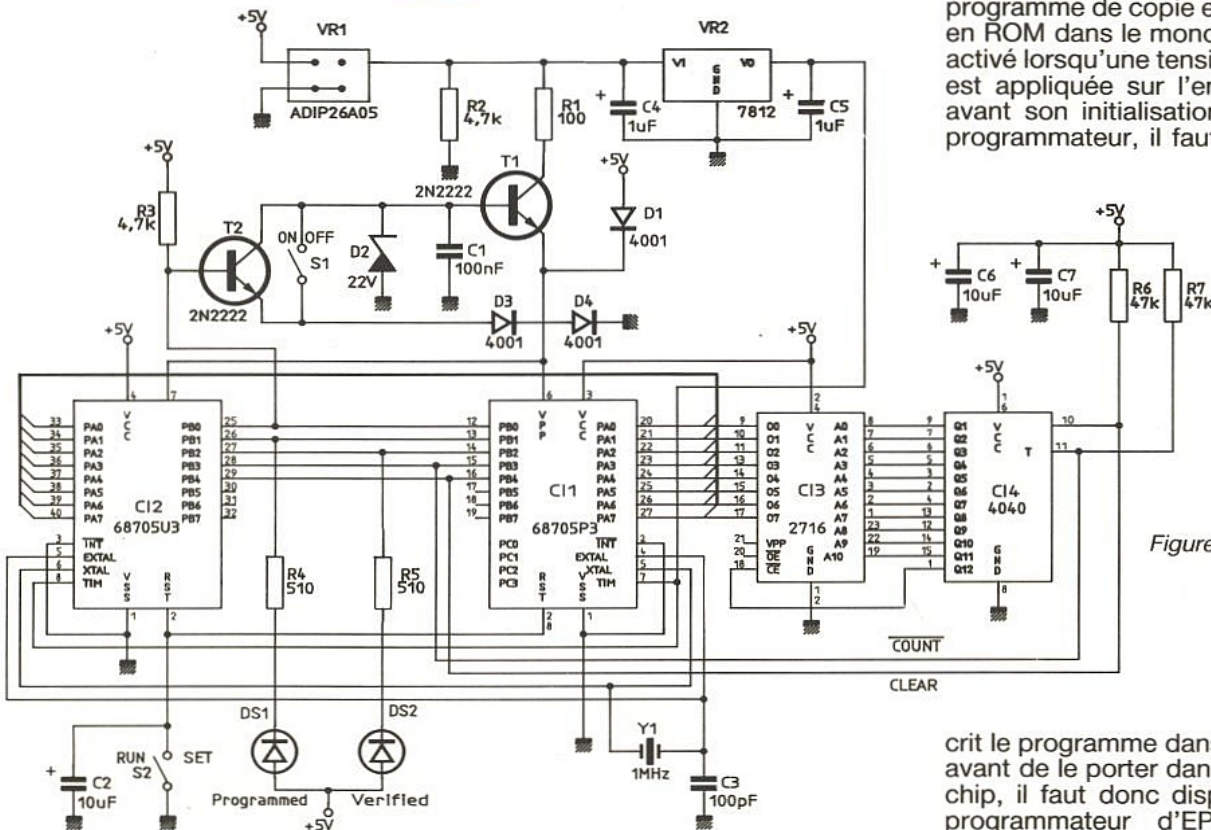


Figure 1

crit le programme dans l'EPROM avant de le porter dans le monochip, il faut donc disposer d'un programmeur d'EPROM. Le coût et le temps de développe-

ment est accru par ce passage forcé par une EPROM. Le chargeur décrit permet d'éviter ce passage. Il s'adapte au programmeur et permet de programmer directement le monochip.

Utilisation du chargeur

Elle est simple, après sa mise en place et les modifications à effectuer sur le programmeur, il est connecté par une liaison série (RS 232) au PC (ou autre) (figure 2). Les modifications du programmeur permettent d'utiliser celui-ci soit avec le loader, soit dans son ancienne configuration.

Pour charger le programme il faut :

- écrire le source sur PC en utilisant un éditeur,
- assembler le source, avec un cross-assembleur (cross puisque le PC assemble du code qui ne lui est pas destiné), ceci donne l'objet sous forme d'un fichier texte au format Motorola.
- préparer le programmeur équipé du chargeur,
- envoyer le fichier par une commande du type : COPY objet. mot COM 1 :
- une fois le transfert terminé, lancer le programmeur.

SCHÉMA DU CHARGEUR (figure 3)

Le chargeur utilise un... 68705, connecté en parallèle sur le

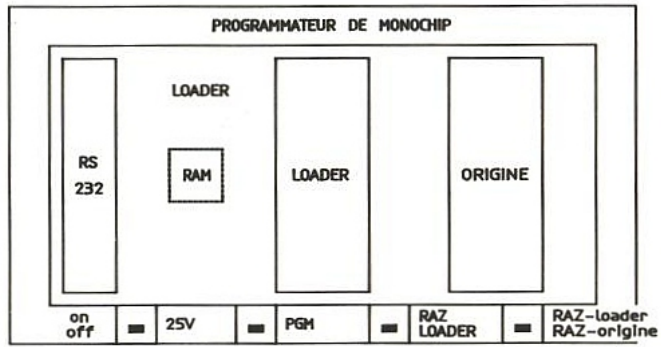


Figure 2

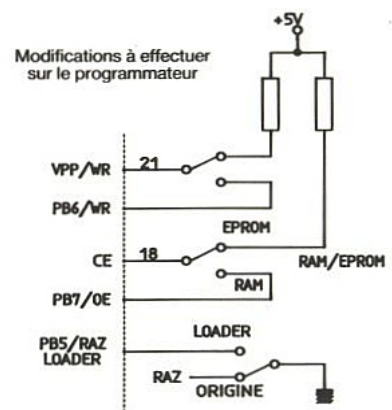
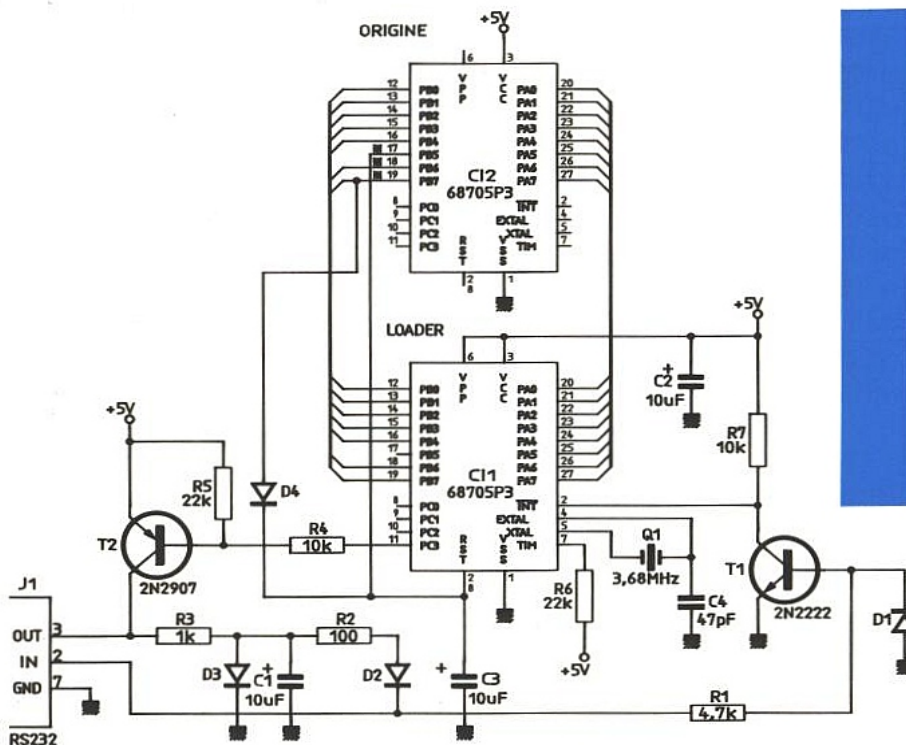
68705P3 à programmer ; le support de l'EPROM reçoit une mémoire RAM de 2 Ko, une 6116. Un inverseur monté sur le circuit RAZ permet à un seul des 2 monochips (le LOADER ou l'ORIGINE) de fonctionner. En mode LOADER, au départ ORIGINE reste en état haute-impédance, puisqu'il est bloqué. LOADER envoie un message de présentation sur la liaison série (à 1200 bits/s), puis allume une LED, initialise la RAM à 0, puis allume l'autre LED pour indiquer qu'il est prêt à recevoir le fichier. Une fois celui-ci chargé (il a reçu l'indication de fin de transfert qui, sous le format MOTOROLA, est S9), il éteint la seconde LED et vide le contenu de la mémoire sur la liaison série (un dump...) ceci permet de vérifier son contenu. Une fois celui vérifié ou après la fin du transfert du fichier, en basculant l'inverseur, on bloque le LOADER et on active ORI-

GINE qui copie le contenu de la RAM dans son EPROM. En cas d'erreur de checksum, il passe en mode dump dès l'erreur. Si il y a erreur, le dump est activé (LED éteinte) avant l'indication de fin de transfert du PC. L'avant dernière ligne du fichier contient les vecteurs d'initialisation et d'interruption, ils sont placés à la fin de la mémoire. Lors du dump, leur présence donnent une quasi-certitude qu'un transfert correct a été réalisé.

RÉALISATION DU CHARGEUR

Un petit circuit imprimé a été créé à cet effet. Le LOADER est installé à droite, il utilise un quartz de 3,6864 MHz afin d'avoir une vitesse bit correcte (baud rate) de 1200 Bauds. Il est alimenté en 5 volts uniquement, la plupart des pattes sont reliées en parallèle sur l'ORIGINE. Mais trois signaux sont nécessaires en plus : OE, WR et RAZ, certaines pattes de ORIGINE n'étant pas utilisées, ces signaux sont véhiculés par elles. On utilise un support à wrapper pour ORIGINE. Afin de pouvoir isoler les trois pattes du support, il est soudé à 1 cm de hauteur sur la carte.

Après analyse du code de programmation PB5 est configuré en sortie. Pour conserver la double configuration RAM/EPROM, il est préférable de passer par PC3 (voir implant. et photo).



Modification du programmeur

Il faut isoler les pattes OE et VPP de l'EPROM, elles deviennent OE et WR, un double inverseur connecte ces pattes sur leurs connexions d'origine en mode EPROM, ou connecte ces 2 signaux sur les pattes du support du MONICHIP en mode LOADER. Attention si l'interrupteur est en mode EPROM et le LOADER en place, LOADER peut mal supporter le fait que du 5 volts (VPP de l'EPROM) soit appliqué sur une de ses sorties (surtout quand elle passe à 0 en écriture). Les distraits peuvent ajouter des résistances de 100 ohms en série sur ces 2 lignes. Un inverseur assure le RAZ de ORIGINE ou LOADER. Il peut être intéressant de mettre un interrupteur en plus sur le RAZ de LOADER ; en effet, à la fin de la programmation, en rebasculant le RAZ, le LOADER recommence un cycle de chargement en mettant à ZERO la mémoire. Si l'on veut programmer en chaîne plusieurs monochips, il est intéressant de bloquer LOADER après le chargement du code.

Il se peut que le programmeur ne soit pas équipé d'interrupteurs de "confort" ; on peut monter, par exemple, un interrupteur "25 V" (avec une LED associée) ou un "blocage programmation" en court-circuitant l'émetteur et le collecteur du transistor T2, S1 (cf figure 1).

Le format MOTOROLA

Il s'agit du format S1/S9. Le fichier est sous forme ASCII (lettres, chiffres). Une trame est constituée d'un en-tête : S1, puis d'octets ASCII donnant en hexadécimal : la longueur de la trame, 2 octets d'adresse, les octets de données et enfin un octet de contrôle (checksum). Le code S9 indique une trame de fin, elle est vide de contenu.

La liaison PC

On n'utilise que 3 fils : transmit, receive et masse. Mais le DOS n'envoie les données que si les signaux de contrôle sont corrects. Pour lui permettre de fonctionner seulement avec ces 3 signaux, il faut sur le connecteur du câble soit relier des plots, soit (et c'est la solution de l'auteur), mettre des pull-up sur les entrées directement sur la carte (pin 5, 6, 8, 20). Cette dernière solution permet de fonctionner en 3 fils, et ne compromet pas la gestion des signaux si nécessaire. Les logiciels de communication, gérant directement le hard, autorisent le fonctionnement en 3 fils. D'autre part il faut configu-

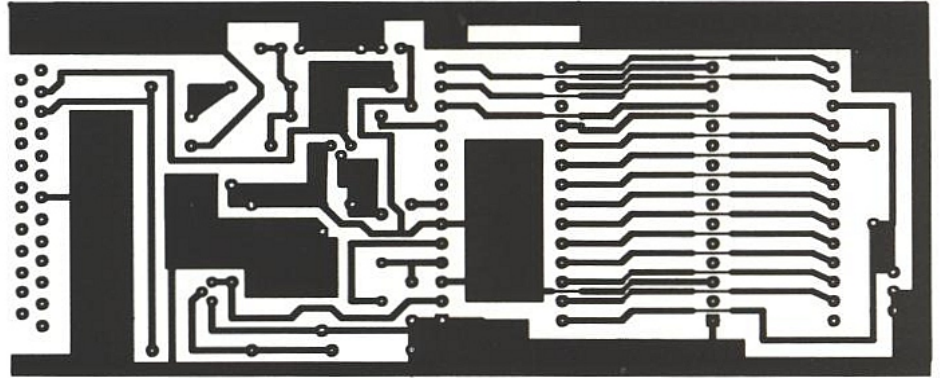


Figure 4

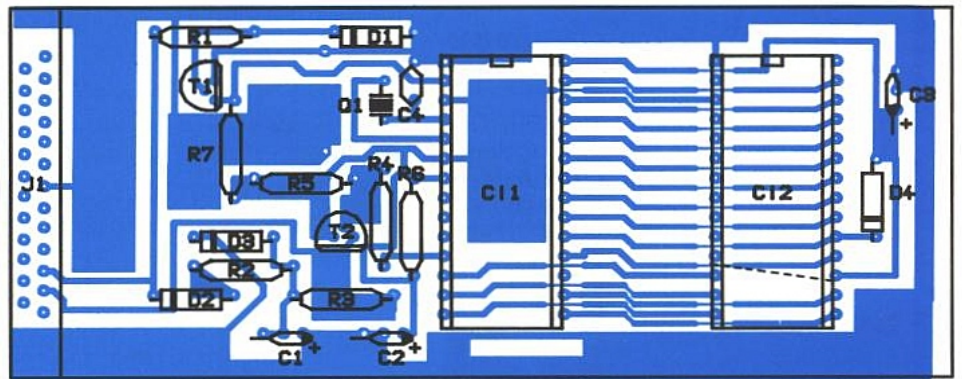
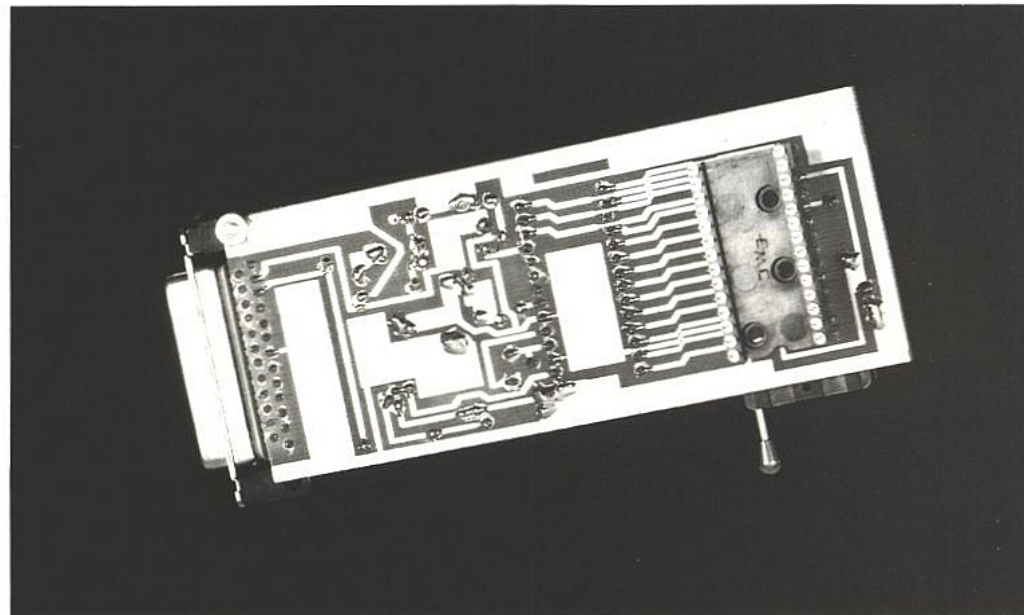


Figure 5



rer la liaison série en mode 7 bits, 1200 bits/s, avec ou sans parité, 1 ou 2 stop bits. Le logiciel du LOADER qui gère l'interface réception série détecte le front descendant qui indique le start bit, puis il lit les sept prochains bits du caractère, et se met de nouveau à attendre le prochain front descendant. Si l'on configure la liaison en 8 bits, le 9^{ème} (le bit de parité) est pris comme le start bit du prochain caractère.

Le logiciel... ou le paradoxe de l'œuf et la poule

Il a été écrit au plus court et il est listé au format Motorola dans le tableau 1. Il faut un monochip programmé pour programmer les autres... ou bien charger une EPROM et utiliser (une dernière fois ?) son programmeur en mode EPROM. Un petit problème a été résolu, mais il est

important de le noter. Pendant le transfert il n'y a pas de contrôle de flux, si les adresses sont en ordre décroissant, il est nécessaire de remettre à zéro le compteur d'adresses, et, en se dépêchant, de le remettre à jour (les octets continuent à arriver) (cf figure 1, C14). Pour éviter le problème il suffit de mettre les trames en ordre croissant. En général elles le sont. Un "buffer" de 16 octets a été créé. Enfin, le PORTC bit 0, permet de faire une gestion de flux, le bit est activé dès qu'un reset du compteur est effectué, il est désactivé au moment où le compteur est à jour.

Autre utilisation possible : lire une EPROM 2716

Laisser le support de l'EPROM vide, lancer le LOADER. Celui-ci initialise la RAM à 0 (mais le support est vide). Dès qu'il indique qu'il est prêt à recevoir, mettre l'EPROM, envoyer S9, à ce moment il "dump" le contenu de l'EPROM vers le PC. Comme l'effacement de la RAM ne se fait que la première fois, il se met en attente d'une trame S1/S9, on peut à nouveau lire une autre EPROM.

LE SYSTÈME COMPLET...

Récapitulons... Pour réaliser un système complet il faut disposer d'un PC (avec une liaison série), d'un assembleur, du programmeur et du loader, enfin d'une lampe UV pour effacer le monochip.

L'assembleur a été décrit dans le numéro de Janvier de ERP : ECAL et pour débiter, la version DEMO peut suffire (choisir le type 6805).

L'auteur l'a testé avec le loader. Une fois l'ensemble constitué, cette base va permettre la réalisation de maquettes d'une très grande souplesse et ce monochip sera aussi simple à utiliser qu'une porte NAND. Le choix du 68705 a été fait pour 2 raisons : son coût et la capacité nécessaire dans des réalisations usuelles (la domotique par exemple). Une configuration intégrant, en même temps, un récepteur infrarouge (soft), une liaison full-duplex (soft) etc... est possible.

L'écriture du logiciel...

C'est un pas un peu difficile à franchir. Passez plus de 20 fois le monochip sous UV avant d'avoir une version "qui ne plante pas" est courant au début (pour

pas dire inéluctable). Le chargeur a nécessité cinq passes, (écriture, test, effacement, modification), les erreurs sont humaines... L'auteur n'utilise pas de débogueurs, ni de simulateurs, mais de la méthode. Cela ne veut pas dire qu'il ne sont pas, dans certains cas utiles, mais on peut s'en passer. Pour vérifier "où il passe", on peut utiliser un port (C ou/et B) les instructions BSET et BCLR sont employées pour poser des sondes soft dans le source. Enfin, en vérifiant le source, se mettre à la place du processeur, c'est une méthode absolue pour de rendre compte des "divergences" entre ce que l'on veut et ce qu'il fera !

Extension possible du loader

Ce n'est plus qu'une question de SOFT... En modifiant le logiciel du loader, et en ajoutant une ou deux liaisons pour A11, A12, il est possible de lire des 2732/64.

```
S11300800A0D44455637303520D6B1AEB0A0B0B1D4
S1130090AFB1B9B9B120434F5059524947485420E0
S11300A04046454E4152442E582031393931000AD8
S11300B00D00A600B704A6FEB705A60FB706A6FF57
S11300C0B7013F393F3ACD02029AAE00AD2C11027E
S11300D01301AD3AAD2F1501CD01591201AD3D13F8
S11300E00120F3B73B4444444AD02B63BA40FAAF9
S11300F030A1392302AB07CC01F2E6802706CD01FB
S1130100F25C20F6813F413F401801190181ADF5B1
S11301103F42CD01C4B640A10826F581ADE7AE2F1C
S1130120ADD8A610B743B640ADB9B641ADB5A6201B
S1130130CD01F21F01B6001E01ADA8AD6EB640A1FF
S1130140082601813A4326E620D4B639B13A27FA83
S1130150974CA41FB739E61981ADEFA15326FAAD28
S1130160E9A13926029881A13126EE3F3DAD18B7A9
S11301703CAD14B73EAD10B73FAD0C2704AD3720EE
S1130180F83C3D27D49981AD1748484848B742AD5B
S11301900FA40FBA42B742BB3DB73DB6423A3C81C9
S11301A0ADA8A030A1092302A00781160117013CC4
S11301B04126023C4081B640B13E262CB641B13FB7
S11301C0261F1102A6FFB704B642B7001D011F0186
S11301D01E011C01A600B704ADD13C3F26023C3EE3
S11301E0812207ADC6CC01B625F91002CD0105CC9C
S11301F001B6130212020417F9AA80B714A47F14DB
S11302001781AE4F6F105A26FBA618B709811F0934
S11302101402CD0256CD021B1502800117123A12A8
S1130220260EA603B712982E019936133A11270108
S113023081B613A47FB710B63A974CA41FB73AB649
S113024010E719111712178100170A1017A604B71F
S113025012A608B711803A16261BA603B716B615C0
S11302602B1427084A270736142406C61517160226
S1120270C617023A15810517FCA60AB71520F226
S10407840070
S10B07F8020E0248025500B292
S9030000FC
```

Tableau 1 : Le logiciel du loader sous le format Motorola.

On peut aussi, en utilisant un adaptateur (encore un), programmer des ERPOMS, éditer les mémoires...

X. FENARD

Nomenclature Loader

Résistances

R₁ : 4,7 kΩ
R₂ : 100 Ω
R₃ : 1 kΩ
R₄ : 10 kΩ
R₅ : 22 kΩ
R₆ : 22 kΩ
R₇ : 10 kΩ

Semi-conducteurs

D₁ à D₄ : 1N4148
T₁ : 2N2222
T₂ : 2N2907
IC₁ : 68705P3 LOADER
IC₂ : 68705P3 ORIGINE
Divers
Q₁ : Quartz 3,68 MHz
J₁ : Connecteur RS 232

Condensateurs

C₁ : 10 µF/tantale/10 V
C₂ : 10 µF/tantale/10 V
C₃ : 10 µF/tantale/10 V
C₄ : 47 pF

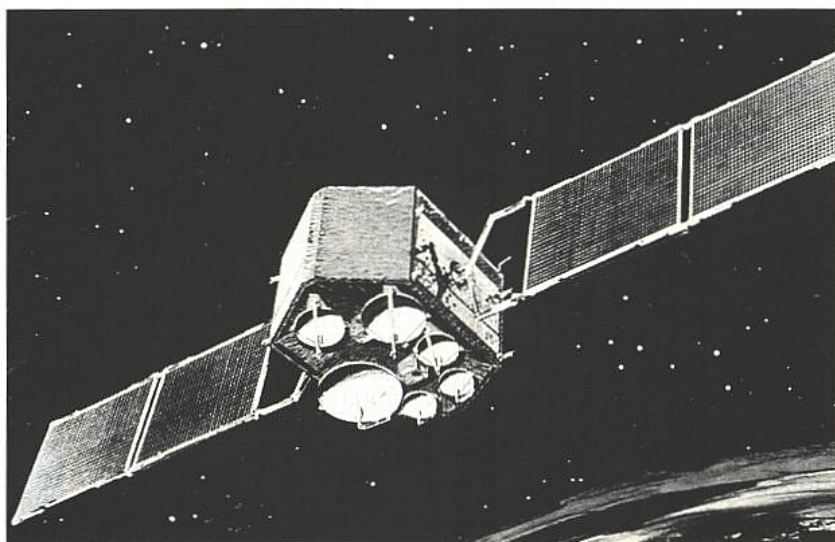
Modifications programmeur

1 RAM 2 K x 8 - 6116
1 inverseur simple
1 inverseur double

Répertoire des satellites de télévision 91

L'année 1990 a vu quelques modifications du paysage audiovisuel européen toutefois moins marquées que celles enregistrées dans l'année précédente. En effet, on a assisté surtout à des changements de fréquence, des basculements d'un faisceau à un autre, d'un satellite à un autre.

Pas de grandes nouveautés pouvant influencer d'une manière révolutionnaire le petit monde du satellite...



La majorité des programmes émis par les satellites de faible puissance — Eutelsat I, Intelsat V, Télécom I, Kopernikus — et les engins de moyenne puissance — Eutelsat II, Astra — sont généralement codés dans la norme PAL sauf évidemment une partie de la capacité de télécom 1 C qui est diffusée en SECAM, norme dans laquelle Canal J émet dorénavant. Seul TF1 a opté pour le PAL, en vue de l'extension de son réseau sur l'Europe.

Télécom IC vit ses derniers mois en tant que satellite principal du système Télécom I puisqu'il sera remplacé en fin d'année par Télécom II A d'une capacité de 11 canaux H/V d'une puissance de 55 Watts permettant une pire crête de l'ordre de 55 dBW contre 51 actuelle, alors qu'en début de vie elle était de 52 dBW. Pour mémoire nous rappelons que nous obtenons un rapport porteuse/bruit de l'ordre de 12 dB au centre du faisceau avec un équipement dont la figure de mérite est d'environ 13 dB/K (\varnothing : 60 cm). Télécom II A devrait donc présenter un signal crête d'intensité légèrement supérieure à celle mesurée sur ASTRA I A.

ERP reviendra en détails et en temps utile sur le système Télécom II.

Outre les systèmes Télécom I et II, la France possède un troi-

sième système opérationnel dit de diffusion directe. Il s'agit de TDF 1 et 2 qui sont positionnés à 19° Ouest, émettant simultanément, mais évidemment pas sur les mêmes les fréquences.

La majorité de la capacité de diffusion est assurée par TDF 1 secouru par TDF 2. Pour mémoire il est rappelé que l'ATOP n° 1 de TDF 1 est HS de même que les ATOP n° 4 et 1 de TDF 2, soit 1/3 de la capacité de transmission du fameux système français. Malgré cette série de pannes, TDF 1 et 2 permettent l'envoi de 5 canaux codés en D2 MAC dont 2 voire 3 seront embrouillés avec le système Eurocrypt. Au centre du faisceau où la pire crête atteint les 64 dBW, nous mesurons avec une antenne plate (G/T : 8 dB/K) un signal oscillant autour de 17 dB P/B, suivant les canaux.

TDF 1/2 : OU LE PSEUDO D2 MAC !

Pour illustrer nos propos, prenons par exemple le cas de la chaîne musicale MCM (ou Monte-Carlo Musique). Ce programme, comme les autres, transitant par TDF 1 est donc transmis en D2 MAC. Toutefois la chaîne de transmission employée pour alimenter les usagers est remarquable...

Effectivement, il faut savoir, d'après Euromusique, qu'à l'origine les clips sont filmés en PAL. Puis, les signaux, pour alimenter la liaison montante, sont transcodés en D2 MAC, pour être diffusés par le satellite. Arrivés sur terre, ils sont dans le meilleur des cas, soit antenne individuelle, équipée d'un décodeur, reçus en D2 MAC. Inutile de préciser que ce mode de captage est réservé à quelques privilégiés.

Pour la réception sur les réseaux câblés français, les signaux pour être lus par les téléviseurs SECAM sont retranscodés, dans la station de tête, dans cette norme avec perte de l'effet stéréophonique. On remarque dès lors que MCM aura fait le tour des codages, PAL → D2 MAC → SECAM, il ne lui manque plus que le NTSC pour que la boucle soit bouclée. Quelle farce.

Pour les réseaux câblés étrangers et certains réseaux de l'Est de la France, les signaux sont retranscodés en PAL ce qui permet de conserver la stéréophonie et retrouver la norme d'origine : le PAL.

ASTRA : 32 CHAÎNES VOIRE 48 EN 93

ASTRA 1 A qui est opérationnel depuis 1988 se porte bien, commercialement et techniquement. Sur ce dernier point, au centre moyen des faisceaux nous obtenons un rapport porteuse/bruit de l'ordre de 14 dB avec un équipement préconisé par la SES. Astra 1A doit être rejoint à la même position orbitale soit 19,2° E par Astra 1 B d'une puissance de 65 Watts permettant une pire crête > 54 dBW. Sa capacité est également de 16 canaux dans le spectre 10,95/11,20 GHz. ERP reviendra en détails sur le système Astra dès qu'il sera opérationnel.

A l'heure où nous écrivons ces lignes nous ne connaissons pas le bouquet de programmes. Seuls 3 contrats fermes de location de répéteurs sont signés : Il s'agit de l'ARD, TELE 5 et Première, chaînes germanophones. Relevons avec un certain intérêt que la CLT (Compagnie Luxembourgeoise de Télédiffusion) a retenu des options pour la location de 2 répéteurs. Un de ces répéteurs pourrait diffuser la chaîne de langue française "RTL Tvi". Si cette intention se confirmait, RTL TV pourrait être le détonateur du développement du marché d'Astra sur le bassin francophone qui est bien moro-

se, 10 à 15 000 unités vendues pour les prévisions les plus optimistes. D'aucuns n'hésitent pas à parler de fiasco où contrairement au Royaume-Uni — 1 000 000 Unités — et en Allemagne 350 000 U — où ASTRA remporte un vif succès. La raison de cet engouement est évidente, nombreuses chaînes sont diffusées dans chacune des langues maternelles.

EUTELSAT : 3 SATELLITES EUTELSAT II CETTE ANNÉE

Après EUTELSAT II F1 lancé l'été 90, le deuxième satellite de la 2^e génération — Eutelsat II F2 — doit être opérationnel ce printemps à la place d'Eutelsat I F1 devant être déplacé de 10 à 21,5° Est. Les satellites Eutelsat II ayant fait l'objet d'un large développement dans ERP n° 519 nous n'y reviendrons plus. On retient notamment qu'ils sont captables avec des paraboles de 60 cm dans le centre des faisceaux étroits (ou superfaisceau). En faisceau large des réflecteurs de 75/80 cm peuvent déjà apporter satisfaction. L'année 91 doit aussi voir la mise en orbite du troisième exemplaire Eutelsat II F3 destiné à remplacer I F4 à 7° Est.

Retour à Eutelsat II F2, qui pourrait émettre 3 chaînes italiennes, 3 chaînes espagnoles et 3 chaînes turques.

Voici pour les principaux systèmes opérationnels en Europe sans oublier le satellite anglais BSB dont tous les programmes sont en D MAC puisque uniquement destinés aux usagers du Royaume-Uni. Quant à l'Allemagne réunifiée visant également le marché germanophone européen, elle dispose de 3 satellites : TV SAT 2, Kopernikus 1 et 2 assurant la sécurisation du déploiement en orbite, avec redondance sur les satellites Astra I A et futur 1 B.

Enfin, pour tous les amateurs de mécanique céleste, il est possible d'observer les effets sur la réception du satellite TELE X. On enregistre, en effet, des variations notables d'intensité de signal, plus marquées à Lyon qu'à Lille, se traduisant par un signal à son apogée en fin d'après-midi, supérieur de 6 voire 7 dB à celui mesuré tôt le matin.

Ces variations quotidiennes ne sont pas propres à TELE X mais également à tous les satellites de télé directe caractérisés par un diagramme de rayonnement d'antenne "pointu" (Gain élevé)

comme celui de TDF 1 et 2 engendrant les mêmes phénomènes du côté de la Turquie.

Un petit mot sur l'Intelsat V B F 15 situé à 60° Est, pour préciser que sa réception est parfois délicate, puisque d'une part la Pire est plutôt faible ce qui entraîne l'emploi d'un réflecteur de 2,40 m dans la partie Est de la France pour atteindre difficilement 10 dB P/B ciel clair, et d'autre part, son angle d'élévation est relativement faible, 15° en moyenne.

A propos de la liste des programmes

Le répertoire des programmes supportés publié par ERP, mis à jour début 1991, n'est nullement exhaustif et est édité avec les réserves d'usage, vu l'évolution constante du paysage audiovisuel européen. De ce répertoire ont été écartées les coordonnées des répéteurs activés en mode "liaison" (échanges, retransmissions ponctuelles, vidéo légère, mobile, etc.) ne correspondant point à la notion de programme de télévision.

Complémentairement à la bande KU, et à la demande de nombreux lecteurs, est présentée une sélection de chaînes souvent "lointaines", "exotiques" diffusées par les satellites de télécommunication travaillant dans la bande C, soit entre 3,7 et 4,2 GHz en polarisation circulaire. Cependant, il est rappelé que pour accéder à ce service SFS, l'emploi d'un réflecteur de 3,00 m de diamètre est nécessaire pour une Pire de 32 dBW.

S.N.



SATELLITE	PROGRAMME	Pol.	Fais	Norme	Fréquence		Pire crête dBW	Observations
					Vidéo GHz	Audio MHz		
TDF 1-2 19° Ouest	CANAL +	D	U	D2 M	11,727	N	64	crypté
		D	U	D2 M	11,804	N	64	
	LA SEPT	D	U	D2 M	11,880	N	64	
	MCM	D	U	D2 M	11,957	N	64	
	ANTENNE 2	D	U	D2 M	12,034	N	64	... → format 16/9
TV SAT 2 19° Ouest	RTL +	G	U	D2 M	11,746	N	65	
	SAT 1	G	U	D2 M	11,823	N	65	
	3 SAT	G	U	D2 M	11,900	N	65	
		G	U		1,976	N	65	
	1 +	G	U	D2 M	12,053	N	65	
OLYMPUS 19° Ouest	BBC Enterprise	D	U	D2 M	12,091	N	64	
	RAI SAT	G	U	PAL	12,168	6.60	64	.. → D2 M
TELE X 5° Est	TV 4	G	U	PAL	12,206	6.60	64	
	NRK	G	U	C M	12,322	N	64	
BSB 1 31° Ouest	NOW	D	U	D M	11,785	N	65	crypté
	GALAXY	D	U	D M	11,861	N	65	crypté
	SPORT CHANNEL	D	U	D M	11,938	N	65	crypté
	THE POWER STATION	D	U	D M	12,015	N	65	crypté
	MOVIE CHANNEL	D	U	D M	12,091	N	65	crypté
TELECOM 1C 5° Ouest	M6	V	U	SECAM	12,522	5.80	51	
	LA CINQ	V	U	SECAM	12,606	5.80	51	
	ANTENNE 2	V	U	SECAM	12,564	5.80	51	
	CANAL +	V	U	SECAM	12,648	5.80	51	crypté
	TF1	V	U	PAL	12,688	5.80	51	
	CANAL J/CANAL JI	V	U	SECAM	12,732	5.60	51	→ crypté
	A 2 RFO	G	S.G	SECAM	3,709	6.60	≈ 30	
EUTELSAT II F1 13° Est	SUPER CHANNEL	V	Large	PAL	10,987	6.65	49	
	TV5 Europe	V	Large	PAL	11,080	6.60	49	
	SAT 1	H	Etroit	PAL	11,195	6.65	52	
	TRT 5	H	Etroit	PAL	11,181	6.60	52	

SATELLITE	PROGRAMME	Pol.	Fais	Norme	Fréquence		Pire crête dBW	Observations
					Vidéo GHz	Audio MHz		
	GALAVISION	H	Etroit	PAL	11,56	6.65/7.20	52	
	EUROSPORT	V	Etroit	PAL	11,617	6.65*	52	*7.02 Arg. 7.20 Née
	FILMNET	H	Etroit	PAL	11,678	6.50	52	crypté
	NORDIC CHANNEL	V	Etroit	PAL	11,630	6.60	52	
	EUTELSAT I F5	RAI Uno	H	Ouest	PAL	11,009	6.60	46
EUTELSAT II F2 10° Est	STAR I	V	Est	PAL	11,077	6.65	46	
	TVE INT.	H	Ouest	PAL	11,149	6.60	46	
	RAI Due	H	Ouest	PAL	11,64	6.60	46	clair/crypté
EUTELSAT I F4 7° Est	TELE 5	H	Eur.	PAL	10,974	6.60	44	crypté
	ANTENA 3	V	Eur.	PAL	11,138	6.60	44	crypté
	CANAL + Espana	V	Atl.	PAL	11,555	6.60	46	crypté/clair
G HORIZONT 14° Ouest	TV 1 RUSSE	D	Eur.	SECAM	3,675	7.00	≈ 40	
		D	Eur.	nd	11,522	nd	nd	

SATELLITE	PROGRAMME	Pol.	Fais	Norme	Fréquence		Pire crête dBW	Observations
					Vidéo GHz	Audio MHz		
ASTRA 1A 19° Est	TV SPORT	H	1	PAL	11,214	7,38*	54	* français
	RTL+	V	2	PAL	11,229	6,5/7,2	54	
	TV 3	H	2	D2 M	11,243	N	54	
	EUROSPORT	V	A	PAL	11,258	6,5/7,2	54	
	TCC/LS/JST	H	1	PAL	11,273	6,5/7,02	54	
	SAT 1	V	2	PAL	11,288	6,5/7,02	54	
	TV 1000	H	2	D2 M	11,302	N	54	crypté
	SKY ONE	V	1	PAL	11,317	7,02/7,20	54	
	TELECLUB	H	1	PAL	11,332	6,5/7,02	54	crypté
	3 SAT	V	2	PAL	11,347	7,02/7,20	54	
	FILMNET	H	2	PAL	11,361	6,6/7,02	54	crypté
	SKY NEWS	V	1	PAL	11,376	7,02/7,20	54	
RTL 4/CHANNEL E	H	1	PAL	11,391	7,02/7,20	54	clair/crypté	

SATELLITE	PROGRAMME	Pol.	Fais	Norme	Fréquence		Pire crête dBW	Observations
					Vidéo GHz	Audio MHz		
	PRO 7	V	2	PAL	11,406	6,5/7,02	54	
	MTV	H	2	PAL	11,420	7,02/7,20	54	
	SKY MOVIES	V	1	PAL	11,435	7,02/7,20	54	crypté
KOPERNIK II S 1 23,5° Est	SAT 1	H	U	PAL	11,475	6,65	49	
	3 SAT	H	U	PAL	11,552	7,02/7,20	49	
	1 +	H	U	PAL	11,625	6,65	49	
	RTL +	H	U	PAL	11,675	6,65	49	
	PRO 7	H	U	PAL	12,559	6,65	52	
	PREMIERE	V	U	PAL	12,591	7,02/7,20	52	crypté
	WDR 3	V	U	PAL	12,658	6,65	52	
	TELE 5	H	U	PAL	12,692	6,65	52	
	BAYERN 3	V	U	PAL	12,728	6,65	52	
INTELSAT VA F11 27,5° Ouest	BBC 1/2	V	Est	PAL	10,995	6,65	46	crypté
	SF SUCCE	H	Ouest	D2 M	10,978	N	44	crypté
	TCC	H	Ouest	PAL	11,015	6,65	44	
	CNN	V	Est	PAL	11,155	6,65	46	... → crypté
	KINDER/DISCOVERY	H	Ouest	PAL	11,175	6,65	44	
	CFI	D	H.E	SECAM	3,770	6,60	32	
	TV 1 LYBIE	D	H.E	PAL	4,020	6,20	32	
INTELSAT VA F1 1° Ouest	TV RUTA	V	Ouest	PAL	10,965	6,60	44	
	TV NORGE	V	Ouest	PAL	11,016	6,60	44	
	TV1 ISRAEL	H	Est	PAL	11,174	6,60	44	
	SVT 1	V	Ouest	D.M	11,132	N	44	crypté
	SVT 2	V	Ouest	D.M	11,177	N	44	crypté
	TV 2 ISRAEL	H	Est	PAL	11,59	6,60	44	
	TV 4	V	Ouest	PAL	11,680	6,60	44	
INTELSAT VB F15 60° Est	TRT 4	H	Ouest	PAL	10,974	6,80	45	
	TRT 3	H	Ouest	PAL	11,138	6,80	45	
	TRT 1	H	Ouest	PAL	11,647	6,80	45	
	TRT 2	H	Ouest	PAL	11,683	6,80	45	

SATELLITE	PROGRAMME	Pol.	Fais	Norme	Fréquence		Pire crête dBW	Observations
					Vidéo GHz	Audio MHz		
INTELSAT VB F13 53° Est	2M INTER (MAROC)	D	H/E	SECAM	3990	6,60	32	clair/crypté
PANAMSAT 1 45° Ouest	GALAVISION	H	Eur.	PAL	11,525	6,65/7,20	46	

SATELLITE	PROGRAMME	Pol.	Fais	Norme	Fréquence		Pire crête dBW	Observations
					Vidéo GHz	Audio MHz		
ARAB SAT 17 19° Est	RTM 1 (Maroc)	D	U	SECAM	4,007	6,60	36	
	TV Oman	G	U	SECAM	4,062	6,60	36	
	Arabie Saoudite 2	D	U	SECAM	4,051	6,60	36	
	TV Mauritanie	D	U	SECAM	4,080	6,60	36	
	Arabie Saoudite 1	D	U	SECAM	4,161	6,60	36	
INTELSAT VA F7 66° Est	TV Ethiopie	D	H.O	PAL	3,885	6,60	32	
	RTA 1 Algérie	D	H.O	PAL	3,968	6,60	32	
	IRAQI TV 1	V	Ouest	PAL	10,995	6,80	44	
	IRAQI TV 2	V	Ouest	PAL	11,155	6,80	44	

Polarisation

- Linéaire : H = horizontal V = vertical
- Circulaire : D = droite G = gauche

Faisceau

- Eur. : Européen, Atl. : Atlantique
- S.G. : semi-global, H.E. : Hémisphérique Est
- U : unique, H.O. : Hémisphérique Ouest

→ prochainement

... → ultérieurement

Norme : D2 M : D2 MAC, DM : D MAC, CM : CMAC paquet.

Note : désaccentuation 50 µs généralement, sauf TELECOM 1 : J 17.

La route la plus directe sera toujours la ligne droite...



... en CAO ELECTRONIQUE

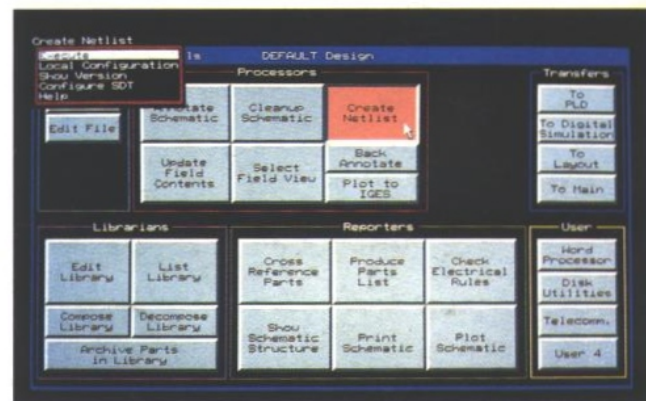
**L'ÉVÈNEMENT 91 : ORCAD/SDT Version IV
PUISSANT - SIMPLE - CONVIVAL - UNIVERSEL**

Avec **ORCAD/SDT IV** les projets les plus complexes sont maintenant gérés globalement et intuitivement dans un environnement (FRAME WORK) par un module de commande qui vous obéit au doigt et à l'œil.

ORCAD/SDT IV c'est :

- Plus de 20 000 symboles de composants et un éditeur graphique interactif.
- Une gestion de mémoire étendue.
- Une compatibilité matérielle quasi totale (imprimantes, traceurs, cartes graphiques...)
- Des références incontestables (IBM, MATRA, HP, DASSAULT...)

ALS Design est importateur et distributeur exclusif des produits **ORCAD** et propose une gamme complète, intégrée et homogène de logiciels de CAO Electronique sur PC et stations de travail, comme **PSpice**, **Filter Designer**, **LineSIM**, **ALS-View**, **CAM-Bridge**...



OrCAD 
More Designs from More Designers



Le Savoir et le Savoir-faire

Nom : _____
Société : _____
Adresse : _____

- Je désire recevoir votre documentation et la **disquette** de démonstration **gratuite** de **ORCAD/SDT IV**.
- Je souhaite avoir de plus amples informations sur toute la gamme de logiciels CAO distribuée par **ALS design**.

ERP 03/91



Advanced Logic System DESIGN
38, rue Fessart
92100 BOULOGNE
Tél.: (1) 46.04.30.47
Fax: (1) 48.25.93.60