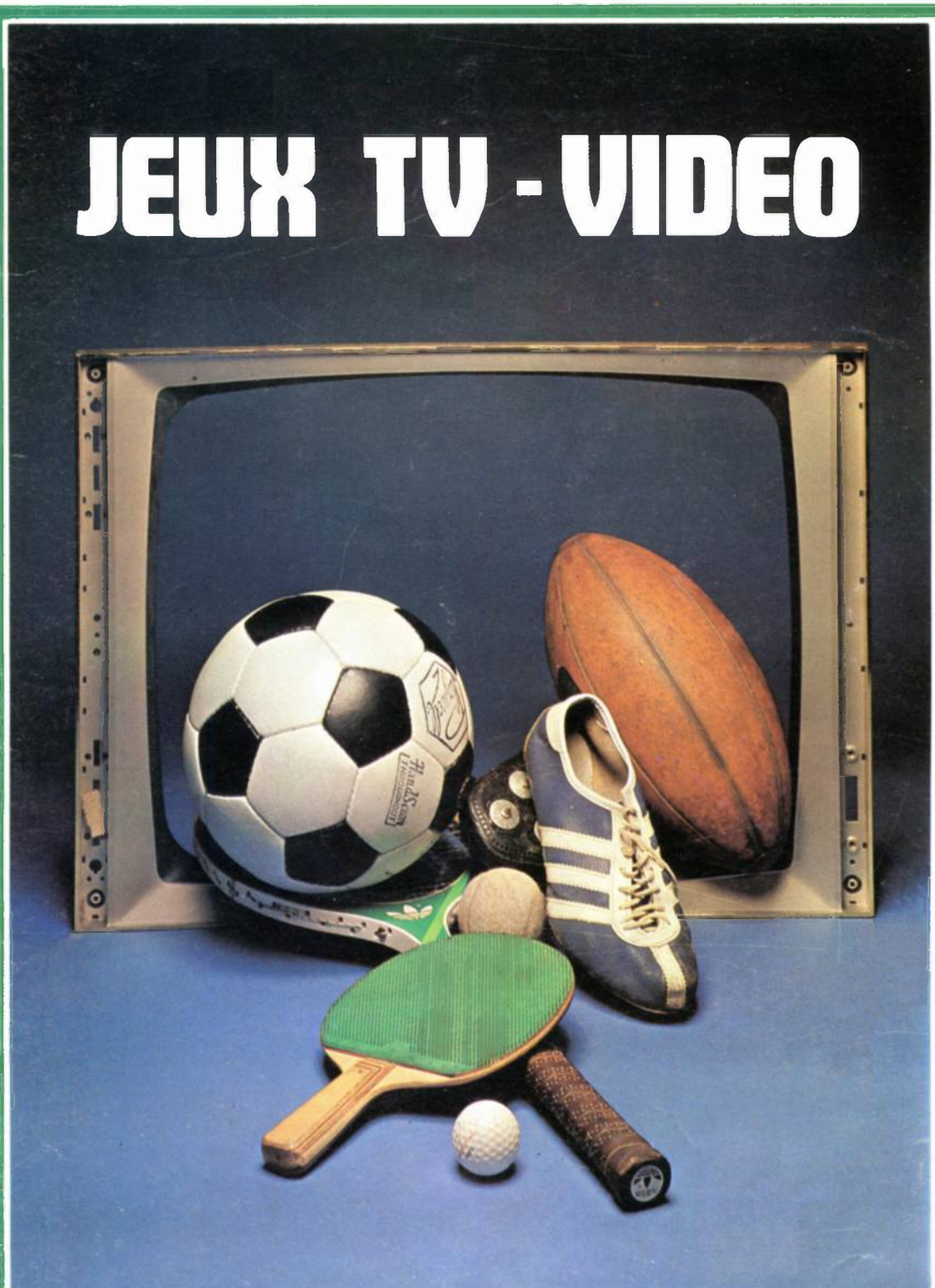
RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée. n° 363 - Février 1978

5f.



JEUX TV - VIDEO

Alimentation transistormètre

Temporisateur chronomètre

Batterie électronique

Utilisation d'un récepteur TV en oscilloscope

Double alimentation à circuits hybrides

(Voir sommaire détaillé page 35)

Suisse : 2,50 F - Canada : 0,90 Dollar - Algérie : 5 Dinars - Tunisie : 500 Mils - Espagne : 60 Pesetas

SESCOSEM et PENTASONIC vous présentent la SECONDE SOURCE du «6800» MOTOROLA... LE SFF 96800 et son kit d'initiation LE MKII

Ce dernier vous permet d'apprendre la technique du microprocesseur, d'élaborer un programme, de le modifier, de le tester ou de mettre en œuvre les dizaines d'applications qui sont parues sur ce microprocesseur aux Etats-Unis (bientôt disponible) Ce kit MKII comprend deux cartes reliées par un câble méplat et :

1. 1 microprocesseur 6800
2. 384 octets de RAM
3. 2 interfaces de sortie parallèle PIA
4. 1 interface de sortie série ACIA
5. 1 horloge biphase
6. 1 K de ROM (J. Bug)
7. 4 supports câblés pour adjonction de 512 octets de RAM
8. 6 afficheurs
9. 1 clavier hexadécimal
10. 8 touches de fonction
11. 1 **INTERFACE CASSETTE** (utilise n'importe quelle cassette sans modification)
12. 19 boîtiers logiques (TTL - C MOS)

LE MONITEUR J. BUG VOUS PERMET, PAR LES 8 TOUCHES DE FONCTION :

- P Le transfert du contenu des RAM vers la cassette (adresses de début et fin également mises en cassettes)
- L Le transfert du contenu de la cassette dans RAM (à l'adresse marquée sur la bande)
- N De faire avancer le programme PAS-A-PAS
- V D'arrêter le déroulement d'un programme à une adresse déterminée
- M La lecture et l'écriture du contenu d'un pas de mém.
- E D'arrêter une de ces 7 fonctions pour en exécuter une autre
- R La lecture de tous les registres internes
- G GO programme

LE KIT MKII : 1 674 F (H.T.) soit 1 968 F TTC

CLUB 6800

Ce club est accessible gratuitement la première année à tous les acheteurs de MKII. Il consiste à faire paraître des programmes conçus par PENTASONIC ou d'autres membres du club, et à les diffuser.

TERMINAL VIDEO

ENTREE ASC II série ou avec strob

SORTIE VIDEO directe avec modulation UHF sur TV

SORTIE ASC II série pour télétype

Fonctionnement :
16 lignes de 64 caractères
- Possibilité de déplacement du curseur dans les 4 dimensions
- Effacement lignes et colonnes
- Possibilité d'adresser le curseur en absolu ou relatif
- Symboles alphanumériques avec majuscules et minuscules + alphabet grec

PRIX ..... **1 584 F**

CLAVIER 53 touches KEY TRONIC

Touches à effet Hall-gestion du clavier sur la carte

PRIX ..... **1 180 F**

RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée

N° 363 février 1978

sommaire

IDEES	62	Nouveaux montages BF
	68	Détermination des circuits d'accord en UHF
	89	Presse technique étrangère
MICROPROCESSEURS	95	Les interruptions
MONTAGES PRATIQUES	36	Jeux TV vidéo.
	41	Alimentation transistormètre (1ere partie suite).
	49	Temporisateur chronomètre (1ere partie).
	56	Batterie électronique programmable (3e partie)
	105	Utilisation d'un récepteur TV en oscilloscope
	111	Double alimentation à circuits hybrides
SSTV	79	Procédés d'obtention d'images.
RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES	73	Caractéristiques et équivalences des transistors par A. Lefumeux.
DIVERS	145	Répertoire des annonceurs

Notre couverture : Les circuits de jeux vidéo MOS-LSI disponibles sur le marché, permettent à l'amateur de réaliser aisément son propre système à adapter sur le téléviseur familial (Cliché Max Fischer).

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
Tél. : 200-33-05

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

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur technique :
André EUGENE

Rédacteur en chef :
Christian DUCHEMIN

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Courrier technique :
Odette Verron

Tirage du précédent numéro
103 000 exemplaires

Copyright © 1977
Société Parisienne d'Edition

OJD 1975

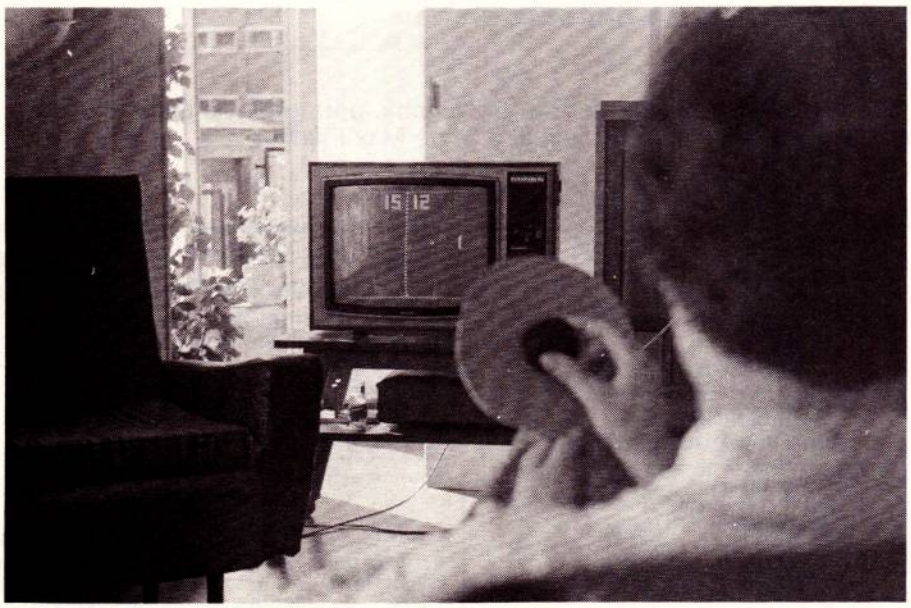
Publicité : Société Parisienne d'Edition
Département publicité
206, rue du Fg-St-Martin, 75010 Paris
Tél. : 607-32-03 et 607-34-58

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **45 F** - Etranger : 1 an **60 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal

Dépôt légal — 1er trimestre 1978 - Editeur n° 580 - Mensuel paraissant le 25 de chaque mois -
Distribué par S.A.E.M. TRANSPORTS - PRESSE - Composition Comporapid - Imprimerie SIEP - 77210 AVON

Un jeu vidéo à circuit MOS / LSI

Nous avons décrit il y a quelque temps déjà un modulateur UHF donnant accès sans transformation aux étages vidéo d'un récepteur TV noir ou couleur. Nous avions à cette occasion évoqué la grande variété de possibilités offertes par ce système. Le but de ces pages est de détailler la réalisation d'un jeu vidéo qui, associé à ce modulateur, permettra de pratiquer 4 types de jeux (avec possibilité d'extensions) sur le téléviseur familial.



Les jeux vidéo : une réalisation à la portée des amateurs d'électronique.

1. Le principe des jeux vidéo

Les jeux vidéo, très en vogue actuellement, ne sont qu'une application particulière d'une technique passionnante : la synthèse de signaux vidéo. Cette technique est utilisée depuis longtemps dans les studios TV professionnels pour créer toutes sortes d'effets spéciaux. Nous ne citerons comme exemple, parmi tant d'autres, que la synthèse instantanée de textes télévisés à partir d'un clavier de machine à écrire. Cette synthèse de textes devient très à l'ordre du jour avec l'apparition dans de nombreux pays européens (sauf pour le moment en France) de systèmes d'information télévisée à la demande, couplés à des ordinateurs puissants.

Le principe général de la synthèse des signaux vidéo est le suivant :

Un ensemble de diviseurs de fréquence pilotés par une horloge génère les tops de synchro ligne et trame qui sont à la base de toute image TV. Ces tops correspondent, par définition, à des points de repère bien précis sur l'écran, en l'occurrence les extrémités de chaque ligne. Il suffit donc, à partir du top correspondant à une ligne donnée, de compter le nombre voulu d'impulsions d'horloge pour obtenir un point précis sur cette ligne. On a ainsi réalisé un balayage horizontal. Le balayage vertical, lui, sera réalisé en comptant les tops ligne à partir de chaque top trame. Disposant ainsi d'informations représentant un véritable quadrillage de coordonnées sur la surface de l'écran, il ne reste qu'à créer le signal « luminance » en autorisant l'allumage du spot aux points dont les coordonnées correspondent aux zones que l'on veut faire apparaître en blanc. Les coordonnées de ces points sont établies par un circuit logique dont la complexité varie avec celle du graphisme à faire apparaître sur l'écran. Dans le cas d'un jeu vidéo, les entrées de ce circuit logique sont obtenues à partir de signaux représentant les positions respectives des joueurs, des balles, du terrain, et des chiffres du score.

Le lecteur imaginera sans peine la complexité d'un tel circuit logique, complexité du même ordre de grandeur que celle d'un circuit de calculatrice scientifique ou d'un microprocesseur. Il est donc tout indiqué de mettre en œuvre la même technologie pour ces trois cas de figure : le circuit intégré MOS/LSI (intégration à grande échelle).

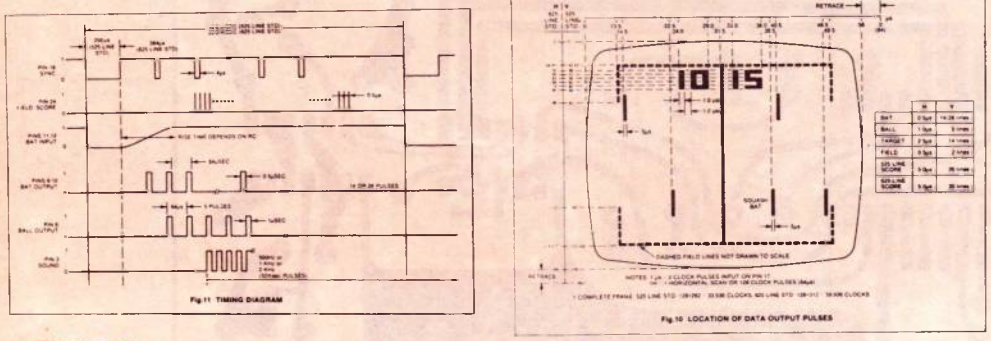


Figure 1

A titre de comparaison, le prototype, réalisé en TTL, d'un jeu vidéo récemment défini par General Instrument occupe entièrement un attaché-case de dimensions courantes, et monopolise plusieurs dizaines de boîtiers 14 pattes. Le circuit MOS/LSI que nous avons utilisé dans cette réalisation est à 28 pattes et porte la référence AY3-8500 chez General Instrument. La **figure 1** donne les bases de la synthèse du signal vidéo par ce circuit.

2. Présentation du AY 3-8500

Ce circuit, maintenant très répandu, se retrouve aussi bien dans les jeux du commerce que dans les téléviseurs équipés d'origine de ce type de perfectionnement. C'est d'ailleurs dans cette configuration que le circuit donne le meilleur de lui-même, car les signaux qu'il fournit séparément pour la balle, les joueurs, le score, le terrain, etc., peuvent être appliqués directement aux étages de chrominance du récepteur, permettant ainsi une distinction par la couleur des différentes parties de l'image. Ce fonctionnement en couleurs est quasi irréalisable sur un appareil séparé, à brancher sur un modulateur antenne en raison de la complexité du codeur SECAM qu'il faudrait réaliser. La seule solution à retenir consiste à prévoir un mélangeur vidéo recomposant une image noir et blanc à partir de ces signaux.

Le circuit permet la sélection de 6 jeux : tennis, football, paume, entraînement au mur, ainsi que 2 jeux de tir. Les jeux de tir nécessitent la réalisation d'un fusil électronique, étude que nous espérons être en mesure de publier dans quelque temps. Le circuit imprimé de l'appareil est prévu pour permettre cette extension sans difficultés.

3. Le schéma de principe adopté

Le circuit que nous avons étudié diffère quelque peu du schéma d'application du fabricant du MOS. En effet, la réalisation de l'horloge faisait appel soit à un quartz de 2,00 MHz, soit à une self de 90 µH, éléments qui restent difficiles à se procurer au niveau du lecteur moyen.
Nous avons donc choisi une horloge à circuit RC, bâtie autour de 3 portes NAND CMOS. Le réglage des 2 MHz se fait en guettant l'apparition d'une image correcte sur le récepteur. On pourra bien sûr utiliser un fréquencemètre numérique si un tel appareil est disponible.
Le reste du schéma de la **figure 2** est voisin du circuit préconisé par General Instrument, à l'exception du mélangeur vidéo qui est réalisé au moyen d'une logique en « pyramide » à deux étages utilisant des portes NOR et NAND CMOS à deux entrées.

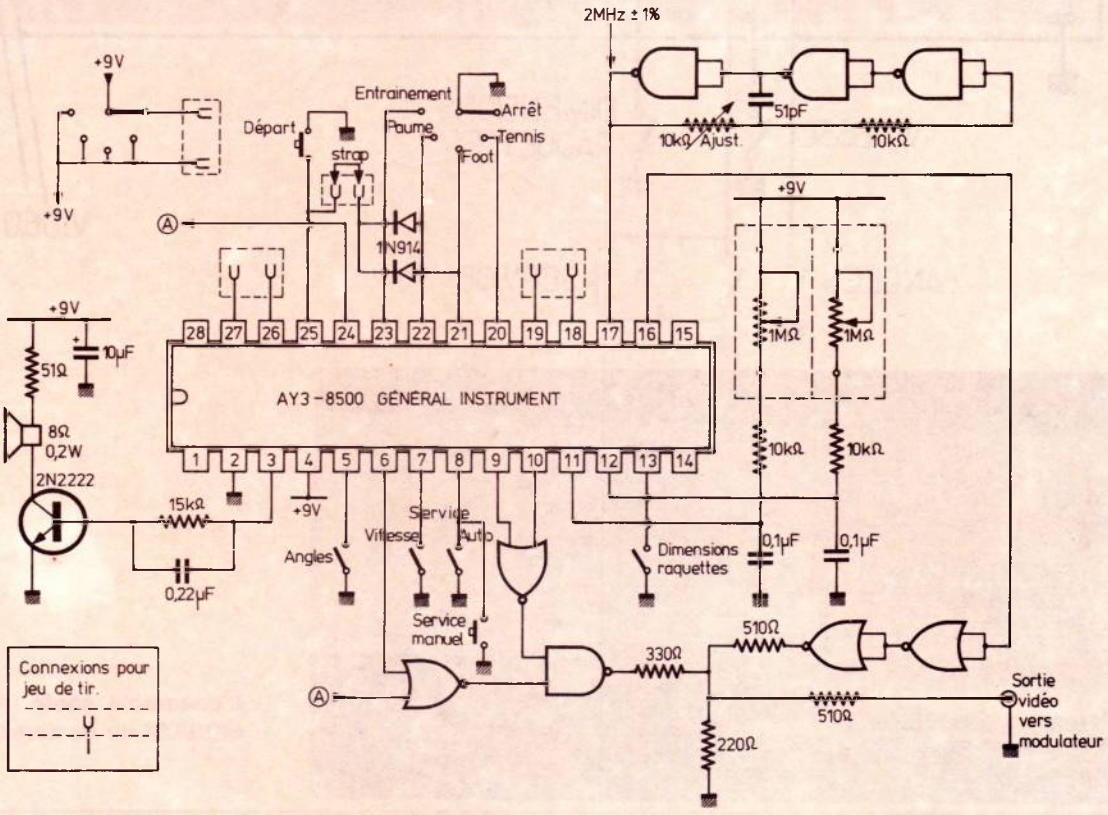


Figure 2

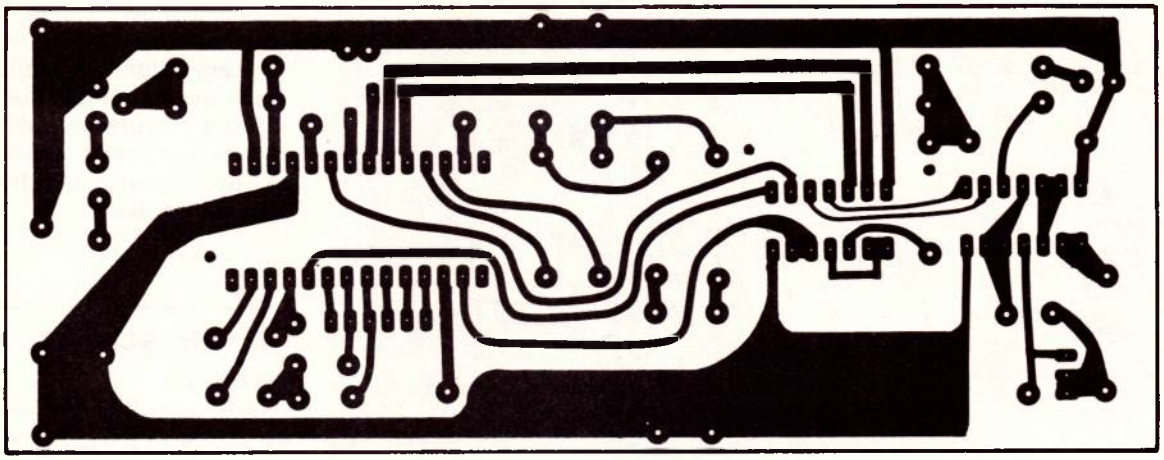


Figure 3

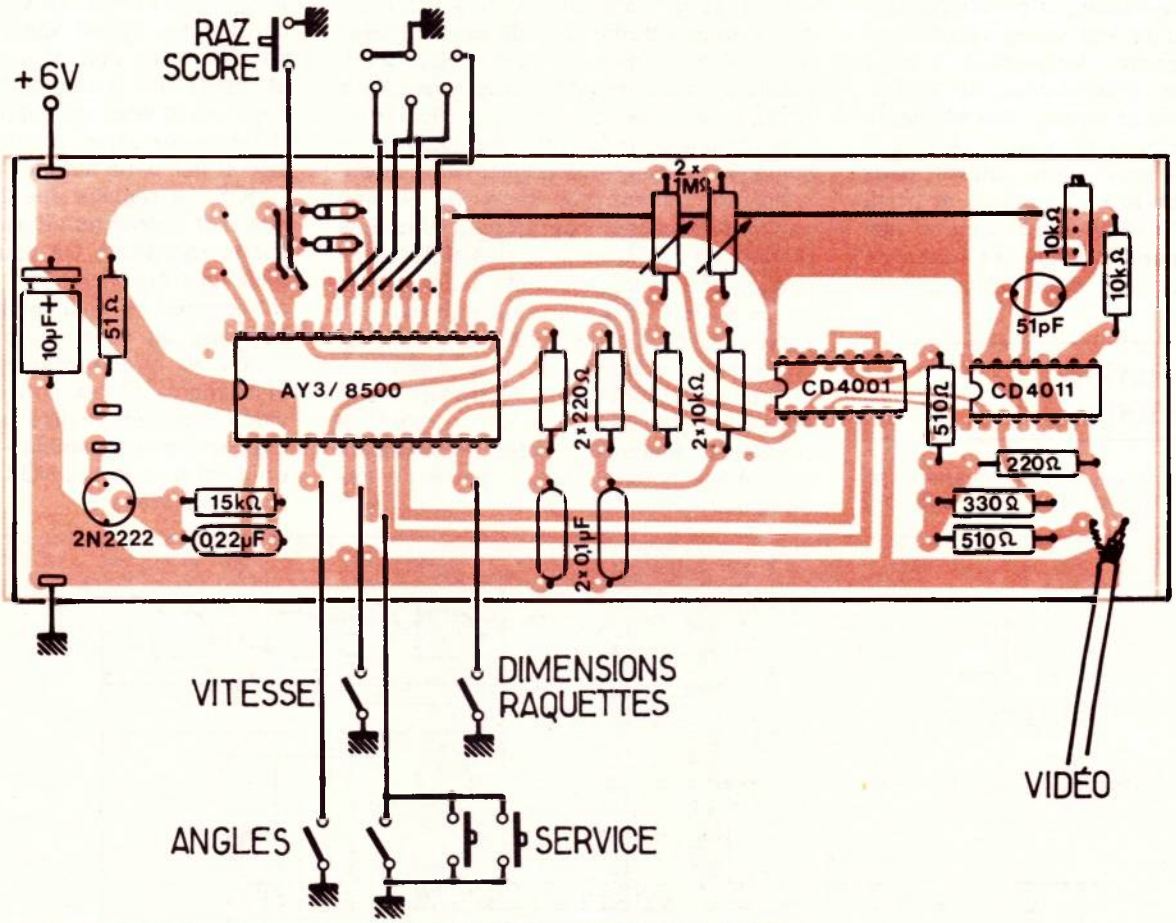
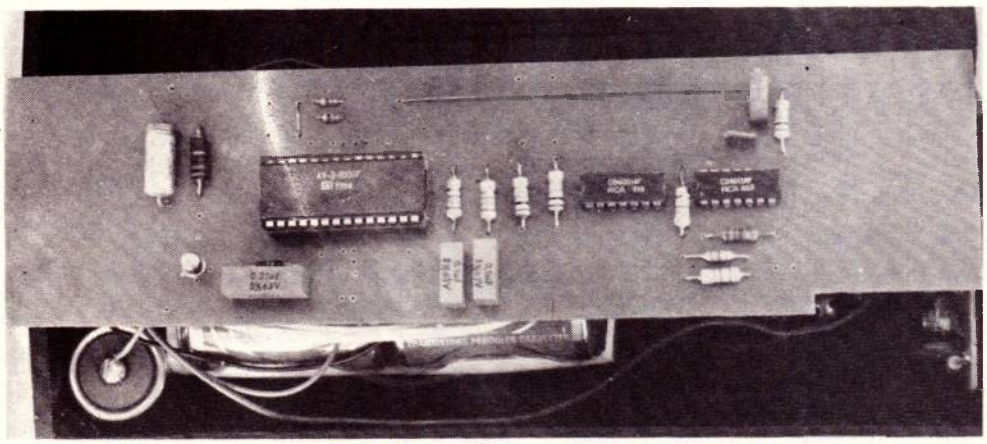
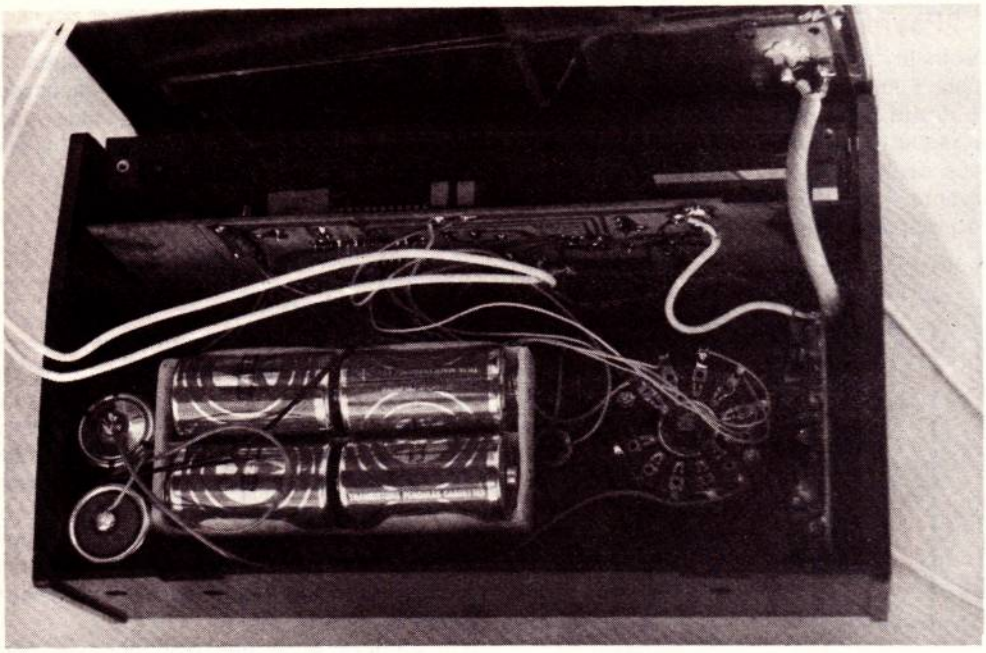
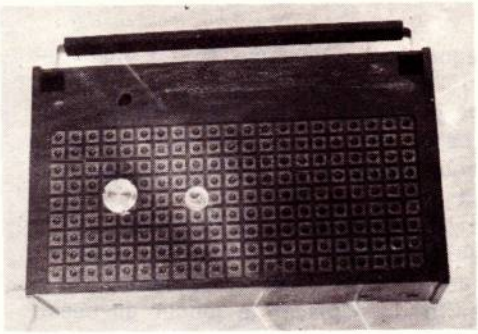


Figure 4



L'ensemble câblé. Ne placer le circuit MOS/LSI qu'au dernier moment.





▲ La réalisation personnelle de l'auteur.

◀ On peut remarquer le circuit du jeu proprement dit, le circuit modulateur UHF auquel il est relié, le commutateur sélectionnant les jeux et la prise de sortie antenne.

Un transistor amplificateur attaque le haut-parleur chargé du bruitage.
A ceci près, l'essentiel du câblage consiste à raccorder les différentes commandes au circuit.

4. Réalisation pratique

On gravera le circuit imprimé de la **figure 3** sur de la bakélite ou de l'époxy, le choix n'étant guère critique à 2 MHz. Il est presque obligatoire d'utiliser un support pour le circuit MOS, celui-ci présentant la fragilité typique de cette famille. Le circuit ne sera sorti de son emballage qu'immédiatement avant montage, après câblage de **tout le reste** de la carte conformément à la **figure 4.** On évitera de toucher avec les doigts les pattes du MOS.
Dans un premier temps, on pourra ne câbler que le commutateur de jeux et le poussoir de départ. L'interrupteur « service » sera strappé à la masse, et les autres interrupteurs seront purement et simplement omis. On sera ainsi dans la configuration « débutants » qui pourra par la suite être complétée.

5. Mise en service

Relier la sortie « vidéo » à l'entrée du modulateur réalisé d'après notre article paru dans le n° 354 de « Radio Plans ». Ce modulateur sera branché sur la prise d'antenne UHF d'un téléviseur accordé sur le canal convenant au modulateur. Mettre le modulateur et le jeu sous tension. Un grand nombre de petits traits doivent apparaître sur l'écran. Au besoin, à ce niveau, retoucher l'accord du téléviseur sur le canal approprié. Enfin, ajuster le réglage du potentiomètre de 10 kΩ du jeu jusqu'à obtenir l'image correspondant au jeu sélectionné. Affiner le réglage afin de bien inscrire les limites du terrain dans la surface de l'écran (position tennis ou football).

6. Utilisation

Quel que soit le jeu sélectionné, la partie commence en appuyant sur le poussoir « départ », ce qui remet le score à zéro et déclenche le premier service automatique. Les interrupteurs supplémentaires, s'ils ont été montés permettent de faire varier :
— les angles de rebond de la balle (2 ou 4 possibles suivant le point d'impact de la balle sur la « raquette ») ;
— la vitesse de la balle ;
— les dimensions des joueurs ;
— le type de service (manuel ou automatique).
Les potentiomètres agissent sur la position des joueurs sur une très petite partie de leur course seulement, ceci pour des raisons de vitesse de réaction des utilisateurs. Il nous a semblé pratique de monter chaque potentiomètre sur un morceau de contreplaqué 5 mm découpé suivant la forme d'une raquette de ping-pong. Cette disposition s'avère très agréable d'emploi. On notera que les joueurs deviennent inefficaces dès que l'un des scores atteint la valeur 15, score gagnant.
Les **figures 5, 6, 7, 8** représentent la disposition du terrain pour les quatre jeux possibles. Les règles de jeu simplifiées sont les suivantes : chaque partie se joue en 15 points, score entraînant la mise hors jeux des raquettes.

1. Tennis :

Le jeu consiste à renvoyer la balle dans le camp de l'adversaire. Si une balle est manquée (elle sort donc de l'écran par la droite ou par la gauche), l'adversaire voit son score augmenter de 1 point, et le service suivant proviendra de son camp. La balle est autorisée à rebondir sur les faces latérales du terrain (haut et bas de l'écran).

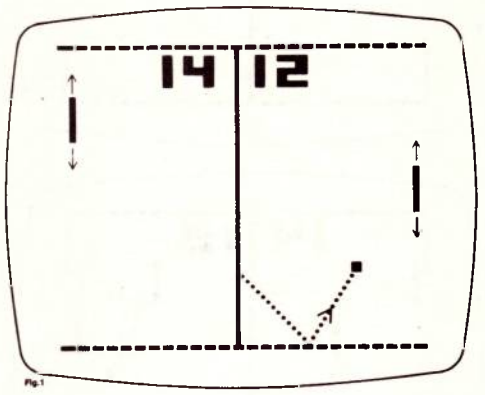


Figure 5

2. Football :

Chaque joueur dispose d'un « goal » et d'un « avant ». Le rôle du goal est évident, et celui de l'avant est d'intercepter la balle renvoyée par le goal adverse. Chaque but marqué incrémente le score de 1 point.
On remarquera vite que des blocages de balle entre deux joueurs ou un joueur et un coin du terrain se produisent parfois. Il suffit de déplacer le joueur en cause pour reprendre le jeu.

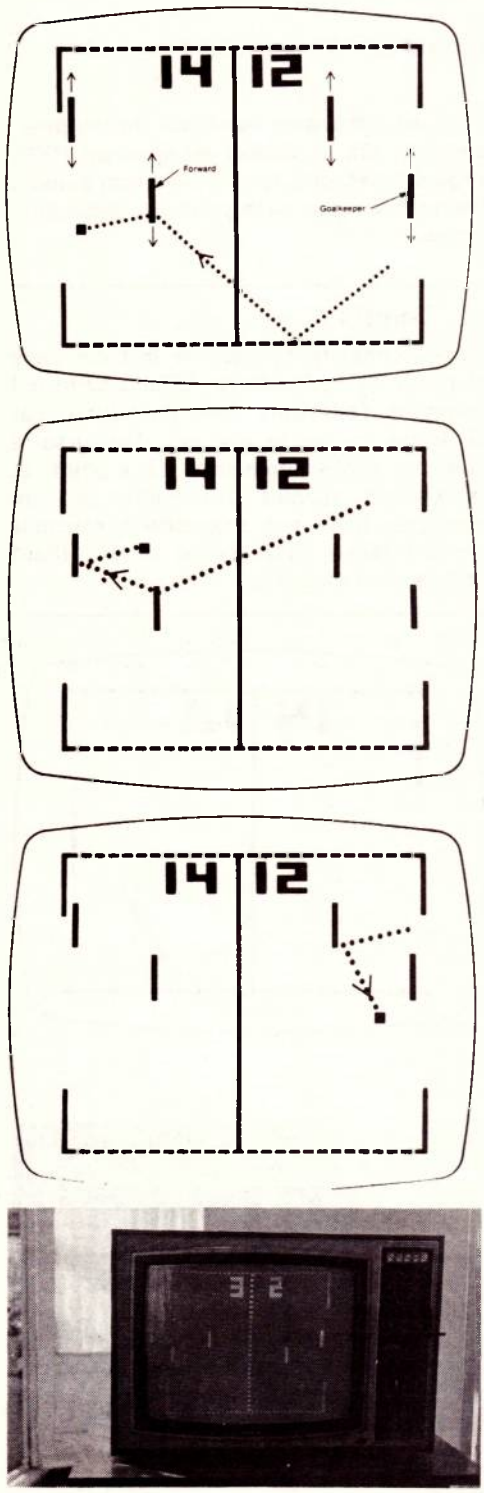


Figure 6

3. Paume ou pelote basque :

La balle est envoyée sur le mur par chaque joueur à tour de rôle. Le joueur de droite rattrape le premier coup. Seule la raquette du joueur concerné est efficace contre la balle, l'autre étant « transparente ». Chaque balle manquée donne un point à l'adversaire.

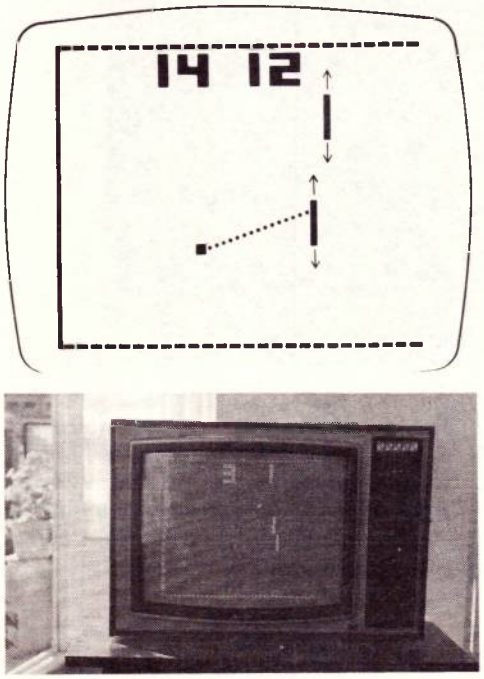


Figure 7

4. Entraînement au mur :

Ce jeu est identique au précédent, mais se joue en solitaire. Le compteur totalise les pertes de balle. L'un des postes de commande est automatiquement mis hors service.

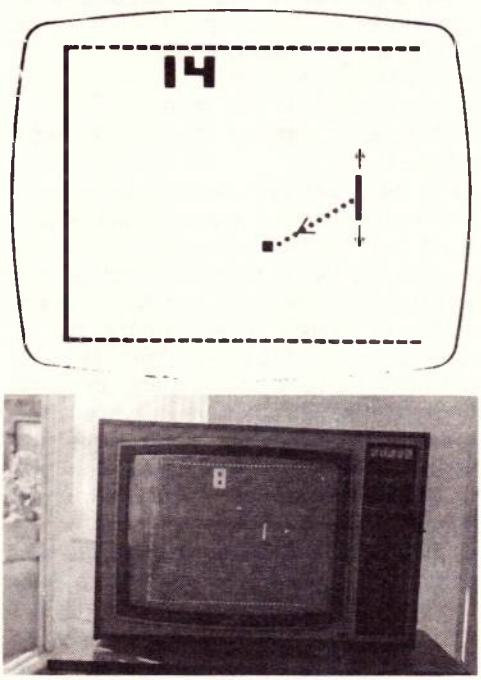


Figure 8

5. Jeux de tir :

La pratique du tir avec cet appareil nécessite la construction et le raccordement d'un fusil électronique que nous espérons traiter prochainement dans ces pages.

Conclusion

Cet appareil permet donc la pratique de 4 à 6 jeux vidéo par simple branchement sur la prise d'antenne UHF d'un récepteur TV noir ou couleur au standard 625 lignes. Sur ce dernier type de récepteur, les jeux apparaissent en noir et blanc. Avec un récepteur équipé d'une prise vidéo (magnétoscope) on peut omettre le modulateur et entrer directement sur cette prise.
On veillera à ne pas trop pousser contraste et luminosité sur le récepteur afin d'éviter que les parties fixes du jeu (terrain) ne finissent, à la longue, par occasionner un marquage permanent de l'écran (le problème est identique à celui des traces fixes sur un oscilloscope, mais ne risque de se manifester qu'après plusieurs mois d'utilisation intensive, surtout sur les récepteurs couleur).

Patrick GUEULLE.

Nomenclature :

Semiconducteurs :

1 × AY3-8500 General Instrument **avec support 24 broches**
1 × CD 4011
1 × CD 4001
1 × 2N 2222
2 × 1N 914

Condensateurs :

1 × 10 µF 16 V
1 × 0,22 µF
2 × 0,1 µF
1 × 51 pF

Résistances 5 % 1/4 W :

1 × 15 kΩ
3 × 10 kΩ
2 × 510 Ω
1 × 330 Ω
1 × 220 Ω
1 × potentiomètre ou résistance ajustable 10 kΩ (10 tours si possible)
2 × potentiomètres
1 MΩ A

Divers :

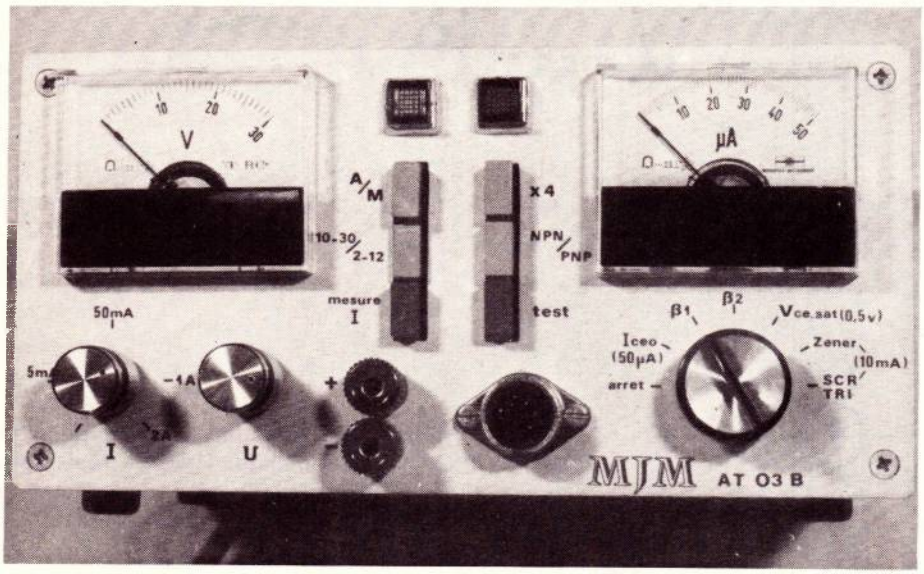
1 circuit imprimé
1 pile 9 V
1 commutateur rotatif 5 positions
2 circuits
2 poussoirs « travail »
4 interrupteurs unipolaires
1 HP 8 Ω 0,2 W miniature
1 modulateur UHF (voir RP n° 354)

Montages Pratiques

Alimentation transistormètre

1ère PARTIE (SUITE) : mesure des semiconducteurs

A la suite du démontage ou de la récupération, les tiroirs s'enrichissent de « bêtes à trois pattes », que l'on désigne habituellement sous le vocable de transistors. Certains portent des désignations qu'aucun lexique ne permet d'interpréter, voire pas d'identification du tout, d'autres semblent a priori si douteux qu'on hésite à les utiliser dans un montage. De plus, on ignore parfois s'il s'agit de NPN ou PNP, germanium ou silicium, HF ou BF, en outre on peut se trouver en présence d'éléments dont on ignore s'il s'agit de transistors bipolaires, de transistors à effet de champ, unijonction, de thyristors ou de triacs. Moyennant quelques tests simples, on peut identifier l'élément inconnu, d'autre part éliminer ceux qui ne fonctionneront dans aucun montage, enfin déterminer un certain nombre de paramètres qui permettront de caractériser plus ou moins précisément les autres.



I. — Constitution et vérification des transistors bipolaires

La constitution du transistor bipolaire ainsi que son analogie électrique sont données **figure 16.**

On remarque trois zones dopées (additionnées d'impuretés), de telle sorte que soient réalisées deux jonctions semi-conductrices. Chacune des zones est reliée à une électrode de sortie. Suivant le type de dopage, on obtiendra une structure NPN ou PNP. Pour qu'apparaisse l'effet transistor, il est nécessaire que les deux jonctions soient reliées par un matériau semi-conducteur et que la distance entre ces deux jonctions soit très faible.

Considérons maintenant un transistor inconnu, il se présente sous forme d'un boîtier comportant le plus souvent trois électrodes, tel que celui de la **figure 17.** Un circuit de mesure a été connecté avec + en Y et — en Z, il existe évidemment cinq autres possibilités.

En expérimentant ces six modalités, on constatera, dans le cas d'un transistor bipolaire en bon état, que la tension V ne devient que deux fois inférieure à 1 V. Pour passer de l'une à l'autre de ces deux modalités, il suffit de déplacer seulement un fil de circuit de mesure. L'autre fil reste sur la même connexion qui est la base.

- Si c'est le positif que l'on doit déplacer, il s'agit d'un PNP.
- Si c'est le négatif, il s'agit d'un NPN.
- Si la tension indiquée par V est de l'ordre de 0,2 V, le transistor est au germanium.
- Si la tension est de l'ordre de 0,6 V, c'est un transistor au silicium.

En intervertissant la polarité (par rapport à l'expérience donnant V $<$ 1 V), on constate parfois que, entre base et l'une des deux connexions, la tension V s'établit en dessous de 12 V, il s'agit dans ce cas d'un transistor MESA ou PLANAR. Les deux connexions intervenant dans cette dernière expérience sont la base et l'émetteur. La troisième est donc nécessairement le collecteur. D'une manière générale, pour identifier collecteur et émetteur, une mesure du gain en courant est nécessaire.

Les transistors haute fréquence en boîtier métallique peuvent comporter une quatrième électrode qui correspond à la masse. Il suffit alors d'effectuer avec le circuit précédent un test entre les électrodes et le boîtier pour trouver la connexion de masse.

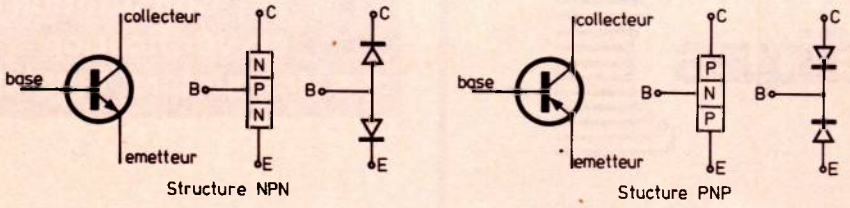


Figure 16 : Structure des transistors bipolaires.

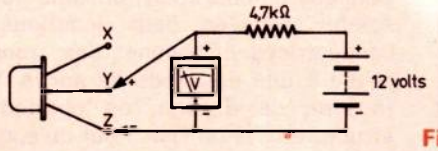


Figure 17 : Identification des électrodes d'un transistor.

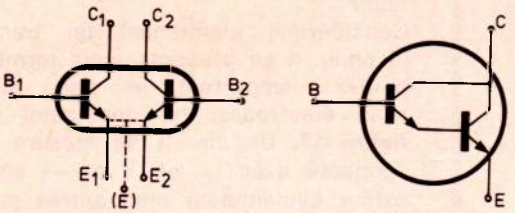


Figure 18 : Association de transistors.

Les transistors de puissance ne comportent en général que deux électrodes qui sont la base et l'émetteur. Le boîtier métallique constitue le collecteur.
Signalons, pour terminer ces rappels sur la constitution des semi-conducteurs bipolaires, qu'il existe des assemblages de transistors réalisés dans le même boîtier. Le montage « Darlington » et le montage différentiel sont couramment utilisés **(figure 18)**.

1. Courbes caractéristiques des transistors bipolaires

Le tracé des courbes caractéristiques d'un transistor bipolaire nécessite quatre axes **(figure 19)**. Ces axes délimitent quatre réseaux dont l'un est en général négligé ($V_{CE} = f\ [V_{BE}]$) et un autre particulièrement important ($I_C = f\ [V_{CE}]$). Ces réseaux ne caractérisent pas complètement le transistor, il faudrait pour cela deux axes supplémentaires :

- L'un pour la température (déplacement des caractéristiques I_C, V_{CE}).
- L'autre pour la vitesse de variation des grandeurs (tassement des caractéristiques I_C, V_{CE}, entre elles).

Même dans ce cas, il manquerait l'influence de toutes ces grandeurs sur le bruit du transistor.
Les courbes ci-dessus et les remarques précédentes peuvent paraître hors de notre propos, elles montrent néanmoins que pour caractériser parfaitement un transistor, il faut des appareils très compliqués et des manipulations très longues. La vérification complète demanderait bien sûr les mêmes appareils.
La **figure 20** permet au moins de situer les trois grandeurs qui seront évaluées avec le transistormètre AT 03 B (β, I_{CEO}, V_{CE} sat.).

2. Courants de fuite des transistors

Les courants de fuite des transistors sont des facteurs extrêmement gênants pour le bon fonctionnement des montages. Ils sont dus à la traversée des jonctions semi-conductrices par des porteurs minoritaires et varient avec la température. Ils se traduisent par une dérive des points de repos. On s'évertue à minimiser leurs effets par stabilisation des points de repos.

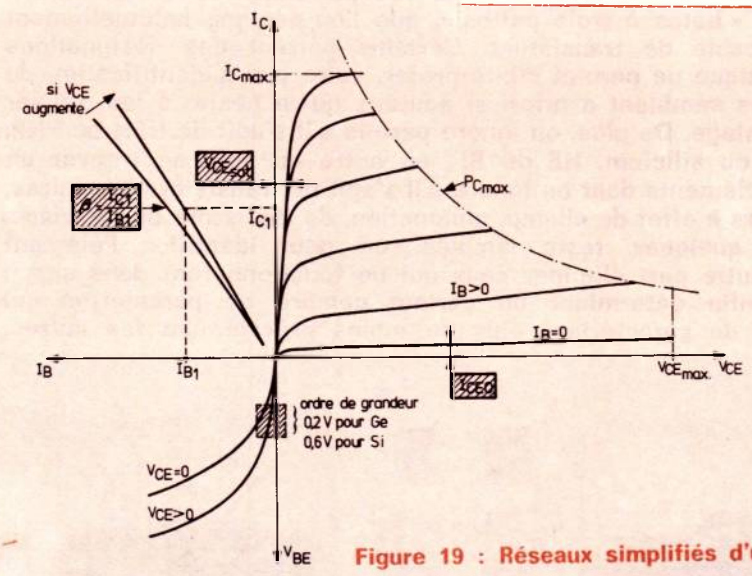


Figure 19 : Réseaux simplifiés d'un transistor.

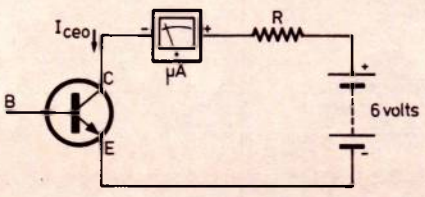


Figure 20 : Mesure du courant de fuite I_{CEO} d'un transistor NPN. La résistance R sert de protection et sa valeur est telle qu'elle n'influence pas la mesure.

On distingue plus particulièrement :

- I_{CBO} : courant de fuite entre collecteur et base (émetteur ouvert).
- I_{CEO} : courant de fuite entre collecteur et émetteur (base ouverte).

On peut mesurer le courant de fuite entre collecteur et émetteur grâce au montage de la **figure 20.**

A la température ambiante, les valeurs sont très faibles plus les transistors au silicium (quelques dizaines de nano-ampères). Les courants de fuite des transistors au germanium sont plus importants et peuvent atteindre plusieurs dizaines de micro-ampères. Ces courants de fuite varient beaucoup avec la température : ils doublent tous les 10 °C pour le germanium et tous les 6 °C pour le silicium.

Considérons par exemple deux transistors : l'un au germanium, l'autre au silicium.

- A 25 °C, le transistor au silicium a un courant de fuite de 33 µA et le transistor au germanium 10 µA (rapport 300).
- A 75 °C, le transistor au silicium aura un courant de fuite de 10 µA et le transistor au germanium 300 µA (rapport 30).

On remarque ainsi qu'un transistor au silicium pourra avoir à 75 °C un courant de fuite du même ordre de grandeur que celui d'un transistor au germanium à 25 °C.

Les transistors de puissance au silicium fonctionnent souvent avec des températures de jonction dépassant 100 °C. Il faut donc abandonner cette idée fausse qui consiste à considérer les semi-conducteurs au silicium comme des éléments sans courants de fuite. Outre le courant de fuite collecteur émetteur, il est important de connaître le courant de fuite collecteur base. Cependant, la mesure directe de ce dernier n'est pas nécessaire (indépendamment du fait qu'elle est difficile compte tenu des valeurs mises en jeu). En effet, I_{CBO} et I_{CEO} sont liés par la relation :

$$I_{CBO} = \frac{I_{CEO}}{\beta}$$

Donc, connaissant β (que l'on définit dans le paragraphe suivant), la mesure de I_{CEO} permet de déduire I_{CBO}.

3. Gain en courant

Le gain en courant (en montage émetteur commun) est la grandeur qui caractérise le mieux le transistor. On peut distinguer le gain statique que l'on désignera dans la suite par β et qui est le rapport de I_C sur I_B :

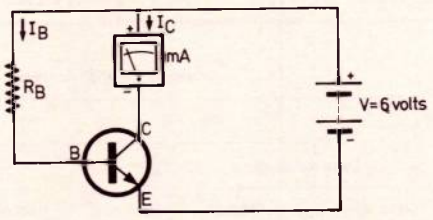


Figure 21 : Mesure de β dans le cas d'un transistor NPN, on injecte dans la base un courant I_B donné, le milli-ampèremètre peut alors être gradué directement en valeur de β.

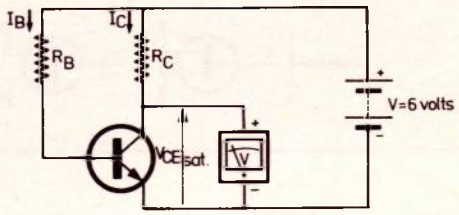


Figure 22 : Mesure de V_{CE} sat., elle s'effectue en choisissant $I_B > \frac{I_C}{\beta}$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

En fonctionnement dynamique, on s'intéresse de plus au gain dynamique h_{21e} :

$$h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

β permet de calculer la polarisation du transistor, tandis que h_{21e} intervient dans l'expression de l'amplification du signal présenté sur l'entrée (ou la base).

Pour les calculs approchés, on prend généralement $\beta = h_{21e}$. La mesure de β s'effectue en envoyant dans la base du transistor un courant I_B et en notant la valeur du courant I_C correspondant **(figure 21).**

Le gain en courant d'un transistor varie en fonction du courant base avec lequel on fait la mesure. Il peut être intéressant de connaître ce gain pour différentes valeurs de I_B. De plus, le courant I_B doit être différent suivant qu'il s'agit ou non d'un transistor de puissance.

4. Tension de saturation

Le comportement d'un transistor en régime de saturation est intéressant à connaître lorsqu'on travaille « en grands signaux », en commutation ou en amplification basse fréquence de puissance. La tension de déchet que l'on désigne par V_{CE} sat. détermine par exemple la limite d'écrêtage, c'est-à-dire la puissance maximale d'un couple complémentaire de sortie d'amplificateur. En commutation, V_{CE} sat. traduit l'imperfection du transistor utilisé en tant qu'interrupteur, autrement dit l'aptitude du transistor à se comporter comme un court-circuit lorsqu'il est saturé.

La mesure consiste à amener le transistor en régime de saturation par suralimentation de la base. Le courant collecteur ne dépend alors que de la résistance du circuit collecteur et la tension de saturation peut se mesurer entre collecteur et émetteur **(figure 22).**

En se reportant à la **figure 19,** on remarque que la valeur de V_{CE} sat. augmente lorsque I_C augmente. La résistance qui détermine V_{CE} sat. diminue, moins vite cependant que l'augmentation de I_C ,et finalement V_{CE} sat. varie assez peu.

II. — Constitution et vérification des transistors à effet de champ

Les transistors à effet de champ se divisent en deux catégories :

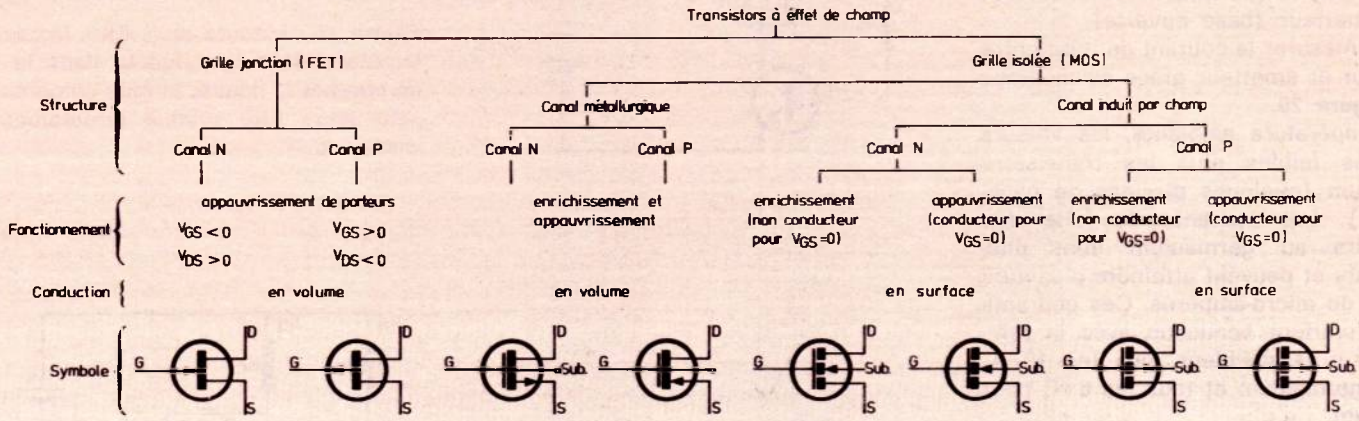
- J FET (Jonction - Field - Effect - Transistor).
- MOS FET (Metal - Oxyd Semi-conductor - Field - Effect - Transistor).

La structure de ces dispositifs est donnée **figure 23.**

Alors que les J FET (que nous appellerons dans la suite FET) ne comportent que deux types différents, à savoir : FET canal N et FET canal P, il existe six types différents de MOS FET (que nous désignerons par MOS).

Le tableau I permet de faire la distinction entre les différents modèles.

Tableau I : Classement des divers types de transistors à effet de champ



Quel que soit le type considéré, le fonctionnement repose sur l'action d'un champ électrique sur des porteurs de charges, contrairement aux transistors bipolaires basés sur la diffusion de ces porteurs à travers des jonctions semi-conductrices. Les FET et les MOS sont, dans leur comportement le plus simple, assimilables aux tubes à vide, à ceci près que les charges circulent dans un solide au lieu du vide.

1. Identification des électrodes d'un FET

Le repérage de la grille s'effectue, dans le cas d'un FET, en cherchant quelle électrode se trouve reliée à une jonction. L'électrode en question est la grille. Si l'on fait une mesure de résistance entre les deux électrodes restantes, on doit trouver des valeurs identiques, quel que soit le sens de branchement. Il est généralement impossible de distinguer la source du drain, d'où la nécessité, pour ce type de composants, de connaître le brochage.

Dans le cas de MOS, il faut se rappeler que la grille est isolée, de plus les modèles à enrichissement ne sont pas conducteurs pour $V_{GS} = 0$.

L'épaisseur de l'isolant de silice est très faible et des précautions sont nécessaires pour la manipulation des MOS (sauf s'ils sont protégés).

Tout ceci montre qu'il est illusoire d'espérer tirer des indications utilisables par des mesures à l'ohmmètre.

2. Courbes caractéristiques

On définit, aussi bien pour les MOS que pour les FET, deux familles de caractéristiques **(figure 24)**.

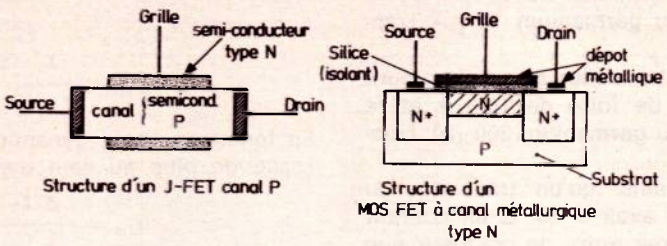


Figure 23.

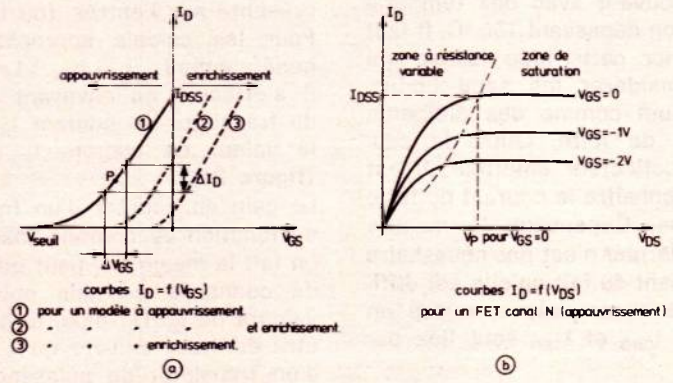


Figure 24.

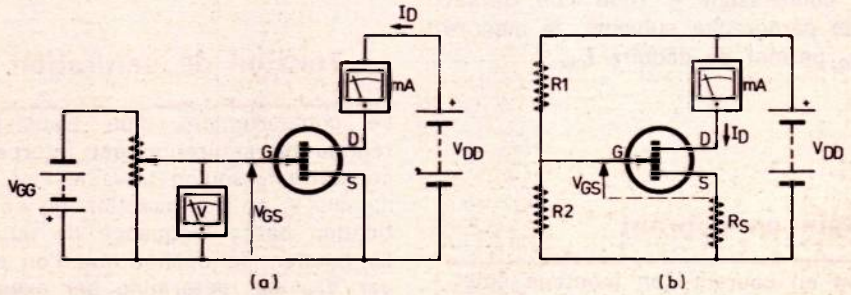


Figure 25 : Mesures sur un transistor à effet de champ.

Considérons un point P de la caractéristique $I_D = f\ (V_{GS})$. Faisons varier V_{GS} d'une valeur $\Delta\ V_{GS}$ **(figure 24 a).** Il en résulte une variation $\Delta\ I_D$ du courant drain.

Par définition, on appelle « pente » du transistor à effet de champ le rapport :

$$S = \frac{\Delta\ I_D}{\Delta\ V_{GS}}$$

Cette pente s'exprime en milli-ampère par volt, elle décroît quand le courant drain diminue. Elle est maximale pour $I_D = I_{DSS}$ et tend vers 0 quand I_D tend lui-même vers 0.

La tension V_{GS} pour laquelle le courant drain s'annule est la tension de « seuil » (et non la tension de « pincement »). A l'autre extrémité de la courbe lorsque $V_{GS} = 0$ le courant drain prend la valeur notée I_{DSS}.

Il ne faut pas faire la confusion habituelle entre la tension de seuil désignée dans la littérature anglo-saxonne par V_T (T = threshold ou « seuil ») et la tension de pincement (ou de pinch-off). La tension de pincement V_P est la tension V_{DS} à partir de laquelle le pinceau d'électrons circulant entre source et drain est condensé autour de son axe. La tension V_P dépend de la tension V_{GS}. Lorsqu'elle est atteinte, le courant drain n'augmente que très lentement avec V_{DS} **(figure 24 b).** La valeur du courant drain pour $V_{GS} = 0$ notée I_{DSS} est faible pour un transistor à enrichissement et correspond à un maximum de I_D pour un modèle à appauvrissement.

Pour que la mesure de I_{DSS} soit correcte, il faut que V_{DS} soit supérieur à V_P, car pour $V_{DS} < V_P$ le courant I_D ne dépend pratiquement que de V_{DS}.

3. Montages de mesure

La **figure 25 a** donne le schéma du montage permettant la mesure de la pente, de la tension de seuil et de I_{DSS} pour un FET canal N. Pour un FET canal P, il faut inverser les polarités de V_{DD} et V_{GG}. L'inconvénient de ce montage est de nécessiter deux sources de tension. Dans un circuit de test, il sera préférable d'adopter le schéma de la **figure 25 b** (polarisation automatique).

III. — Constitution et vérification des transistors unijonction

Le transistor unijonction (UJT) est un dispositif dont la structure est semblable à celle d'un transistor à effet de champ à jonction **(figure 26).** Il est constitué par une tige de semi-conducteur (en général du type N) avec un contact ohmique à chaque extrémité et une jonction PN sur ladite tige. Dans ce cas, cependant, la jonction est polarisée dans le sens conducteur et agit comme un émetteur. Cette jonction est généralement très petite, d'où un fonctionnement et des caractéristiques très différents du FET. La caractéristique d'entrée de ce dispositif est particulière dans la mesure où elle fait apparaître une résistance négative. Lorsque l'émetteur E est directement relié à B_1, il est polarisé négativement ; le courant inverse d'émetteur I_{EO} est très petit. Si on élève la tension d'émetteur, on parcourt la caractéristique inverse de la jonction émetteur base et on annule le courant inverse d'émetteur (point O', **figure 27**).

A partir de ce point, le courant direct I_E prend naissance ; la tension V_E passe par un maximum V_P appelé pic, puis par un minimum V_V ; entre ces deux témoins, la caractéristique $V_E = f\ (I_E)$ présente donc une zone de résistance négative. Les propriétés du transistor unijonction sont très différentes du transistor bipolaire ou du transistor à effet de champ ; ses caractéristiques le désignent pour des opérations de commutation à seuil et production de signaux.

La forme de la caractéristique peut être mise à profit pour réaliser un oscillateur à relaxation **(figure 28).**

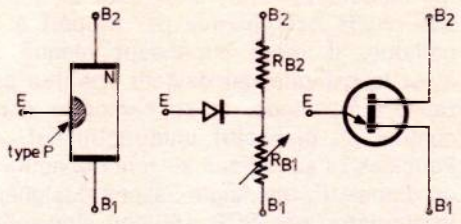


Figure 26 : Structure analogique et symbole de l'UJT. Résistance interbase : $R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$, rapport intrinsèque : $\eta = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$

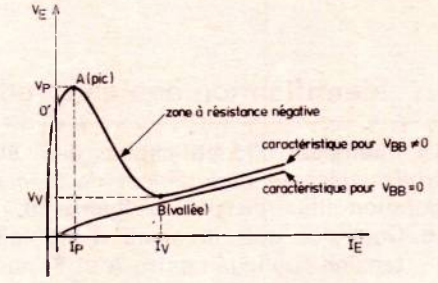


Figure 27 : Courbe caractéristique d'entrée d'un UJT.

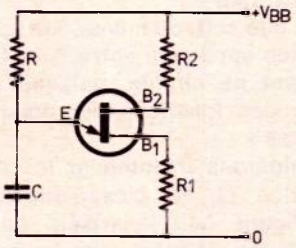


Figure 28 : Schéma de l'oscillateur à relaxation à UJT.

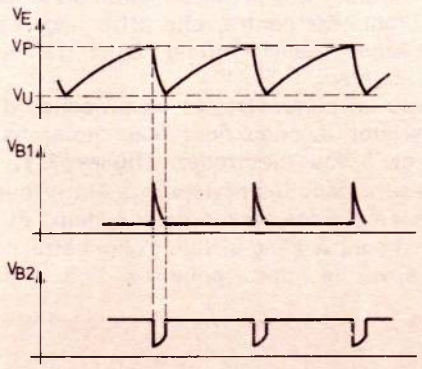


Figure 29 : Forme des signaux sur les différentes électrodes de UJT oscillateur.

Le fonctionnement de ce type d'oscillateur est le suivant : lorsqu'on établit l'alimentation, le condensateur C se charge à travers la résistance R suivant la loi exponentielle, lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint V_P, l'effet de résistance négative permet une décharge rapide de C dans R_1, la tension d'émetteur diminue jusqu'à V_V, valeur à partir de laquelle l'effet de résistance négative disparaît ainsi que le courant I_E. Lorsque la tension entre émetteur et base 1 passe du pic à la vallée, le courant d'émetteur augmente et, additionné au courant de la base 2, produit une impulsion de tension positive aux bornes de R_1. En outre, les porteurs injectés par le courant d'émetteur produisent une diminution de la résistance interbase, l'augmentation de I_{B2} qui en résulte fait apparaître une impulsion négative sur la base 2. La forme des signaux sur les différentes électrodes est donnée sur la **figure 29.** La fréquence des oscillations est obtenue grâce à la formule approchée suivante :

$$F = \frac{1}{RC \ Ln \dfrac{1 - V_V/V_{BB}}{1 - \eta}}$$

En négligeant V_V, on obtient la période des oscillations par :

$$T = RC \ Ln \frac{1}{1 - \eta}$$

Connaissant η (par exemple par une mesure de T), on en déduit :

$$V_P = \eta \ V_{BB} + 0{,}6$$

IV. — Constitution et vérification des thyristors

Un thyristor est un dispositif semi-conducteur comportant quatre couches alternées, dopées respectivement en P et en N, donc trois jonctions notées J_1, J_2 et J_3 sur la **figure 30.** Les zones extrêmes P et N constituent respectivement l'anode et la cathode. La zone P voisine de la cathode est la gâchette. On connaît le fonctionnement d'un tel dispositif. Si aucun courant ne pénètre par la gâchette, le thyristor est bloqué, quel que soit le signe de la tension appliquée entre anode et cathode (à condition toutefois que cette tension ne dépasse pas une valeur limite V_{KA} max. à partir de laquelle, dans le sens direct, l'amorçage se produit, même en l'absence de courant de gâchette).
Si maintenant on fait pénétrer par la gâchette un courant I_G d'intensité suffisante (quelques milli-ampères à quelques centaines de milli-ampères selon les modèles), le thyristor conduit quand son anode est positive par rapport à la cathode. Il reste cependant bloqué si c'est la cathode qui devient positive par rapport à l'anode, et se comporte donc comme un dispositif unidirectionnel.
Pour des raisons liées au fonctionnement du dispositif, les Anglo-Saxons désignent le thyristor par SCR (Silicon Controled Rectifier, c'est-à-dire redresseur contrôlé au silicium).

1. Identification des électrodes

La méthode d'identification des électrodes découle directement de la configuration illustrée par la **figure 30.**

- Quel que soit le signe d'une faible tension appliquée entre A et K, aucun courant ne circule, puisqu'il y a toujours au moins une jonction polarisée en inverse.
- Quel que soit, de même, le signe d'une tension appliquée entre A et G, aucun courant ne circule, puisque là aussi l'une des jonctions est polarisée en inverse.
- Considérons maintenant le cas de la jonction G, K, c'est-à-dire J_3 dans la **figure 30.** Polarisée en direct (gâchette positive par rapport à la cathode), elle laisse circuler le courant. Par contre, elle offre une résistance quasi infinie dans le sens inverse.

Avec un ohmmètre, et en présence d'un thyristor inconnu dont nous noterons 1, 2 et 3 les électrodes **(figure 31),** on mesure donc les résistances entre toutes les électrodes prises deux à deux, et en inversant à chaque fois l'ohmmètre pour essayer les deux polarités. Pour toutes les mesures, sauf une, on trouvera une résistance infinie. Si, par exemple, on trouve une résistance faible dans le couple 1-3 et avec + en 1 et — en 3, cela signifie que l'électrode 1 est la gâchette, l'électrode 2 l'anode et l'électrode 3 la cathode.

2. Vérification et caractéristiques des thyristors

La caractéristique tension-courant d'anode-cathode (abréviation : caractéristique d'anode) est celle qui représente le mieux le fonctionnement du thyristor **(figure 32).**
Cette caractéristique permet en particulier de remarquer que lorsque V_{KA} atteint la valeur V_{BO} (point B), il y a amorçage et le point de fonctionnement se trouve reporté sur la partie (C) de la courbe. Dans cette région, la tension entre cathode et anode se réduit à une valeur de l'ordre de V_{TM} (quelques volts), tandis que le courant I_a n'est plus limité que par la charge. Si ce courant devient inférieur à I_H (point D), le thyristor se bloque. Lorsqu'on fait circuler un courant de gâchette I_G, l'amorçage a lieu pour une valeur plus faible V'_{BO} (point B').
Si la tension V_{KA} est comprise entre V'_{BO} et V_{BO}, l'apparition du courant de gâchette provoque l'amorçage. En inversant la tension en anode et cathode, on pourra aussi obtenir l'amorçage pour une valeur du même ordre que V_{BO} (point A).
Un thyristor soumis à des conditions de travail supérieures aux maxima autorisés est irrémédiablement détérioré et ne peut être utilisé, même dans des conditions réduites.

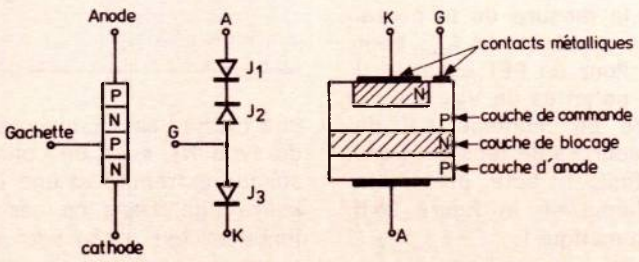


Figure 30 : Constitution, analogie électrique et structure schématique d'un thyristor.

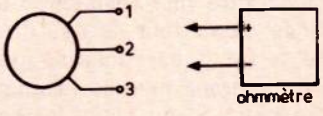


Figure 31 : Numérotation arbitraire des électrodes pour identification.

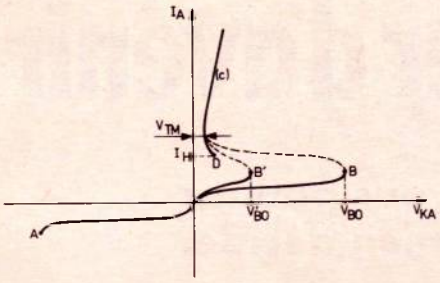


Figure 32 : Caractéristique d'anode d'un thyristor.

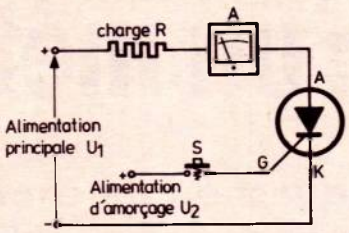


Figure 33 : Circuit d'un test thyristor.

Une vérification suivant le principe « bon-mauvais » sera en général suffisante. Le schéma du dispositif de test est représenté **figure 33.**

Le circuit étant raccordé aux alimentations, aucun courant ne doit circuler dans la charge, quel que soit le sens de branchement de l'alimentation principale U_1. Lorsqu'on actionne le contact S, l'amorçage du thyristor permet de fermer le circuit de la charge R. L'ampèremètre doit indiquer un courant sensiblement égal à U_1/R, car la chute de tension entre anode et cathode n'est que de l'ordre du volt. Lorsqu'on coupe le contact S, le courant précédent doit se maintenir à la même valeur. Il faut annuler la tension U_1 pour que le thyristor redevienne non conducteur.

En faisant varier U_2, on peut trouver quelle est la valeur minimum de la tension nécessaire pour obtenir le déclenchement du thyristor. La vérification du courant correspondant (appelé courant de gâchette d'amorçage : I_{GT}) peut donner une indication intéressante lorsqu'on se propose l'étude du circuit d'amorçage. En augmentant R, on provoque une diminution du courant dans le circuit d'anode. Il existe une valeur minimale pour maintenir le thyristor à l'état conducteur. Ce courant minimal est appelé « courant de maintien » (I_H).

3. Du thyristor au triac

Le triac (TRIode Alternating Current), dont le symbole est donné **figure 34,** est un contacteur statique bidirectionnel à une seule gâchette, équivalent à deux thyristors en parallèle inverse. Sa structure est plus compliquée que celle du thyristor mais son fonctionnement est assez semblable si ce n'est la possibilité de conduction dans les deux sens. Sa particularité réside surtout dans l'amorçage ; celui-ci peut se faire en effet par impulsion positive ou négative entre la gâchette et B_1, quelles que soient les polarités de B_1 et B_2 entre elles. On obtient ainsi quatre modes d'amorçage possibles. On utilisera pour la vérification des triacs les mêmes circuits que pour les thyristors.

Figure 34 : Symbole du triac.

Voici terminée cette première partie consacrée aux aspects théoriques qui ont guidé la conception de l'appareil. Tout ceci aura peut-être paru superflu à certains, assez rébarbatif à d'autres. Il nous a semblé nécessaire de rappeler des principes qui vous aideront en cas de difficultés de réalisation ou de mise au point, et qui vous éviteront des erreurs de manipulation ou d'interprétation des mesures (surtout avec le transistormètre).

Le prochain article traitera la description et la réalisation de cet appareil. Une place importante sera consacrée à l'utilisation pratique.

J.-M. MALFERIOL ■

(à suivre)

électroniciens amateurs...
de **TROYES**
de **L'AUBE**
ou des départements voisins :
achetez vos pièces détachées à
AUBELECTRONIC
5, rue Viardin, à TROYES
(derrière la Caserne Beurnonville)
Tél. : (25) 72-52-93
DISTRIBUTEUR EXCLUSIF
- OFFICE DU KIT - KITS AMTRON - MERLAUD -
- H.-P. AUDAX - R.T.C. - PEERLESS -
CONCESSIONNAIRE HITACHI
Librairie technique

Recherchons technicien vendeur pour magasin composants kits
Ecrire à la revue qui transmettra.

ETS SALY
59, rue de Stalingrad
94110 ARCUEIL
Tél. : 253.73.73

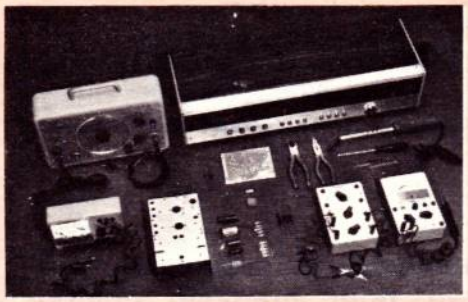
CIRCUITS IMPRIMES
— Verre epoxy
— XXXP
— Simple et double face
— Perçage suivant plan
— Etamage rouleau
— Proto
— Série
— Professionnel
— Amateur
SERIGRAPHIE

l'électronique: un métier d'avenir

Votre avenir est une question de choix : vous pouvez vous contenter de "gagner votre vie" ou bien décider de réussir votre carrière.

Eurelec vous donne les moyens de cette réussite. En travaillant chez vous, à votre rythme, sans quitter votre emploi actuel. Eurelec, c'est un enseignement concret, vivant, basé sur la pratique. Des cours facilement assimilables, adaptés, progressifs, d'un niveau équivalent à celui du C.A.P. Un professeur unique qui vous suit, vous conseille, vous épaule, du début à la fin de votre cours.

Très important : avec les cours, vous recevez chez vous tout le matériel nécessaire aux travaux pratiques. Votre cours achevé, il reste votre propriété et constitue un véritable laboratoire de technicien. Stage de fin d'études : à la fin de votre cours, vous pouvez effectuer un stage de perfectionnement gratuit dans les laboratoires EURELEC, à Dijon.



Electronique

Débouchés : radio-électricité, montages et maquettes électroniques, T.V. noir et blanc, T.V. couleur (on manque de techniciens dépanneurs), transistors, mesures électroniques, etc.
Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.

Electronique industrielle

Elle offre au technicien spécialisé un vaste champ d'activité : régulation, contrôles automatiques, asservissements dans des secteurs industriels de plus en plus nombreux et variés.
Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.

Electrotechnique

Les applications industrielles et domestiques de l'électricité offrent un large éventail de débouchés : générateurs et centrales électriques, industrie des micromoteurs, électricité automobile, électroménager, etc.
Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.

Cette offre vous est destinée : lisez-la attentivement

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle sur la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre d'examiner CHEZ VOUS — gratuitement et sans engagement — le premier envoi du cours que vous désirez suivre (ensemble de leçons théoriques et pratiques, ainsi que le matériel correspondant aux exercices pratiques).

Il ne s'agit pas d'un contrat. Vous demeurez entièrement libre de nous retourner cet envoi dans les délais fixés. Si vous le conservez, vous suivrez votre cours en gardant toujours la possibilité de modifier le rythme d'expédition, ou bien d'arrêter les envois. Aucune indemnité ne vous sera demandée. Complétez le bon ci-après et **présentez-le au Centre Régional EURELEC le plus proche de votre domicile** ou postez-le aujourd'hui même.

eurelec

institut privé d'enseignement à distance
21000 DIJON

dolci

CENTRES RÉGIONAUX

21000 DIJON (Siège Social)
Rue Fernand-Holweck
Tél. : 30.12.00

59000 LILLE
78/80, rue Léon-Gambetta
Tél. : 57.09.68

13007 MARSEILLE
104, boulevard de la Corderie
Tél. : 54.38.07

44200 NANTES
5, quai Fernand-Crouan
Tél. : 46.39.05

75011 PARIS
116, rue J.-P. Timbaud
Tél. : 355.28.30/31

69002 LYON
23, rue Thomassin
Tél. : 37.03.13

68000 MULHOUSE
10, rue du Couvent
Tél. : 45.10.04

INSTITUTS ASSOCIÉS

BENELUX
230, rue de Brabant
1030 BRUXELLES

ST-DENIS DE LA REUNION
134, rue du Mal-Leclerc
LA REUNION

TUNISIE
21 ter, rue Charles-de-Gaulle
TUNIS

HAÏTI
4, ruelle Carlstroem
PORT-AU-PRINCE

CÔTE-D'IVOIRE
23, rue des Selliers
(près École Oisillons)
B.P. 7069 - ABIDJAN

MAROC
6, avenue du 2-Mars
CASABLANCA

bon d'examen gratuit

JE SOUSSIGNÉ :

NOM : _____ PRÉNOM : _____

DOMICILIÉ : RUE _____

_____ N° _____

VILLE : _____ CODE POST. : _____

désire examiner, à l'adresse ci-dessus, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel du cours de :

- Si je ne suis pas intéressé je vous le renverrai dans son emballage d'origine **et je ne vous devrai rien.**
- Si au contraire, je désire le garder, vous m'enverrez le solde du cours, à raison d'un envoi chaque mois, soit :

Cours de :

☐ RADIO-STÉRÉO A TRANSISTORS
25 envois de 186 F + 12 F (frais d'envoi).

☐ ÉLECTROTECHNIQUE
17 envois de 154 F + 12 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 77 F + 12 F (frais d'envoi).

☐ ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
23 envois de 184 F + 12 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 92 F + 12 F (frais d'envoi).

que je vous réglerai contre remboursement (ajouter 7 F de taxe des P.T.T.).
Dans ce cas, je reste libre de modifier le mode et le rythme d'expédition, ou bien d'arrêter les envois par simple lettre d'annulation et je ne vous devrai rien.

Date et signature _____
(pour les enfants mineurs signature du représentant légal).

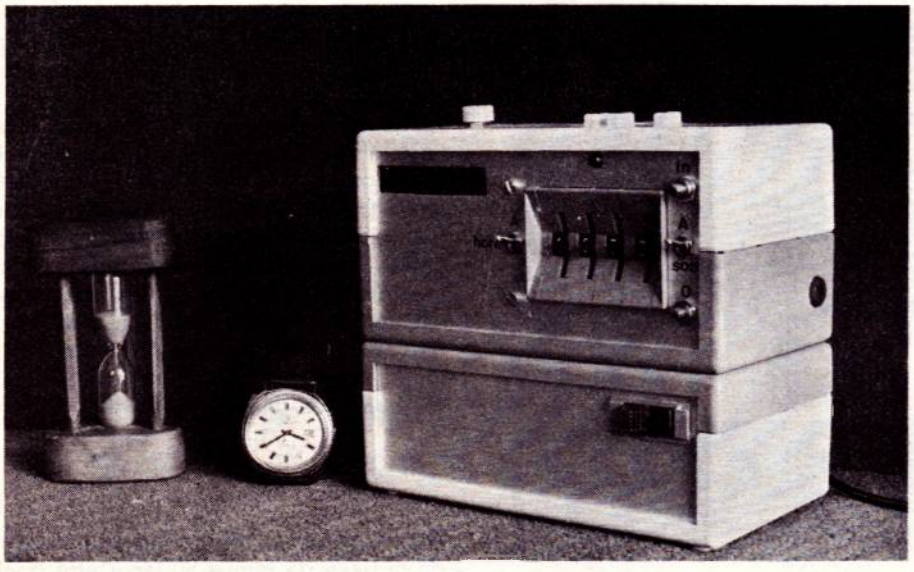
Bon à adresser à Eurelec - 21000 Dijon

F. 546

Montages Pratiques

TEMPORISATEUR CHRONOMETRE UNIVERSEL

Le comptage du temps, depuis l'antique sablier, jusqu'à notre montre actuelle a toujours été nécessaire dans bien des circonstances : cuisson des plats, prouesses d'un sportif, jeux d'adresse, temps d'exposition photographique, dérive d'un phénomène physique dans le temps, et, simplement, mesure du temps qui s'écoule en sachant... l'heure qu'il est.
L'appareil décrit ci-après utilise la technique des circuits intégrés TTL. Construit à partir de l'assemblage de deux boîtes Véroboard (la grande et la petite) ses dimensions sont 155 × 145 × 90.



PAR affichage sur 4 Digits 7 segments, ce Temporisateur-Chronomètre Universel remplit les fonctions suivantes :
1) Temporisation, du 10e de seconde à près de la semaine ;
2) Chronomètre dans la même plage de temps, avec Commande Unique ;
3) Horloge avec Remise à l'heure immédiate par pré-affichage ;
4) Commande de Mise en Marche ou d'Arrêt d'un appareil extérieur en 220 V/ 1500 W au bout du temps affiché.

I Description des fonctions

Le schéma synoptique est donné **figure 1.** La photographie de la page suivante montre la partie inférieure qui renferme l'Alimentation régulée avec son interrupteur-témoin de mise en service sur la face avant ; à l'arrière on aperçoit le fusible de protection, le circuit intégré de régulation et le cordon secteur.
Le boîtier supérieur contient le Temporisateur-Chronomètre. Sur la face avant on voit :
a) Les 4 Afficheurs.
b) Les 4 roues codeuses.
c) L'interrupteur d'Horloge.
d) L'interrupteur d'Avertisseur sonore.
e) Le poussoir d'entrée des données (« IN »).
f) Le poussoir de remise à Zéro.
g) La diode LED de visualisation de l'horloge : elle bat le 10e de seconde.

Sur le dessus de l'appareil on a :

h) Le contacteur à 4 poussoirs permettant le choix de la fréquence horloge : 10e de seconde, seconde, minute et 1000e d'heure.
i) Le poussoir de Commande Unique en fonction Chrono :
On appuie une fois : le chrono démarre à la fréquence choisie.
On appuie une deuxième fois : le chrono s'arrête.
On appuie une troisième fois : le chrono et l'affichage se mettent à zéro.

Sur la face arrière on trouve :

j) Un commutateur Comptage ou Décomptage.
h) Un commutateur comptage par 100 ou par 60 (pour les deux chiffres de droite).
i) Un commutateur comptage par 100 ou par 24 (pour les deux chiffres de gauche).
j) Un inverseur qui fait que la charge s'allume ou s'éteint en fin de Décomptage.

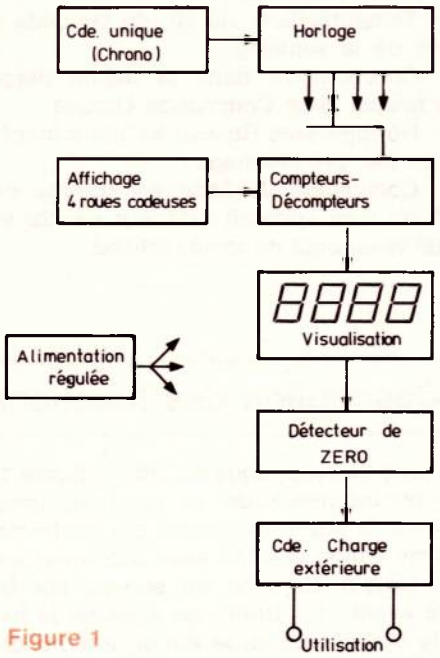


Figure 1

L'ensemble est assez complexe et il est nécessaire pour mener à bien sa réalisation de saisir le fonctionnement de chacun de ses éléments, dont on va entreprendre la description l'un après l'autre. Ensuite on passera à la description de la réalisation qui nécessite une certaine expérience du circuit imprimé... et du Circuit intégré.

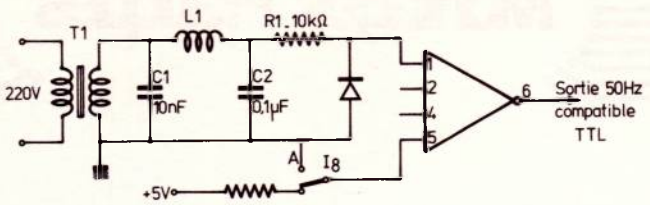


Figure 2

II L'horloge

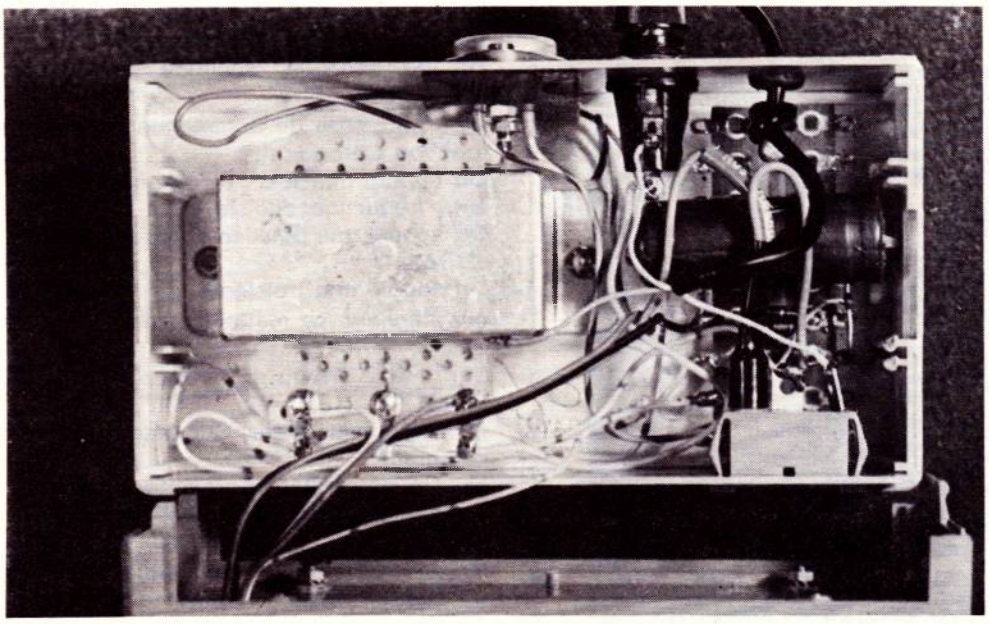
La solution bien connue maintenant, qui consiste à prendre la fréquence du secteur comme référence a été choisie ici à cause de son faible prix et du peu de composants nécessaires. Un enroulement spécial (dont on parlera au chapitre Alimentation) fournit les 2,5 à 3 volts destinés à l'attaque d'un filtre composé de la self L_1, de C_1, C_2, R_1 et D_1. Ce filtre, s'il laisse passer le 50 Hz, barre la route aux divers parasites véhiculés par le réseau. Le signal « pur » issu de ce filtre va à l'entrée d'un Trigger de Schmidt type SN 7413-1. L'emploi d'un trigger de ce type est préférable au montage classique composé de 2 portes Nand :
Il présente une sensibilité aux parasites très faible.
Il comporte 2 triggers dans le même boîtier, ce qui va nous arranger dans la présente réalisation.

Chaque trigger possède 4 entrées.
Pour avoir le signal 50 Hz sur la sortie 6 il faut que les entrées 2 **ET** 4 **ET** 5 soient à l'état 1 (+ 5 V).

On voit déjà l'avantage d'un système possédant plusieurs circuits de commande. L'interrupteur 18 commande la mise en marche ou l'arrêt de l'horloge, et ceci de manière « propre » (sans rebond, donc sans changer le dernier chiffre affiché).

La self L_1 est faite d'une centaine de spires de fil émaillé d'environ 10/100e sur une résistance de 100000 à 1 MΩ 1 W.

La diode D_1 permet de n'appliquer que les impulsions positives à l'entrée 1 du trigger.



Vue interne de l'alimentation.

III Les diviseurs

Ce Temporisateur-Chronomètre se disant universel, et devant fonctionner du 10e de seconde à la semaine, l'horloge doit délivrer au choix des signaux à diverses fréquences, ou plutôt à diverses périodes : 10e de seconde, seconde, minute, et 1000e d'heure. Cette dernière est du reste facultative. Elle consiste à diviser l'heure en 1000, soit un Top toutes les 3,6 secondes. Cette division, remplaçant l'habituelle division horaire par 60, permet la Virgule, l'addition et la multiplication sans « cassage de tête ». D'une manière générale, le choix des temps est laissé à l'initiative du futur constructeur qui peut, s'il le désire, compter les jours, les mois ou les années... il suffit d'ajouter les diviseurs nécessaires.

10e de seconde

Il est obtenu en divisant par 5 le signal de la base de temps 50 Hz. Cette opération est faite à l'aide d'un diviseur décimal type SN 7490 — (2). Un circuit un peu spécial de remise à zéro est indis-

pensable, comme sur les diviseurs qui vont suivre. En effet il ne suffit pas que ces diviseurs reviennent au zéro en arrivant au chiffre désiré — ici 5 —, mais il faut également que le poussoir de remise à zéro général agisse à la fois sur **tous** les diviseurs. De même le détecteur de zéro, comme on le verra plus loin, doit remettre à zéro tous les diviseurs. Au démarrage tout le monde doit être à zéro afin que la première séquence soit entière. Or à la mise sous tension les bascules des diviseurs sont dans un état quelconque.

Cette RAZ se fera à l'aide de deux circuits Nand, empruntés à un CI type SN 7400 — (4).

La table de Vérité de ce circuit est donné **figure 3.** Les chiffres du haut sont les numéros des sorties des deux Nands.
On voit que deux conditions peuvent provoquer la RAZ : le diviseur est arrivé à 5, **OU** on a actionné le poussoir RAZ Général.

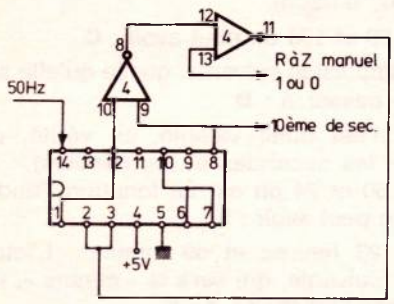
Nous avons donc notre 50 Hz divisée par 5, soit du 10 Hz, donc le 10e de seconde. Si on choisit de compter ou décompter en 1/10e de seconde c'est cette fréquence qui sera envoyée aux compteurs-décompteurs par le jeu du commutateur à clavier 15-2.

Si nous voulons la seconde, cette sortie 10 Hz est reliée à un second diviseur du même type (SN 7490 — (3). Celui-ci est bien entendu connecté en diviseur par 10. Sa remise à zéro est faite par le poussoir RAZ général. La liaison entre le diviseur (2) et le diviseur (3) est assurée par le commutateur 15 — 3. Nous avons encore besoin de la minute. Deux diviseurs sont nécessaires. Le premier 7490 — (5) divise par 10 et le second 740 — (6) divise par 6, avec un système de 2 Nands, identique à celui du 1/10e de seconde, mais connecté pour diviser par 6 (4 + 2) au lieu de 5.
La dernière option est la division de l'heure par 1000. Nous avons vu plus haut les avantages de ce comptage. Puisqu'il permet la virgule il faut l'afficher. C'est ce que fait l'un des contacts de l 5/5 en mettant à la masse (niveau 0) par l'intermédiaire de R_3 la borne de l'afficheur des Milles. Mais revenons au comptage par 1/1000e d'heure.
Pour l'obtenir, la première idée qui vient à l'esprit est de diviser l'heure par mille. Mais elle demanderait de nombreux composants. Une solution plus simple consiste à diviser le 10e de seconde par 36. Nous aurons ainsi 3,6 secondes entre deux impulsions, ce qui correspond bien à l'heure divisée en 1000.

La sortie du diviseur par 5, qui donne le 10e de seconde (SN 7490) — (2), est reliée en permanence avec l'entrée d'un diviseur par 36 composé de deux SN 7490 — (28) et (29). Chacun d'eux divise par 6 à l'aide de 4 portes Nand contenues dans un circuit intégré type SN 7400 — (30). Ces Nands sont reliés aux sorties B et C des diviseurs, ce qui correspond à 2 et 4 donc 6. **Figure 4,** schéma du diviseur par 36 et de sa table de vérité. La table de Vérité n'a été faite que pour l'un des diviseurs. Le fonctionnement du second est identique.

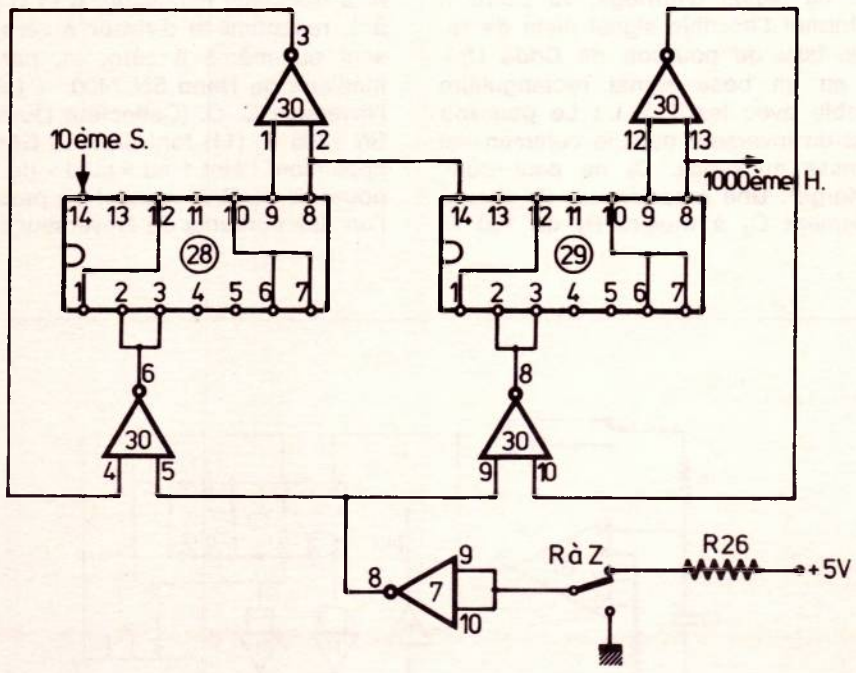
On voit également que le poussoir de RAZ Général n'agit pas directement sur les Nands mais après inversion du signal à travers un autre Nand NS 7400 — (7) connecté en inverseur. En effet suivant le cas on a besoin pour le RAZ d'un signal positif (état 1) ou d'un signal état 0.

La première ligne de la table de vérité correspond au fonctionnement en comptage. La seconde ligne montre qu'on a bien RAZ du diviseur correspondant quand il arrive à 6. Quant à la 3e ligne, elle fait voir le fonctionnement de la RAZ manuelle, quelle que soit la position des compteurs.



9	10	12	13	11	Résultat
1	1	0	1	1	RàZ
1	0	1	1	0	Marche
0	1	1	1	0	Marche
0	1	1	0	1	RàZ

Figure 3



1	2	3/4	5	6	Résultat
1	0	1	1	0	Comptage
1	1	0	0	1	RàZ
1	0	1	0	1	RàZ

Figure 4

La sortie commune de I 5, recevant au choix soit du 1/10e seconde, soit la seconde, soit la minute, soit le 1000e d'heure, est ensuite dirigée sur l'entrée des Compteurs-Décompteurs SN 74192 par l'intermédiaire d'un Nand SN 7400 — (7) monté en inverseur afin de rendre les signaux compatibles avec cette sorte de compteur.

IV La fonction chronomètre

Elle n'est utilisée qu'en version **Comptage.**

On aurait pu se contenter du bouton Arrêt Comptage et du bouton de remise à zéro. Mais ce n'est ni élégant ni pratique et c'est pourquoi nos aïeux horlogers l'ont bien compris en munissant les chronomètres mécaniques d'un seul bouton assurant le démarrage, l'arrêt et la remise à zéro. Il ne fallait tout de même pas que l'électronique soit en reste avec la mécanique

Moyennant un Trigger de Schmidt, trois Nands, un Inverseur C. O. et un compteur par 3 on a un fonctionnement similaire à « Commande Unique ». La **figure 5** en donne le principe.

le Trigger type SN 7413 — (1), dont l'autre partie a été utilisée pour la mise en forme du signal d'horloge, va servir à transformer l'horrible signal plein de rebonds, issu du poussoir de Code Unique, en un beau signal rectangulaire utilisable avec les T T L ! Le poussoir P_3 est un inverseur dont le commun est la masse au repos. C_3 ne peut donc se charger. Une pression sur P_3 charge rapidement C_3 à travers R_4 de 150 Ω.

Notre Trigger va transformer ce signal croissant en un créneau à front raide disponible sur la borne 8.

Cette impulsion est dirigée sur l'entrée d'un diviseur par 3 . SN 7490 — (9) qui est monté en compteur par 3. Ceci grâce aux deux liaisons pratiquées entre ses bornes 12 et 2 d'une part, (12 étant la sortie « A » du diviseur, c'est-à-dire 1 en binaire, et 2 l'une de ses entrées de RAZ) et d'autre part entre ses bornes 9 et 3 (9 étant la sortie « B », c'est-à-dire 2 en binaire, et 3 la seconde entrée de RAZ). On voit qu'à la troisième impulsion appliquée à l'entrée, A **ET** B vaudront 1 et remettront le diviseur à zéro. Mais avant cela, à la première impulsion, seul A vaut 1. Or A est relié à l'une des entrées du Trigger 7413 — (4), l'entrée n° 4 du Trigger de l'horloge par l'intermédiaire du commutateur I 4 ; donc la porte est bien ouverte et les signaux issus du secteur passent bien vers les diviseurs choisis : il y a Comptage.

A la deuxième impulsion envoyée par le poussoir P_3 (quand le phénomène à chronométrer est terminé), A repasse à zéro et c'est B qui vaut 1.

A étant à zéro, le trigger 7413 — (1) a son entrée 4 à zéro, la porte est fermée (en douceur, sans rebond) et le comptage cesse tout en gardant le dernier chiffre affiché. C'est la lecture du temps passé.

A la troisième impulsion, A et B passent à 1, remettent le diviseur à zéro, repassent eux-même à zéro, et, par l'intermédiaire du Nand SN 7400 — (10) et de l'inverseur C. O. (Collecteur Ouvert) type SN 7406 — (11) font un RAZ Général en appliquant l'état 1 au « pied » du bouton-poussoir de RAZ manuel en passant par l'un des contacts de l'inverseur I 4 — 4.

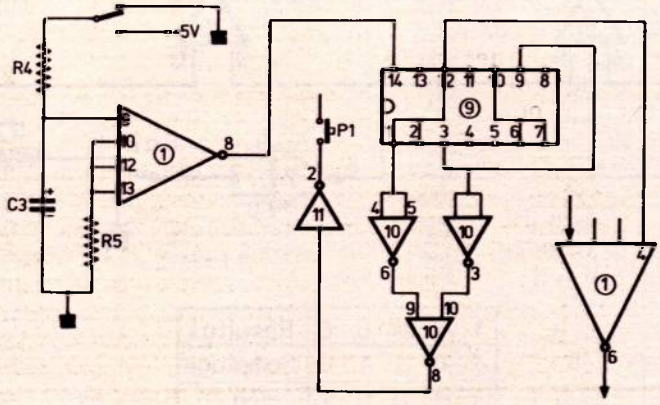


Figure 5

(I 4 est l'inverseur qui permet le choix Comptage-Décomptage). Tout ça semble compliqué mais est en vérité fort simple et fonctionne à la perfection. Il est toutefois obligatoire, lors de la première mise en service, d'envoyer quelques impulsions « pour rien » à l'aide du poussoir de Chrono pour amener le diviseur (9), qui se trouvait dans un état quelconque, à zéro. Ce qui n'est pas gênant.

Pour terminer le chapitre Chrono, rappelons la présence de la diode électroluminescente LED 1 qui est visible sur la photo, en façade au-dessus des roues codeuses. Cette diode est branchée en sortie 1/10e de seconde (borne 8 du 7490 — (2), elle « papillotte » donc à cette fréquence quand la Porte - trigger 7413 — (1) est ouverte. C'est surtout très utile en comptage par minutes, sinon il faudrait attendre 1 minute pour voir que ça compte... ou que c'est arrêté !

V La fonction comptage-décomptage

Rappelons que le comptage-décomptage (C.D.) se fait sur 4 digits et que le **Comptage** doit pouvoir se faire soit par 100 soit par 60 pour les deux premiers digits, et par 100 ou 24 pour les deux dernières.

Quand le comptage se fait par 100 on peut lire : **A** ou **B** si on est en 1.000e d'heure.

Dans ce cas on peut entrer en 10e de seconde, en seconde, en minute, ou en 1.000e d'heure.

Par 60 et 100 on peut avoir : **C**

et l'impulsion suivante, quelle qu'elle soit, fera passer à : **D**

(ça n'est donc valable, en vérité, que pour les secondes et les minutes).

Par 60 et 24 on est en fonction Pendule et on peut avoir : **E**

soit 23 heures et 59 minutes. L'impulsion suivante, qui sera la « minute », fera passer l'affichage à : **F**

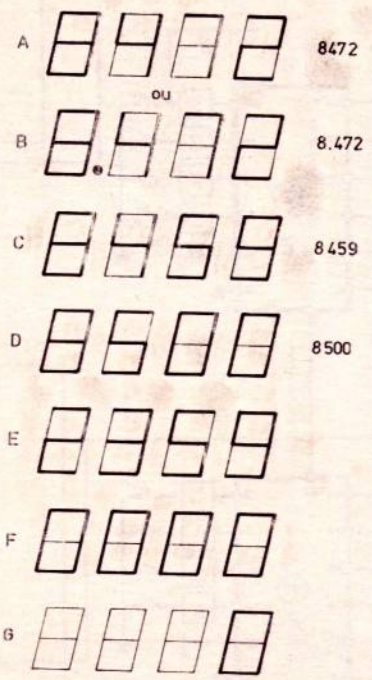
ce qu'on appelle minuit en bon français ! En fait on n'aura pas 00 00 comme on le verra au chapitre « Affichage » car lire des zéros non significatifs ne sert à rien.

On lira donc : **G** (voir le tableau page suivante), mais n'anticipons pas.

Les 4 Compteurs-Décompteurs sont des circuits intégrés du type SN 74192 — (8), (9), (10) et (11). Ces CI sont normalement décimaux, ils ont 16 pattes et possèdent 2 entrées : borne n° 4 pour le décomptage, borne n° 5 pour le comptage. Ils ont également 2 bornes de Retenue et Report (12 et 13), une entrée de RAZ

(14), 4 sorties A, B, C, D en binaire destinées à l'affichage après décodage, et surtout, 4 entrées de « Données » en binaire également qui permettent, avec l'aide de la borne de Charge (11), de prépositionner les compteurs-décompteurs à une valeur déterminée. Cette valeur sera affichée par 4 roues codeuses.

TABLEAU



Si on affiche un nombre de 0 à 9 en binaire sur les entrées Données d'un des C. D, par exemple 7, cela correspondra à :

Borne	Lettre	Chiffre	Niveau
3	A	1	1
2	B	2	1
6	C	4	1
7	D	8	0

En portant momentanément la borne « Charge » (11) au niveau zéro, on retrouvera les mêmes états sur les sorties A, B, C, D.

Les 4 C.D. sont connectés à la suite l'un de l'autre, le premier recevant les impulsions d'horloge sur l'entrée choisie (comptage ou décomptage). Arrivé à 9 il passe à 0 et fait passer le suivant à 1 puis il recommence à compter jusqu'à 9, et ainsi de suite pour les suivants. Si on est en décomptage c'est l'inverse qui se produit en partant du nombre préaffiché. Si on part de 0 le nombre suivant sera 9999. Si on part par exemple de 60 le décomptage se fera (59, 58, 57, etc.) jusqu'à 0.

Un autre gros intérêt de ces C.D. est qu'en position Comptage ils peuvent partir d'un nombre préaffiché. Si on part de 435 par exemple on comptera 436, 437, 438, etc. Et si on part de 21 35 (21 heures 35 minutes) et que l'on compte en minutes, notre horloge sera à l'heure et démarrera son comptage dès que l'information aura été donnée par le bouton de Charge (marqué « IN » sur l'appareil). On voit que la remise à l'heure est très rapide et très **précise.**

C'est très simple mais ça se complique si on veut faire compter ces petites choses non plus par 100 mais par 60 ou 24 : ils n'ont pas été « étudiés pour »...

Heureusement la logique peut tout ! Pour compter par 60 il suffit de détecter le moment où le 2e compteur passe de 59 à 60 pour lui envoyer une impulsion de RAZ sur sa borne 14.

C'est ce que font les Nands du CI SN 7400 — (8), qui, et en plus et comme pour l'Horloge, assurent la RAZ générale, ceci par l'intermédiaire du commutateur 60-100 I 7/1 et I 7/2. Ces mêmes nands assurent le même travail mais pour 100 ou 24 pour les deux derniers compteurs. Une petite astuce a été nécessaire dans la liaison entre le 2e et le 3e compteur. Alors que sur les autres le 12 est relié au 5 du suivant, en position « par 60 » le 5 du 3e compteur est relié au 14 (RAZ) du 2e par l'intermédiaire de l'inverseur I 7/2. Sans cet article le 3e attendrait toujours l'impulsion que devrait envoyer le 2e en arrivant à 10. Mais s'arrêtant à 6, cette impulsion ne viendrait jamais. Elle est donc envoyée par la RAZ des deux premiers compteurs.

L'entrée des données se fait à l'aide de roues codeuses. Quoiqu'un peu coûteuses il n'y a rien de mieux.

Ces roues sont constituées de la façon suivante :

L'affichage d'un nombre quelconque en langage décimal met en service divers contacts placés en général sur un circuit imprimé sur lequel frottent plusieurs balais. Le dessin du circuit est étudié pour ressortir des informations en binaire. Par exemple quand on affiche 3, c'est sur la sortie A **ET** sur la sortie B qu'on **n'a pas** de contact. Divers fabricants mettent sur le marché de nombreux modèles de roues codeuses : Jeanrenaud, Tékelec, etc. Les roues utilisées par l'auteur sont de marque inconnue, ayant été récupérées sur une vieille alimentation. Le schéma d'utilisation est donc le suivant : **(figure 6).**

Le circuit intégré SN 74192 prend l'information quand son entrée est positive, c'est-à-dire quand il n'y a pas contact sur la roue codeuse. Pour entrer le nombre 2 par exemple les contacts A, C, D seront fermés (état zéro) seul le contact B sera ouvert (état 1). Pour le nombre 5 les contacts B et D seront à l'état zéro et les contacts A et C seront à l'état 1. Les résistances de 10000 Ω, destinées à porter l'entrée correspondante au niveau 1 ne sont pas obligatoires : en leur absence le fonctionnement est identique. Mais elles sont conseillées par le fabricant.

Il est de plus rappelé que l'information n'est prise en compte qu'après une brève impulsion Niveau zéro sur la borne 11 du CI.

On voit sur le schéma général deux diodes dans le circuit du bouton poussoir de charge. Elles sont destinées à ne permettre l'allumage du TRIAC qu'en relachant ce bouton. Nous y reviendrons au chapitre « Commande utilisation extérieure ».

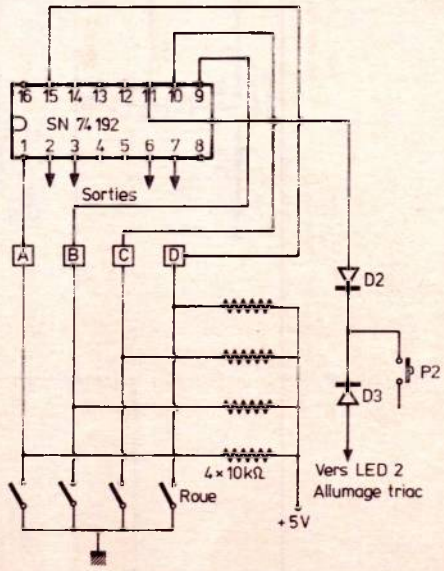


Figure 6

Mais revenons à nos roues codeuses. Le montage de la **figure 6** est donc répété pour chaque compteur. Chaque roue remplace 4 interrupteurs. Si on voulait utiliser des interrupteurs à la place des roues il en faudrait 4 × 4 = 16. Et l'affichage des données devrait se faire en binaire : ce qui n'est pas un problème pour le technicien devient un casse-tête pour la ménagère qui va faire cuire son rôti !

Nos 4 C.D. fonctionnent maintenant selon nos désirs : Comptage, Décomptage, par 100, 60 ou par 24.

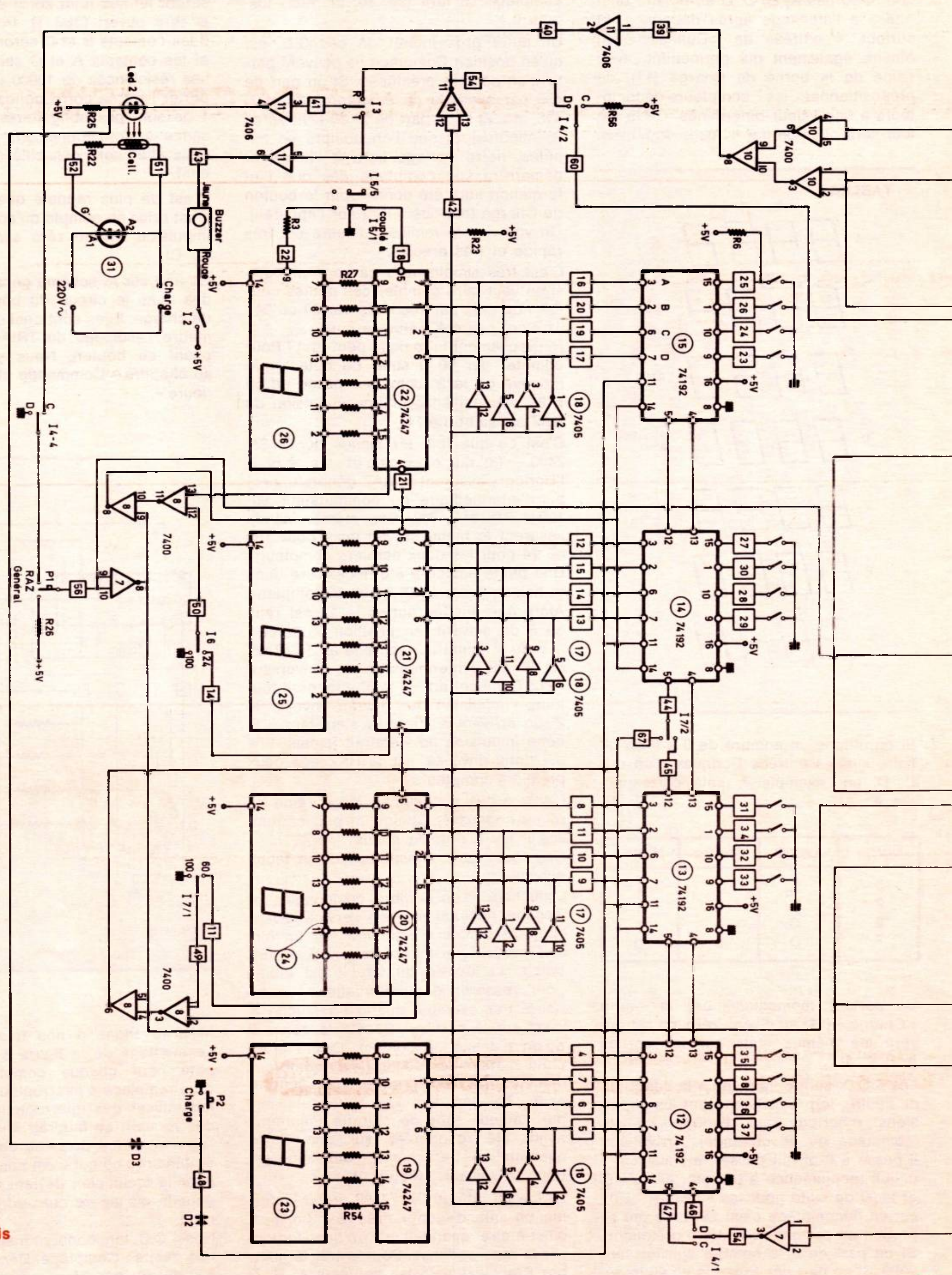
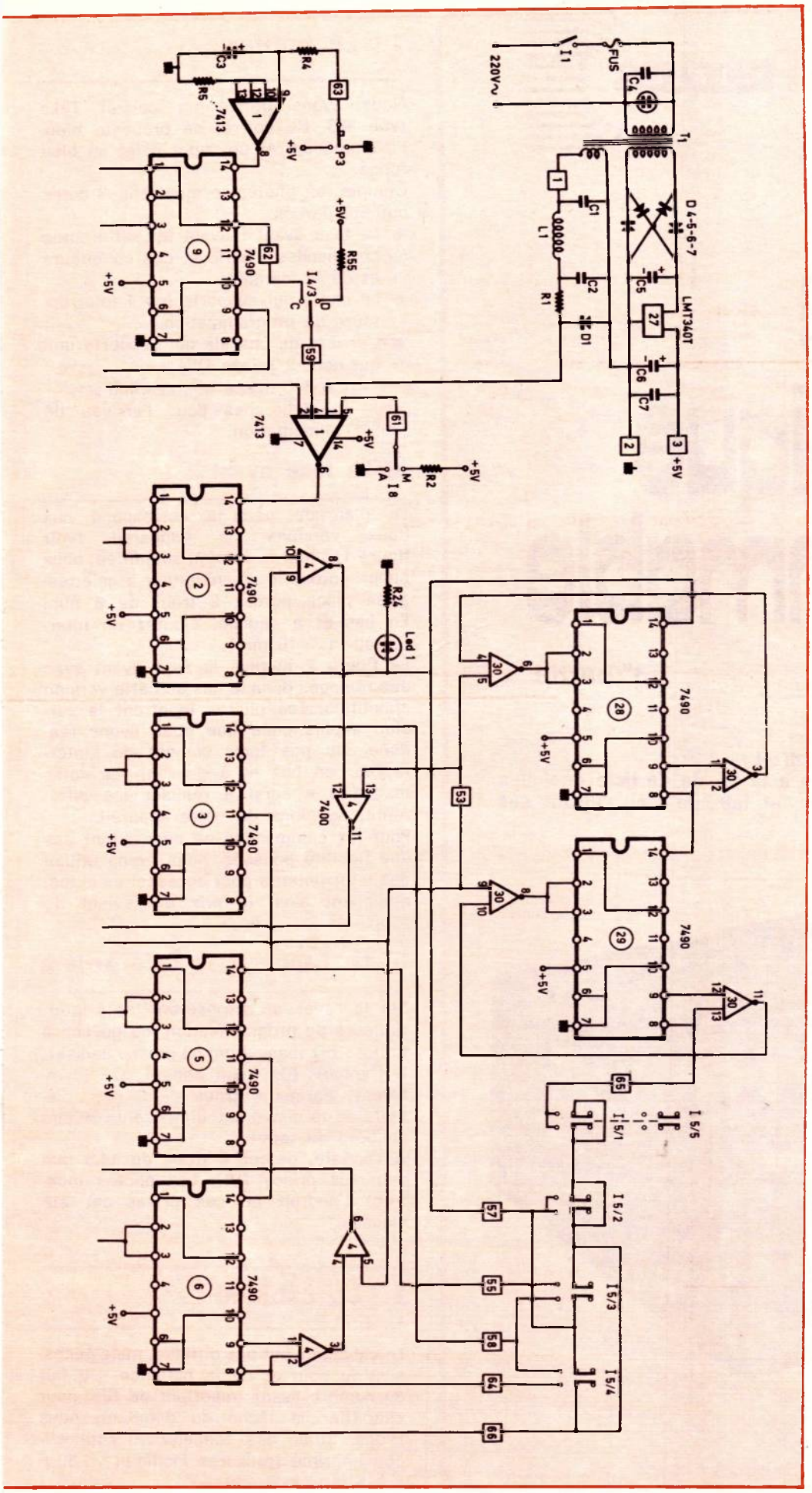

7406
7400
74192
7405
74247
Buzzer
Jaune
Rouge
Led 2
Cell.
220V~
Charge
RAZ Général
couplé à I 5/1
+5V

Figure 6 bis



En position Décomptage c'est l'arrivée à zéro qui indique la fin de la temporisation, et qui déclenchera la sonnerie si on le désire, ou le Triac et sa Charge extérieure.

La **figure 6 bis** donne le schéma complet de la réalisation.

(à suivre)

C. FOULADOUX

Nous donnerons le mois prochain, la fin de cette réalisation. C'est-à-dire :

- La description du détecteur de zéro,
- Celle de l'avertisseur sonore,
- L'alimentation, ainsi que les circuits imprimés, l'implantation des différents modules et la nomenclature des composants.

ERRATA

Dans le numéro 362 de janvier 1978, page 77, il n'est pas précisé l'adresse des revendeurs des résistances VITROHM. Celles-ci sont en principe disponibles chez les distributeurs de Siemens.

Page 58 : horloge à maxi-afficheurs, les diodes D1 à D3 peuvent être des 1 N 4001 à 4004 ou 1 N 914 ou équivalents, les D 4 à D 6 des 1 N 41 - 48.

Amis lecteurs,

N'hésitez pas à nous écrire.
Nous vous répondrons, soit dans les colonnes de la revue, soit directement à la condition de joindre à votre demande une enveloppe timbrée.
Compte tenu de l'abondance du courrier, nous vous demandons d'être patients : un délai de trois semaines est une moyenne habituelle.
Nous tenons cependant à vous préciser que nous ne répondons qu'aux lettres nous demandant des renseignements complémentaires aux réalisations publiées dans la revue.
Nous ne possédons pas de schémathèque d'appareils de commerce (en particulier, Hi-Fi, émission-réception) : tout au plus, pouvons-nous vous communiquer les adresses des constructeurs.
D'autre part, il est exclu dans le cadre du courrier d'établir des études techniques particulières qui demanderaient en effet une structure inhabituelle à une revue.
Nous comptons sur votre compréhension... et votre fidélité.

Montages Pratiques

Batterie électronique programmable

3e partie

Nous allons terminer notre montage par :
— la réalisation pratique : mise en coffret ;
— la programmation : nous donnerons à la fin de l'article quelques programmes ; chacun pourra également faire le sien suivant ses besoins.

1. Le boîtier

Nous avons utilisé un coffret Teko type 383. Ce coffret se présente bien, en aluminium et un capot peint en bleu foncé.
Comme les photos le montrent, 3 côtés ont été percés.

- La face avant : avant les différentes commandes d'horloge, des compteurs et de la mémoire.
- Le capot qui supporte les 4 interrupteurs de programmation.
- L'arrière du châssis qui supporte uniquement 2 prises DIN :
  — 1 à 5 broches pour l'ampli ;
  — 1 à 5 broches pour l'arrivée de l'alimentation.

a) La face avant

Le plan de perçage correspond aux deux versions de l'appareil (voir **figure 1**). Pour la version simplifiée, nous supprimerons le commutateur à galettes, à sa place percez 2 trous de 6 mm. En bas et à gauche, ajoutez un interrupteur (∅ 10 mm).
La **figure 2** montre la face avant avec ses réglages dans le cas de cette version simplifiée. Les photos montrent la version sophistiquée que nous avons réalisée. Ne pas tenir compte de l'interrupteur en bas et à gauche, car notre maquette a servi à réaliser les différentes versions de notre appareil.
Pour les commandes ne nécessitant pas une fiabilité poussée, nous avons utilisé des interrupteurs pour accessoires autos, diminuant ainsi le prix de revient de l'appareil.

b) Le capot et la face arrière

Sur le capot, se disposeront les 4 interrupteurs de programmation, de gauche à droite : BD (bass-drum ou grosse caisse), B (bongo), BH (haut bongo), Cy (cymbales). Percez 4 trous de 6 mm, distants de 15 mm, à une distance de 50 mm du bord du capot.
A l'arrière, percez 2 trous de 14,5 mm pour les prises DIN. Les photos montrent l'endroit où ces prises ont été placées.

2. Le câblage

Le câblage n'est pas difficile, mais nécessite du soin et de la patience. Du fait du nombre assez important de fils, pour simplifier la tâche du débutant, nous avons utilisé des connecteurs pour circuit imprimé (prix très modique : 1,50 F à 2 F).

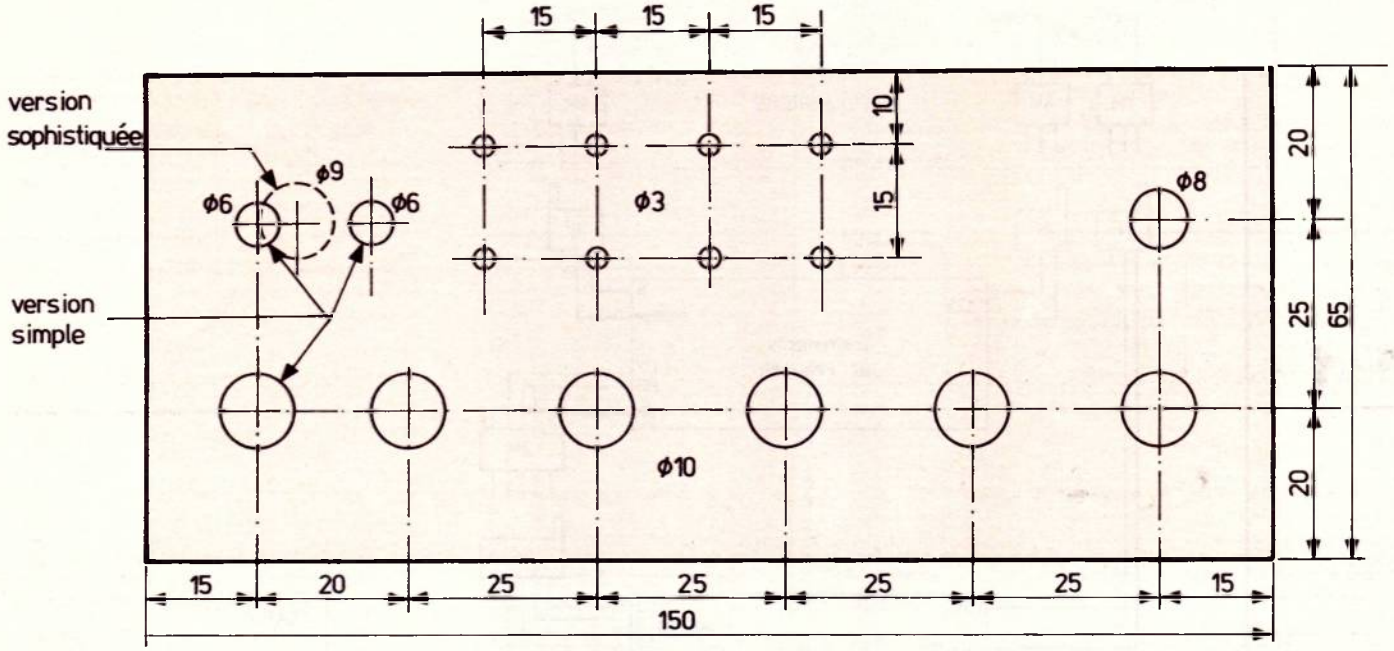


Figure 1

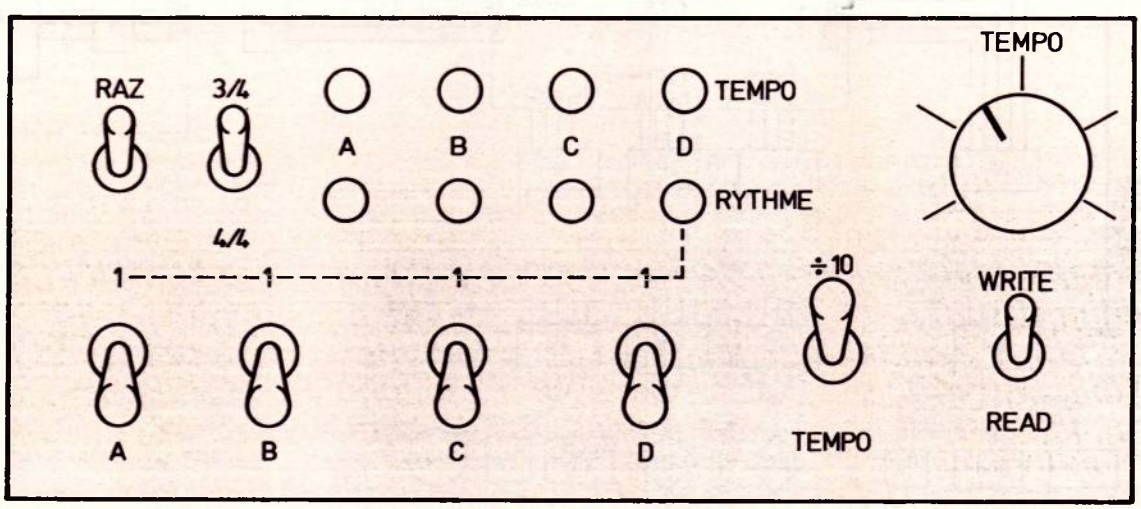


Figure 2

Ces connecteurs aèrent grandement le câblage en permettant de prendre chaque circuit séparément et de souder les connecteurs.

Ces connecteurs sont en vente chez plusieurs commerçants.
D'après les photos, on peut voir qu'ils sont constitués d'une partie femelle en plastique et d'une partie mâle destinée à l'insertion sur un circuit imprimé, ce que nous n'avons pas fait, laissant tous les connecteurs en l'air.

Chaque connecteur sera numéroté au feutre sur la partie femelle, de 1 à 9. Nous avons utilisé des 3 et 5 broches.

Les broches sont numérotées de 1 à 3 ou 1 à 5 à partir du détrompeur en plastique (voir photos). Certaines broches possèdent une numérotation particulière, tel le connecteur 3. Donc prière de se reporter aux **figures 10, 13, 14** du premier article.
Nous donnons uniquement le câblage de la version sophistiquée, les autres versions en dérivent d'une manière beaucoup plus simple.
Le schéma de la **figure 3** donne le câblage général donnant la numérotation des connecteurs et comment les placer (partie mâle ou femelle, M ou F).
Etudions dans l'ordre le câblage des connecteurs.

a) Les circuits imprimés

Le câblage ne pose pas de difficultés. Des circuits ne portent que des connecteurs femelles.

Prendre des longueurs égales de fils de 10 cm environ pour tous les connecteurs, sauf pour le connecteur 1 qui sera plus long du fait qu'il faut soulever le capot sans tirer sur les fils à l'intérieur. Sur ce même connecteur (n° 1), amener un fil du + 5 V et de là, souder les 4 résistances R5.

Pour tous les connecteurs de 1 à 9, il faut s'aider du premier article déjà paru.

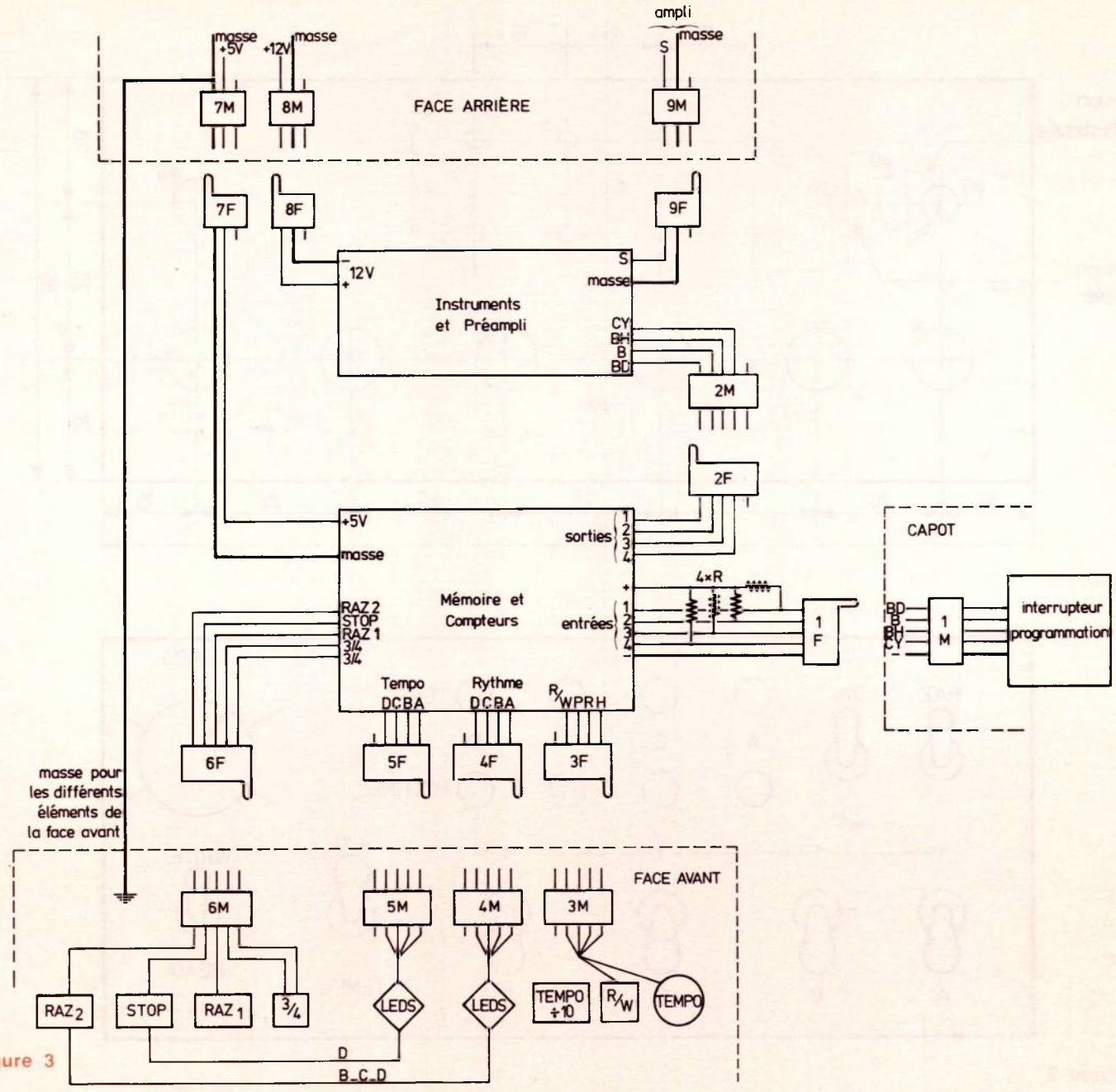


Figure 3

b) La face arrière

Au niveau de la prise BF pour l'ampli, soudez directement le connecteur 9 M. Faites de même pour le connecteur 8 M. Par contre, le connecteur 7 M aura une longueur de 15 cm.
N'oubliez pas le fil de masse destiné aux composants de la face avant (Leds, RAZ_1, etc.).

c) Le capot

Un des pôles de chaque interrupteur sera relié à la masse (borne 5 du connecteur 1 M), tandis que l'autre pôle ira aux différentes entrées.

d) La face avant

Ce sera elle qui demandera le plus de soin.
Dans l'ordre de câblage :
— d'abord le connecteur 6 M, car c'est celui qui est le plus au fond du coffret ;
— puis le connecteur 3 M ;
— enfin les connecteurs 4 M et 5 M respectivement.
Sur la **figure 4,** les connecteurs 4 M et 5 M ne sont pas représentés.
Les lecteurs remarqueront que les broches n° 1 des connecteurs mâles sont repérés par une marque au feutre. De plus, nous avons disposé les interrupteurs de manière à ce qu'ils gênent le moins possible la lecture des Leds.

En effet, la plupart des fonctions se font en levant les clés des interrupteurs, ce qui fait qu'en lecture normale tous les leviers sont abaissés.

Nomenclature

4 interrupteurs auto monopolaires
4 interrupteurs miniatures monopolaires
1 interrupteur miniature bipolaire
2 prises DIN
Fil de câblage souple, coffret Teko
1 commutateur 1 circuit 6 positions
8 Leds avec clips
6 paires de connecteurs 5 broches
3 paires de connecteurs 3 broches

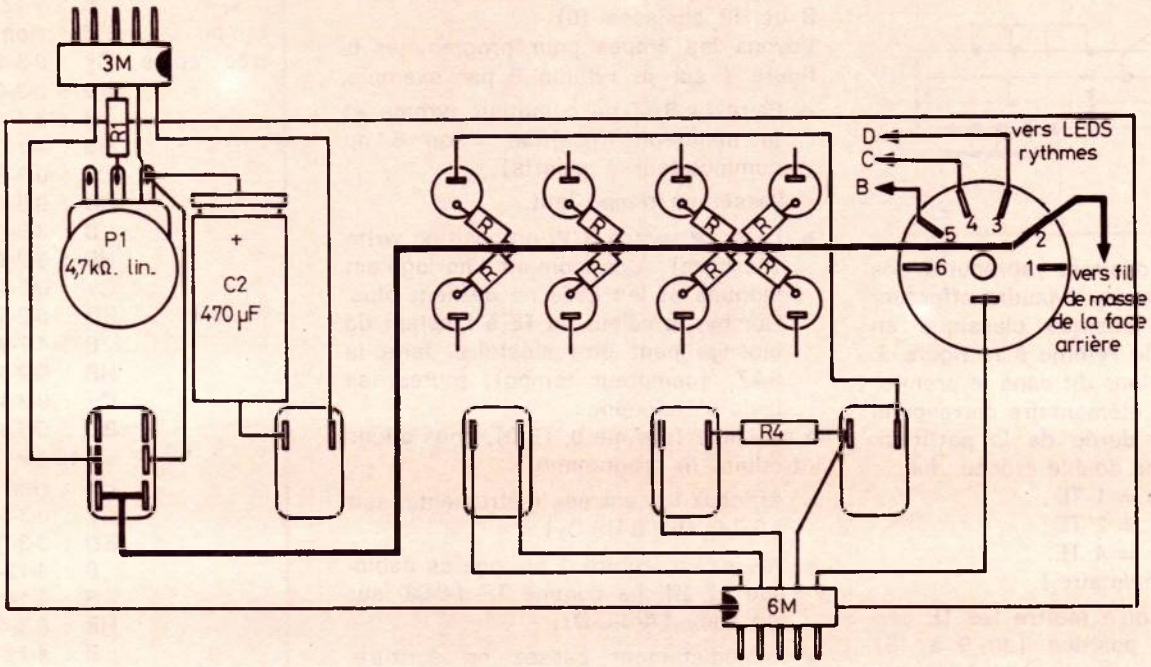
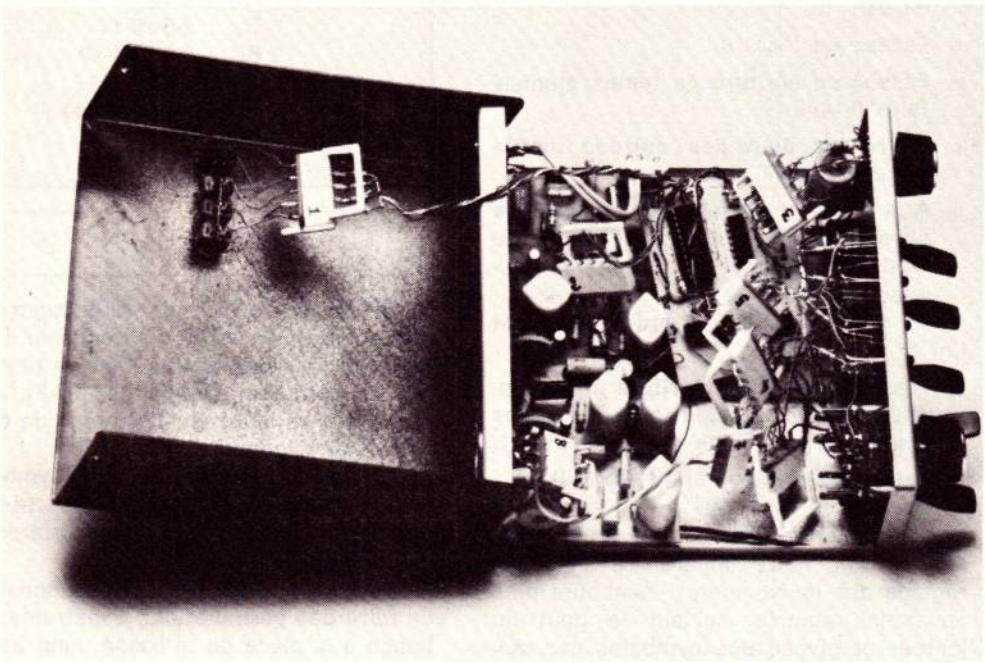


Figure 4



Vue du câblage de la batterie. On peut remarquer les connecteurs pour circuits imprimés qui permettent de raccorder facilement chaque circuit.

3. Utilisation et programmation

Après avoir disposé les circuits imprimés dans le coffret et relié tous les connecteurs, l'appareil est prêt à fonctionner.
Connectez-le avec l'alimentation et l'amplificateur, puis mettez sous tension. Si un sifflement apparaît, c'est que l'un des instruments oscille, aussi il faut mettre toutes les résistances ajustables au maximum de leur valeur (curseur éloigné de la masse).

Dans un premier temps, nous vérifions le défilement des Leds (plus ou moins rapide par le commutateur tempo : 10) correspondant à un comptage binaire.
Dans un second temps, nous vérifions les fonctions accessoires : RAZ_1, RAZ_2, 3/4 et éventuellement le stop.
Dans un troisième temps, cela sera l'écriture d'un programme en mémoire.
Auparavant, voyons comment écrire un programme.

a) Le programme

Pour le lecteur désirant écrire ses propres rythmes, il n'y aura pas de problèmes. Il suffira de numéroter les impulsions pour les instruments (voir premier article, **figures 2 et 3,** « Radio-Plans », n° 361).
Pour ce rythme écrit en 8 temps élémentaires, il suffit de mettre 0 à tous les temps impairs pour le passer en 16 temps.
Ainsi nous aurons un programme comme suit en indiquant pour chaque instrument quand nous voulons avoir une impulsion (1 sur les interrupteurs de programmation).

BD : 0-4-8-12
B : 1-12-14
Cy : 0-2-4-6-8-10-12-14

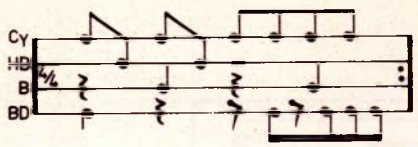


Figure 5

Pour le lecteur désirant reproduire des partitions de batterie, il faudra effectuer une conversion musique classique en impulsions, soit le rythme à la **figure 5.** Comme nous l'avions dit dans le premier article, un temps élémentaire correspond à la plus petite durée de la partition. Ici nous avons une double croche, donc :
— double croche = 1 TE ;
— croche = 2 TE ;
— noire = 4 TE.
(TE : temps élémentaire.)

Il ne reste plus qu'à mettre les TE correspondant à la position (de 0 à 15) et nous pouvons savoir quand donner une impulsion à nos instruments.

La **figure 6** donne le résultat obtenu.

BD : 0-10-13-14-15
B : 4-12
HB : 2-6
Cy : 0-4-8-10-12-14

Figure 6

b) La programmation

Le programme, tel que nous l'écrivons, n'indique que les impulsions destinées aux instruments, c'est-à-dire par rapport aux interrupteurs de programmation un « 1 ».
Pour débuter dans la programmation, il est conseillé d'écrire entièrement le programme pour chaque TE **(figure 7).**

TE	BD	B	HB	Cy
0	1	0	0	1
1	0	0	0	0
2	0	0	1	0
3	0	0	0	0
4	0	1	0	1
5	0	0	0	0
6	0	0	1	0
7	0	0	0	0
8	0	0	0	1
9	0	0	0	0
10	1	0	0	1
11	0	0	0	0
12	0	1	0	1
13	1	0	0	0
14	1	0	0	1
15	1	0	0	0

Figure 7

Ainsi, pour le temps 0, nous aurons les interrupteurs BD et Cy levés (1), et B et HB abaissés (0).
Voyons les étapes pour programmer la **figure 7** sur le rythme 0 par exemple.

- Faire la RAZ du compteur rythme et la maintenir (position 1 ou 6 du commutateur à galette).
- Passer en tempo lent.
- Lever le switch R/W en position write (écriture). A ce moment, l'horloge est bloquée et les Leds ne défilent plus. Comme la valeur du TE à l'instant du blocage peut être aléatoire, faire la RAZ_1 (compteur tempo), toutes les Leds s'éteignent.

A ce stade (rythme 0, TE 0), nous allons introduire le programme.

- Affichez les entrées instruments, soit 1-0-0-1 (BD-B-HB-Cy).
- Passez en lecture. L'horloge se débloque et affiche comme TE 1-0-0-0 sur les Leds (A-B-C-D).
- Immédiatement passez en écriture. L'horloge se bloque donc sur la position 1-0-0-0.
- Affichez les entrées instruments, soit 0-0-0-0.
- Passez en lecture.
- Passez en écriture au temps élémentaire 0-1-0-0.
- Ecrire les nouvelles entrées instruments : 0-0-1-0, etc.
- A la fin du programme, on se retrouve avec l'horloge bloquée sur un TE de 1-1-1-1 et les entrées instruments indiquent 1-0-0-0.

A ce dernier stade, le programme est fini.

- Passez en position écriture et ne touchez plus cette commande (du moins jusqu'à la prochaine programmation).
- Passez en tempo rapide (× 10) et... écoutez le résultat !

A ce moment intervient la seule mise au point de notre appareil, à savoir le réglage des instruments : tambours plus ou moins amortis suivant le goût du lecteur et niveau des cymbales par rapport à l'ensemble des percussions. En réglant les instruments proche de la résonance, nous obtenons un effet non négligeable, en particulier pour le haut bongo devenant une cloche très réaliste.

c) Quelques programmes

Nous les avons écrits sous la forme identique à la **figure 6** permettant ainsi une lecture compacte. Si le lecteur les désire sous forme musicale, nous lui laissons le soin de le faire, cela étant un très bon entraînement à la programmation. Tous ces rythmes **(figure 8)** sont écrits en 4/4.

4/4 tempo très rapide	BD	0-3-7-11-15
	B	4-12
	HB	rien
	Cy	0-3-4-7-8-11-12-15
	BD	0-3-4-7-8-11-12-15
	B	3-4-11-12
	HB	4-7-12-15
	Cy	0-3-8-11
	BD	0-9-10-15
	B	3-6-7-12
	HB	0-2-3-8-10-11
	Cy	0-2-4-6-8-10-12-13-14
	BD	0-2-8-10-11
	B	4-7-9-12
	HB	0-2-3
	Cy	0-2-4-6-8-10-12-14
	BD	0-3-8-11 4-12-15
	HB	rien
	Cy	0-3-4-7-8-11-12-15
	BD	0-3-7-11
	B	4-12-15
	B	4-1-2
	HB	0-3-4-7-8-11-12-15
	B	4-12
	Cy	rien
	BD	0-3-5-8-10-13 4-12
	HB	2-10
	Cy	2-6-10-14
	BD	0-6-8-11-13
	B	4-12
	HB	0-2-3-8-10-11
	Cy	2-6-10-14

Figure 8

4. Conclusion

- Si l'on désire le tempo (à la façon d'un métronome), il suffit d'enregistrer l'instrument désiré au temps 0 et de bloquer à 0 le compteur tempo par RAZ_1, cela permettra de jouer sur un tempo de cymbales par exemple.
- Le lecteur désirant des cymbales plus longues pourra modifier cette longueur en changeant C_{20} par différentes valeurs de 16 nF à 47 nF.
- Pour un rythme donné, il est conseillé de faire des permutations d'instruments : bongo à la place de la basse, haut bongo pour le bongo, etc., ceci afin de savoir quels sont les instruments les plus adaptés au rythme. En effet, pour les rythmes afro-cubains et brésiliens, nous remplaçons souvent les cymbales par le haut bongo.
- Si l'on désire un son « spécial » de notre batterie, branchez-la sur l'entrée RIAA de votre ampli. Notre batterie, avec ses 100 mV de sortie, sature cette entrée pour cellule magnétique et il en sort un son très intéressant, car la grosse caisse simule une guitare électrique. Cette sonorité est idéale pour jouer avec un synthétiseur. ●

G. GARIN.

E$F

Editions Techniques et Scientifiques Françaises

LES JEUX DE LUMIÈRE

ET EFFETS SONORES POUR GUITARES ELECTRIQUES

B. FIGHIERA

Au cours de cette troisième édition totalement refondue et augmentée, l'auteur a été conduit à réserver une large place à la description pratique des principaux jeux de lumière.
Les effets sonores n'ont pas pour autant été rejetés, puisque la deuxième partie est réservée aux montages vibrato, trémolo, boîtes de distorsion, etc.
Toutes les descriptions sont traitées dans un esprit pratique, des plans de câblages, des photographies, des listes de composants guideront les amateurs même débutants.

CE QU'IL FAUT SAVOIR :
Musique, physique et électronique - Les composants électroniques - Les composants actifs - La pratique de la construction - Le circuit imprimé.

LES JEUX DE LUMIÈRE :
Modulateur de lumière 1 voie - Modulateur de lumière 2 voies - Modulateur de lumière 3 voies - Modulateur de lumière 3 voies (avec ampli) - Modulateur de lumière 4 voies (avec négatif) - Gradateur - Stroboscope de spectacle - Clignoteur 2 voies - Chenillard 3 voies - Stroboscope musical déclenché par le son.

LES EFFETS SONORES :
Un dispositif vibrato - Un dispositif vibrato à cellule photoélectrique - Un dispositif vibrato à trois transistors - Un trémolo stéréo - Un générateur de distorsion - Une chambre de distorsion à trois transistors - Un amplificateur de super-aigues - Une pédale Waa-Waa - Un ensemble de réverbération - Un mini-equalizer.
Un ouvrage de 132 pages, format 15 x 21, sous couverture 4 couleurs pelliculée - Prix : 30 F.

LE HARDSOFT

OU LA PRATIQUE DES MICROPROCESSEURS

M. OUAKNINE et R. POUSSIN

HARDSOFT, le pratique des microprocesseurs, est un ouvrage d'initiation et de formation particulièrement destiné aux électroniciens et informaticiens non spécialistes.
Après une introduction qui explique les principes généraux, ce livre décrit le fonctionnement et le jeu d'instruction d'un système construit autour du microprocesseur 8080 A.
Le chapitre suivant relatif aux techniques de programmation contient de nombreux exemples.
Enfin les auteurs présentent trois applications réelles avec leurs schémas et programmes : le lecteur pourra ainsi réaliser lui-même son système d'initiation comportant un panneau de commande qui facilite la mise au point et l'exécution des programmes.
Les autres exemples décrivent un compte tour digital intelligent (qui indique par exemple quand changer les vitesses) et un système industriel (installation de régulation) avec sa console de dialogue.
Les professionnels y trouveront avec profit des programmes à usage général et des schémas d'applications ainsi que des « astuces » utiles.
Un ouvrage broché de 200 pages, format 15 x 21, 75 schémas, sous couverture quadri pelliculée. Prix : 56 F.

LA TÉLÉVISION SIMPLIFIÉE

NOIR ET BLANC ET COULEUR

(16 leçons du professeur CYCLOTRON)
F. JUSTER

A la suite du succès remporté auprès des lecteurs de tous âges par le « Cours rapide de radio électronique simplifiée », l'auteur a rédigé un nouvel ouvrage : « La télévision simplifiée », dans lequel le professeur CYCLOTRON enseigne à ses deux élèves, PAUL et CLAUDIA, tout ce qu'il faut savoir sur la télévision noir et blanc, et couleur.
En 16 leçons, le lecteur pourra assimiler cet ouvrage, et cela, aussi bien en un mois qu'en plusieurs, selon le temps dont il dispose.

Extrait du sommaire :
Principe de l'émetteur - Tubes cathodiques - Antennes - F.I. - Vidéo fréquence - Synchronisation - Bases de temps - Système SECAM de TV couleur.
Un ouvrage de 224 pages, format 15 x 21, couverture couleur - Prix : 42 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F)

Vente au Canada : MAISON DE L'EDUCATION, 10485 Bld St-Laurent Montréal 357° QUEBEC
En Belgique : SERVEDI, rue Otlet, 44 1070 BRUXELLES
En Suisse : J. MUHLETHALER, 5, rue du Simplon, 1211 GENEVE 6

Amplificateur 30 W à transistors Darlington

Parmi les nouveaux composants fabriqués par les grands spécialistes des semi-conducteurs, citons les transistors Darlington du type BDX33 et BDX34 de la RCA qui permettent la construction de nombreux appareils dont un amplificateur de puissance de 32 W efficaces à symétrie complémentaires qui sera décrit ci-après.

L'analyse est effectuée d'après la note d'application AN 6423 de la RCA, dont nous reproduisons l'essentiel pour la documentation de nos lecteurs et non comme une réalisation. Certains composants peuvent ne pas être encore disponibles.

Des appareils de grande puissance comme celui-ci sont du domaine des techniciens possédant une grande expérience en la matière et les appareils de mesure nécessaires pour la vérification avant montage des composants et de l'appareil en cours de montage.

A la **figure 1,** on donne le schéma simplifié de cet amplificateur sous forme de diagramme fonctionnel.

TABLEAU I

Puissance	Charge 8 Ω	Charge 4 Ω
A 1 000 Hz D = 1 %	31 W	34 W
A 1 000 Hz D < 0,1 %	29 W	31 W

Distorsion harmonique totale

en fonction de la puissance, à 40 Hz
à 1 000 Hz .... **figures 2 et 3**
à 15 000 Hz

Réponse en fréquence

P = 30 W	$R_L = 8\ \Omega$	$R_L = 4\ \Omega$
à 1 dB	45 Hz à 120 kHz	55 Hz à 1 MHz
à 3 dB	18 Hz à 170 kHz	29 Hz à 140 kHz
Sensibilité à 30 W	350 mV	230 mV

Stabilité électrique

Signal rectangulaire	à 20 kHz	voir **figure 4**
»	à 1 kHz	voir **figure 5**
»	à 100 Hz	voir **figure 6**

Ce qui caractérise l'appareil est l'emploi des transistors finals, l'un NPN et l'autre PNP, présentés en boîtiers JEDEC TO 220 AB, qui est une version du VERSAWATT dont le montage avec **dissipateur de chaleur** est facilité. La puissance fournie au haut-parleur par l'étage de sortie à symétrie complémentaire est de 32 W efficaces.

En plus des deux Darlington finals, l'appareil utilise cinq transistors en boîtier TO 92 et deux diodes. L'alimentation unique est de 50 V si la charge est de 8 Ω et de 40 V si la charge est de 4 Ω.

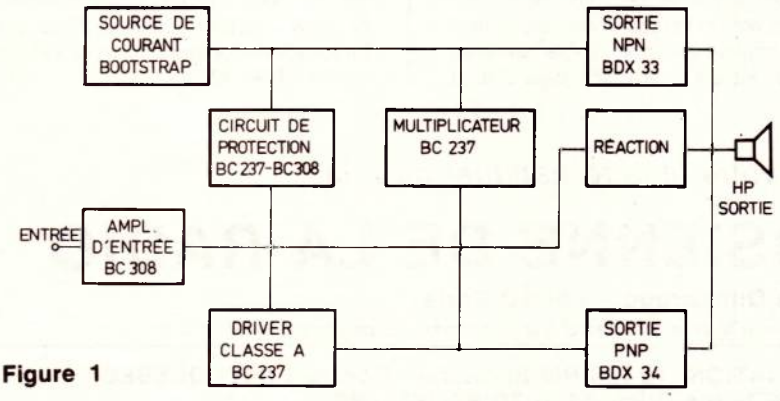


Figure 1

Les performances de cet amplificateur aux fréquences élevées sont excellentes et peuvent satisfaire les utilisateurs les plus difficiles. Voici, au tableau I, ci-après, les caractéristiques générales de l'amplificateur. Il s'agit de caractéristiques nominales.

Les mesures ont été effectuées avec une alimentation connectée à un secteur de 220 V et à une température ambiante de 25 °C.

Au sujet des courbes des **figures 2 et 3,** on remarquera qu'avec $R_L = 8\ \Omega$, la distorsion est moindre vers le milieu de la gamme BF qu'aux extrémités, c'est-à-dire à 40 Hz pour les basses et à 15 000 Hz pour les aiguës, mais dans tous les cas, la distorsion D ne dépasse pas 0,2 %, tant que la puissance P ne dépasse pas 30 W environ. Vers 36 W, D est encore inférieure à 1 %.

Des remarques analogues sont valables lorsque $R_L = 4\ \Omega$ en examinant les courbes de la **figure 3.**

Des essais en signaux rectangulaires ont été effectués sur des amplificateurs, réalisés dans les laboratoires du fabricant de semi-conducteurs, la RCA. Les résultats sont donnés sous forme d'oscillogrammes, aux **figures 4, 5 et 6.**

Dans les trois figures les échelles verticales représentent 2 V par division. On a choisi trois fréquences, 20 kHz **(figure 4),** 1 kHz **(figure 5)** et 100 Hz **(figure 6).**

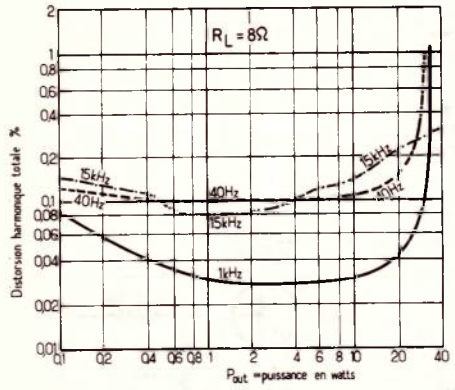


Figure 2

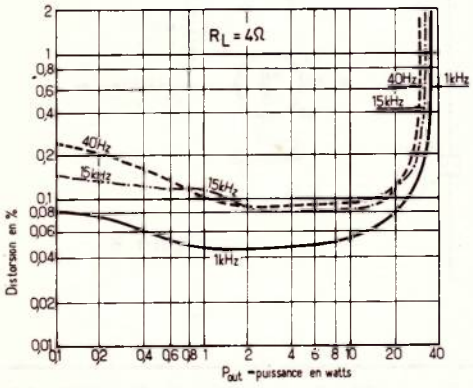


Figure 3

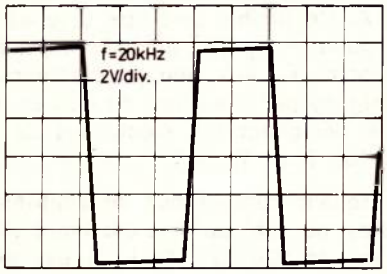


Figure 4

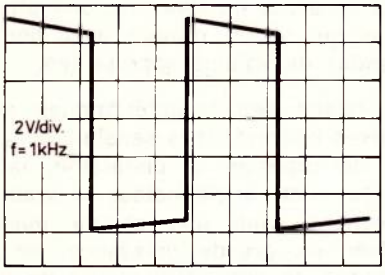


Figure 5

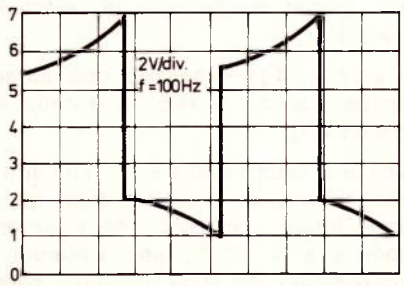


Figure 6

On remarquera, à 1 kHz, une légère chute des paliers et à 100 Hz, une déformation due à des chutes importantes de paliers comme celles des circuits différentiateurs RC de liaison entre étages.
Les courbes indiquent aussi, par leurs tracés, que la stabilité est excellente.

Le schéma de l'amplificateur et son fonctionnement

Il est donné à la **figure 7** avec toutes les valeurs des éléments. Les deux Darlington, Q_3 et Q_4 sont, évidemment, montés dans leurs boîtiers avec les deux résistances et la diode.
On remarquera que le type BDX 33 B est composé de deux transistors NPN et le type BDX 34 B, complémentaire du premier, est composé de deux PNP.
Chaque Darlington se branche par ses trois fils, l'un donnant accès à la base du transistor d'entrée, un autre donnant accès à l'émetteur du deuxième transistor qui est le transistor de sortie, et un troisième fil permettant de connecter les deux collecteurs réunis.
Les deux transistors finals Q_3 et Q_4 fonctionnent en classe AB. On a fixé un courant de repos de 30 mA qui place le point de fonctionnement au « genou » de la caractéristique Y_{fe} des deux Darlington.
Cette polarisation est donnée par le transistor BC 237 désigné par Q_6 sur le schéma. Un réglage peut être effectué par ajustement de R_8, qui permet de modifier la polarisation de la base du transistor Q_5 du même type.
Etant donné que le transistor de polarisation, Q_6 est monté sur le même dissipateur de chaleur que les deux transistors de puissance, une excellente stabilisation du courant de repos est obtenue lorsque la température augmente.
Il est important de savoir qu'en raison des bons résultats obtenus avec les BDX 33 et BDX 34 aux fréquences élevées (voir le tableau I), le fonctionnement de cet amplificateur est au maximum de rendement à ces fréquences dans le mode de classe B, ce qui a pour effet une faible dissipation et une faible élévation de température.
Le courant de repos de l'étage driver qui doit être au moins égal au maximum du courant de crête de la base du Darlington NPN, est réglé par R_{10} et R_{11}.
Dans le montage de l'amplificateur, le courant du driver est égal à la différence entre la tension d'alimentation et celle de la tension « centrale », divisée par la somme $R_{10} + R_{11}$. Ce courant est de 5 mA approximativement.
Pour un bon fonctionnement de cet amplificateur, il faut que le courant I_1 passant par R_{10} reste essentiellement constant pendant toute excursion de la tension alternative de sortie.
Pour satisfaire à cette condition, on a disposé une capacité C_6 de 50 µF entre les résistances de polarisation R_{10} et R_{11} (point B) et le point A de la ligne médiane aboutissant à R_5.
Comme la tension aux bornes de C_6 ne doit pas varier pendant l'excursion de la tension de sortie, la tension au point B est la même qu'au point A.
De même, la variation de tension du point C (commun de R_{10} et R_9) doit être essentiellement la même que celle du point A, avec une petite différence, toutefois due à la faible variation de la tension base à émetteur de Q_3. De ce fait, les tensions aux points BC varient de la même quantité et la tension aux bornes de R_{10} reste constante comme le doit être aussi le courant I_1 passant par R_{10}.
La tension « centrale » est ajustable à l'aide de R_8, ce qui permet d'obtenir des limites symétriques d'écrêtage des deux semi-conducteurs de sortie Q_3 et Q_4. Les tensions continues, alternatives, effectuent une contre-réaction vers l'émetteur de Q_1, de manière à ce que la tension « centrale » (celle de ligne médiane point A) reste constante.
Le montage est protégé entre le court-circuit de la sortie grâce à un circuit spécial dont le schéma est donné à la **figure 8.** On trouvera dans la note d'application citée au début de cette analyse, des explications sur le fonctionnement de ce dispositif, ainsi que sur la contre-réaction.
Indiquons toutefois que le gain en boucle ouverte de l'amplificateur est donné par,

$$A_{OL} = \frac{\beta_2 \, \beta_3 \, R_L}{r_{e1}}$$

expression dans laquelle β_2 et β_3 sont les gains de courant de Q_2 et Q_3 respectivement et r_{e1} est la résistance d'émetteur de Q_1 qui est de 100 Ω approximativement. On trouve

$$A_{OL} = 2\,880 \text{ fois.}$$

Le gain en boucle fermée est 39,4 fois. Il est égal à,

$$A_{CL} = \frac{R_4 + R_5}{R_4}$$

Le taux de contre-réaction est égal en rapport,

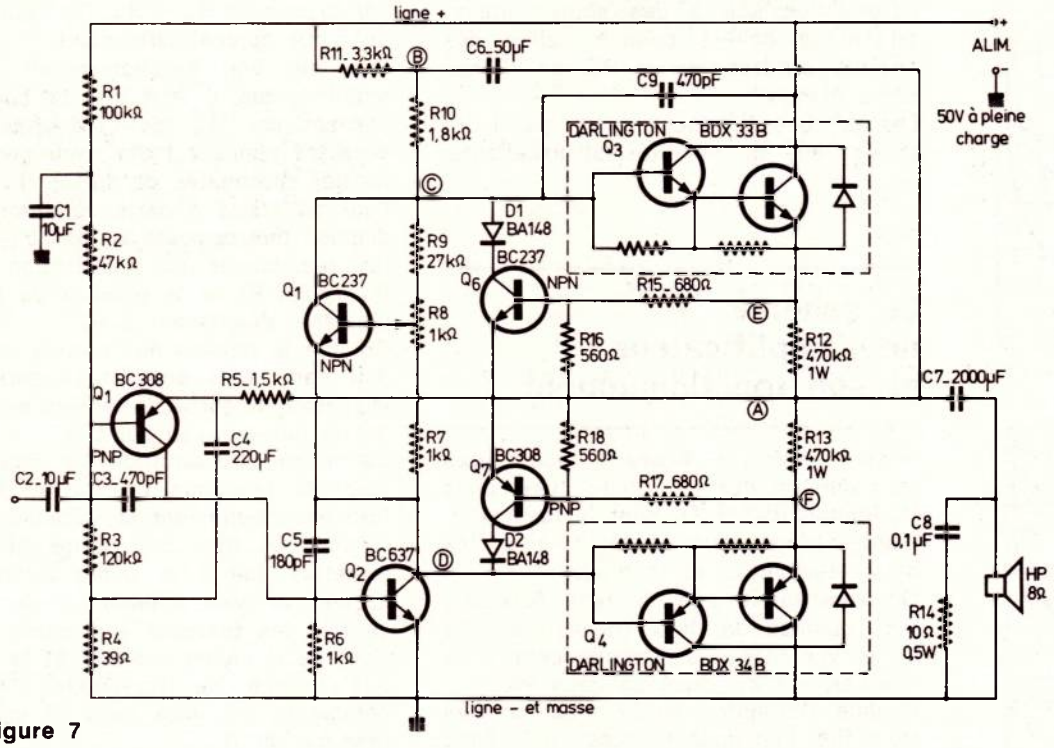


Figure 7

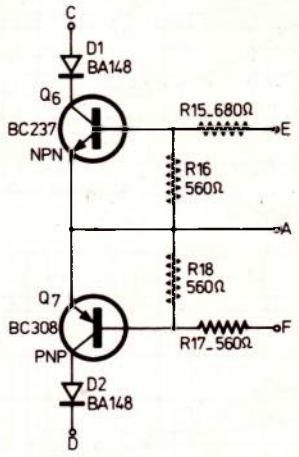


Figure 8

$$\frac{A_{OL}}{A_{CL}} = \frac{2\,880}{39{,}4} = 73$$

c'est-à-dire 37,27 décibels.

Ce taux élevé de contre-réaction est dû à la faible valeur de R_L et à l'amortissement important du haut-parleur. Cela a permis également de réduire la distorsion et le ronflement de l'amplificateur.

Condition de bon fonctionnement

La valeur minimum de h_{FE} des Darlingtons de sortie doit être de 540 pour un courant de collecteur de 2,7 A. On obtiendra 30 W de puissance de sortie avec R_L de 8 Ω (R_L est le haut-parleur), un courant de crête de 2,7 A passant par les transistors de sortie. Le courant de pointe maximum de base est la différence entre les tensions aux points B et C divisé par R_{10}. Cela donne,

$$I_B \text{ max.} = \frac{9\text{ V}}{1\,800\ \Omega} = 5\text{ mA}$$

et h_{FE} égal à 540 comme spécifié plus haut.

La tension d'alimentation en charge doit être au minimum de 50 V, valeur recommandée en pratique.

Sans signal de sortie, la tension d'alimentation de repos doit atteindre 66,5 V environ.

La dissipation de puissance des transistors de sortie pour la puissance la plus élevée est,

$$P_T \text{ max.} = \frac{V^2_s}{4\,\pi^2\,R_L}$$

relation dans laquelle V_s est la tension d'alimentation à la puissance maximum. On a, par conséquent,

$$P_T \text{ max.} = \frac{50^2}{4\,\pi^2 \cdot 8} = 7{,}9\text{ W}$$

Le dissipateur de chaleur (ou radiateur) doit être capable de dissiper 15,8 W. La température maximum est de 106 °C et la résistance thermique du radiateur sera de 3,1 °C/W.

On pourra réaliser le radiateur avec une plaque de 100 mm² épaisse de 2 mm, d'aluminium noirci, monté verticalement. La réussite d'un montage de puissance dépend essentiellement des soins apportés à la détermination du radiateur et au montage des semi-conducteurs sur celui-ci et à l'aération. Ces données sont valables pour le haut-parleur R_L de 8 Ω.

Si $R_L = 4\ \Omega$, les conditions recommandées sont les suivantes : h_{FE} min. = 542 à courant de collecteur de 3,8 A ; V_s minimum = 37 V, donc une alimentation de 40 V est recommandée.

Radiateur : comme celui indiqué pour $R_L = 8\ \Omega$.

Valeurs des éléments

Celles du schéma de la **figure 7** sont valables pour $R_L = 8\ \Omega$.

Si $R_L = 4\ \Omega$, la plupart des valeurs sont bonnes sauf les suivantes : $R_{10} = 1{,}2\ k\Omega$, $R_{11} = 2{,}2\ k\Omega$, $R_{12} = 390\ k\Omega$, $R_{13} = 390\ k\Omega$, $C_7 = 2\,500\ \mu F$, $Q_2 =$ BC 635, $Q_3 =$ BDX 33 A, $Q_4 =$ BDX 34 A, fusible 2,5 A au lieu de 1,6 A. Ce fusible doit être disposé entre le point $+V_s$ (+ de l'alimentation) et le point C. Les semi-conducteurs sont désignés par T au lieu de Q. Les lettres CBE désignent les électrodes de Q_3 et Q_4 (ou T_3 et T_4).

En tenant compte des sensibilités indiquées au tableau I, c'est-à-dire 350 mV (8 Ω) et 230 mV (4 Ω), il est évident que cet amplificateur doit être précédé d'un préamplificateur donnant à la sortie, ces tensions ou des tensions plus élevées qui seront réglées avec des commandes de volume appropriées.

En raison des caractéristiques avantageuses concernant la sensibilité, la courbe de réponse, la distorsion, la puissance, cet amplificateur devrait être excellent dans une chaîne mono ou stéréo de grande puissance, en étant précédé de préamplificateurs de qualité et des sources de signaux usuelles : radio, phono, magnétophone, microphone et autres.

La version 4 Ω nécessite une alimentation de moindre tension que celle de la version 8 Ω.

Dans les deux versions, on choisira des haut-parleurs de qualité dont la puissance totale, par canal, sera largement supérieure à 30 W, par exemple des haut-parleurs de 40 W ou plus. Des ensembles de haut-parleurs sont tout indiqués.

Nouveaux circuits de préamplification BF

L'emploi de circuits intégrés se généralise de plus en plus, du moins dans le domaine des montages recommandés par les fabricants de semi-conducteurs. Ces nouveaux CI sont créés spécialement pour les montages à haute fidélité. La réalisation d'un préamplificateur ou d'une partie de préamplificateur, par un amateur, est plus aisée que celle d'un amplificateur comme par exemple celui décrit plus haut. De plus, le prix de revient est moindre.

Voici d'abord à la **figure 9** réalisable avec un CI RCA du type CA 3140, un étage de correction de basses et aiguës, du type Baxandall, à contre-réaction.

Pour la sonorisation, la distribution d'un signal vers plusieurs voies, voici à la **figure 10** un répartiteur utilisant le CI TL 084 à quatre sections.

Chaque section est montée avec des boucles de contre-réaction non sélectives, afin que l'ensemble soit aussi linéaire que possible.

Nous n'avons pas le brochage de ce CI. On peut toutefois voir que les entrées des signaux s'effectuent aux entrées non inverseuses, ce qui laisse libres des entrées inverseuses pour effectuer la contre-réaction.

La section d'entrée est amplificatrice par le signal à distribuer. On voit que le système comporte trois voies identiques de manière à utiliser les quatre sections disponibles d'un seul CI.

Les deux entrées de la section A sont polarisées par R_3 et R_5 formant diviseur de tension monté entre le + de l'alimentation et la masse.

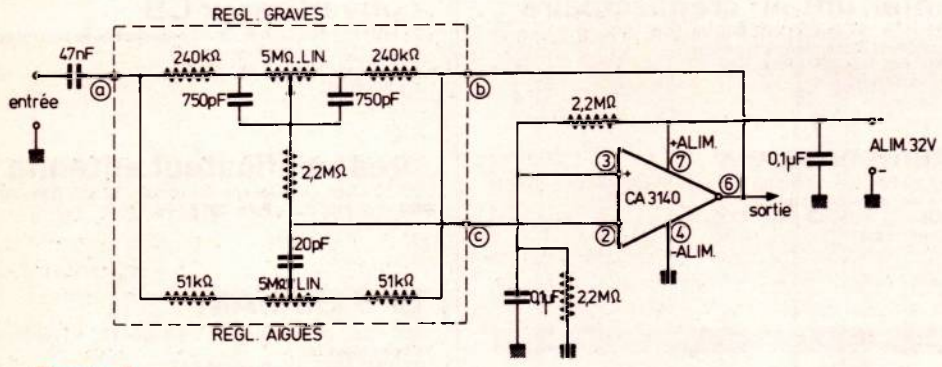


Figure 9

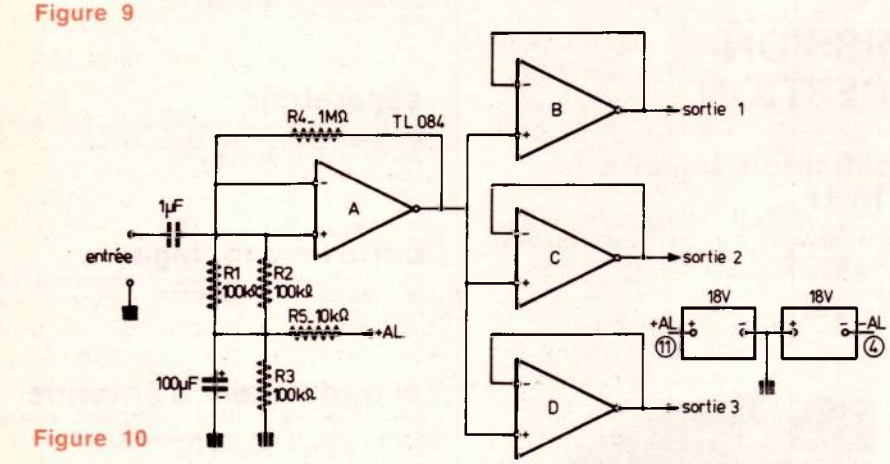


Figure 10

Bien que classique, ce montage présente des particularités intéressantes et nouvelles : emploi d'un CI récent, impédance élevée des éléments R et C, indépendance entre les circuits actifs et ceux RC de réglage, alimentation de valeur élevée.

Ce « tonaliseur » peut se brancher dans un préamplificateur avant l'amplificateur de puissance ou avant les filtres fixes des graves et des aiguës s'il y en a.

Le boîtier du TL 084 est à 14 broches. Chaque section comprend des entrées à transistors à effet de champ de la famille J FET. La tension d'alimentation est de ± 18 V et la masse est au point commun des deux sources. Le + de l'alimentation positive est à la broche 11. Pour les autres branchements, voir la notice du fabricant, Texas.

G. BLAISE.

CHOISIR LE N° 1
en toute sécurité

AMTRON

une gamme complète touchant tous les domaines de l'électronique

les Kits AMTRON peuvent être livrés montés (Réf. W)

*

CATALOGUE ET TARIF SUR DEMANDE
(Joindre 8 F. F. ex.)

* * *

Importé et distribué en France par :
électronique-promotion
IMPORT - EXPORT
ELP BP 7 • ZI DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE
☎ (93) 45.09.30 • Telex PROSUDE 470089 F
Directeur région PARIS :
Monsieur SANFRATELLO - 22, rue de la Vega - 75012 PARIS
Tél. 343.03.38 et 307.07.27 - Télex : 211.801

construisez vos alimentations

un ouvrage
- **simple**
- **clair**
- **pratique**

qui vous permettra de réaliser des alimentations pour tous vos montages électroniques

En vente à la Librairie Parisienne de la Radio
43, rue de Dunkerque
75010 PARIS

Recherche Radio-Plans n° 326 (Janvier 1975,
écrire à Me Marc Tabek,
157, rue Jules-Ferry, 59119 Waziers.

Eurelec : 80 kits en avance sur leur temps, incomparables par leurs performances, leur design, leur prix.

Ultra-modernes, les nouveaux kits Eurelec comblent tous les amateurs et les professionnels. Ils concernent : L'ÉQUIPEMENT AUTOMOBILE, LES MODULES ET SOUS-ENSEMBLES, LA HI-FI, LA RADIO, LA TÉLÉVISION, LES APPAREILS DE MESURE, LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES ET DOMESTIQUES.

Et maintenant :
la carte de fidélité Eurelec

Eurelec fait bénéficier tous ses clients Kits de la carte de fidélité, valable un an à partir de sa date d'émission. Cette carte sera automatiquement jointe à toute demande de documentation et à votre prochaine commande. Vous pouvez également la demander dans un de nos magasins. Elle vous permet de bénéficier de ***remises importantes et progressives*** *au fur et à mesure de vos nouveaux achats durant une période d'un an.*

NOUVEAUTÉS

Tous les kits Eurelec qui sont présentés dans cette double page, sont vraiment des nouveautés originales :
Kits émission-réception, équipement automobile, boîtiers.
Eurelec les met à votre disposition à des prix très compétitifs.

amplificateur téléphonique

9 V - Piles incorporées 500 mW - Fonctionne à proximité des postes téléphoniques non blindés.
Kit : Réf. 1405088 - **Prix : 115 F** TTC.
Frais de port : 10 F.

générateur d'ozone pour appartement

220 V - 6 W - Volume d'efficacité 200 m3 - Equipé de 2 tubes à effluve.
Kit : Réf. 1405087 - **Prix : 245 F** TTC.
Frais de port : 15 F.

interrupteur crépusculaire

220 V ~ - Puissance utile 600 W maxi. - Mise en service ou arrêt avec disparition de la lumière.
Kit : Réf. 1405082 - **Prix : 59 F** TTC.
Frais de port : 5 F.

temporisateur

12 V - Réglable de 0 à 60 minutes - Mise en service ou arrêt de tout appareil électrique.
Kit : Réf. 1405083 - **Prix : 72 F** TTC.
Frais de port : 7 F.

ÉMISSION-RÉCEPTION

amplificateur linéaire 144 MHz

12 V - 5 A - Equipé d'un B 4012 ou équivalent - Entrée 10 W - Sortie 40 W - Entrée 2 W - Sortie 8 W - Impédance 52 ohms - Equipé VOX pour commutation.
Kit : Réf. 1405089 - **Prix : 490 F** TTC.
Frais de port : 15 F.

amplificateur linéaire 27 MHz

25 W - Alimentation 12 V - 5 W entrée 25 W sortie - Equipé commutation automatique par VOX.
Kit : Réf. 1405099 - **Prix : 295 F** TTC.
Frais de port : 15 F.

convertisseur CB

27 MHz / 540-1600 KHz - 9 V - Fonctionne avec tout récepteur équipé PO sans branchement.
Kit : Réf. 1405095 - **Prix : 95 F** TTC.
Frais de port : 7 F.

préamplificateur antenne

26-30 MHz - Impédance 52 ohms - 12 V - Gain 20 dB.
Kit : Réf. 1405094 - **Prix : 191 F** TTC.
Frais de port : 15 F.

BFO SSB/AM

455 KHz - Alimentation 12 V équipée FET - Fréquence et niveau réglables.
Kit : Réf. 1405098 - **Prix : 94 F** TTC.
Frais de port : 10 F.

séparateur

27 MHz - Impédance 52 ohms - Une seule antenne 27 MHz pour le trafic 27 MHz ou l'écoute sur autoradio.
Kit : Réf. 1405096 - **Prix : 51 F** TTC.
Frais de port : 10 F.

boîte de couplage

27 MHz - Impédance 52 ohms - Puissance maxi. 100 W.
Kit : Réf. 1405090 - **Prix : 95 F** TTC.
Frais de port : 15 F.

commutateur d'antenne

à trois directions avec charge fictive 52 ohms - 5 W - Impédance 52 ohms - Puissance admissible 2 KW P.E.P.
Kit : Réf. 1405097 - **Prix : 51 F** TTC.
Frais de port : 10 F.

oscillateur morse

9 V - Piles incorporées - Fréquence de 1 KHz à 2 KHz.
Kit : Réf. 1405085 - **Prix : 68 F** TTC.
Frais de port : 10 F.

préamplificateur microphonique avec correcteur

9 ou 12 V - Bande passante 50 à 16 000 Hz réglable - Livré en coffret avec micro.
Kit : Réf. 1405091 - **Prix : 180 F** TTC.
Frais de port : 10 F.

tosmètre HF

1 à 50 MHz - Circuit strip-line - Impédance 52 ohms.
Kit : Réf. 1405092 - **Prix : 118 F** TTC.
Frais de port : 15 F.

wattmètre tosmètre

1 à 50 MHz - Circuit strip-line - Impédance 52 ohms - Mesure de puissance en 3 gammes : 20 - 200 - 2 000 W.
Kit : Réf. 1405093 - **Prix : 195 F** TTC.
Frais de port : 15 F.

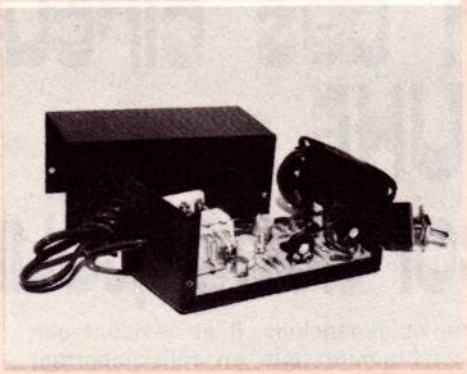
ÉQUIPEMENT AUTOMOBILE

alarme auto

Relais 12 V - Détecte toutes effractions, permet mise en service phares, klaxon, et coupe l'alimentation de la bobine.
Kit : Réf. 1405084 - **Prix : 56 F** TTC.
Frais de port : 7 F.

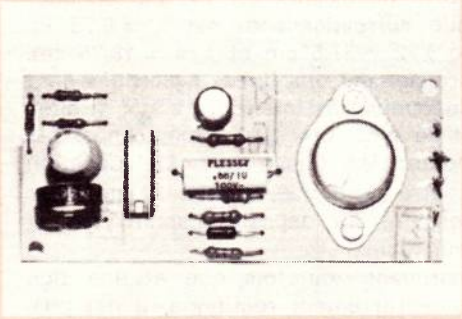
centrale antivol pour automobile

12 V - 2 Temporisations réglables : sortie du véhicule et effraction de 4 à 20 secondes - Temporisation fixe 60 secondes de l'alarme - Remise en veille automatique - Permet la mise en service de phares, klaxon et coupe l'alimentation de la bobine.
Kit : Réf. 1405100 - **Prix : 185 F** TTC.
Frais de port : 15 F.



sirène électronique

12 V - Son variable imitant la sirène de police - Puissance 10 W - 4 ou 8 ohms.
Kit : 1405101 - **Prix : 72 F** TTC.
Frais de port : 5 F.



générateur d'ozone pour voiture

3 à 12 V - Très efficace contre les mauvaises odeurs et les fumées.
Kit : Réf. 1405086 - **Prix : 145 F** TTC.
Frais de port : 10 F.

BOITIERS

boîtier métallique

Dimensions : 70 x 60 x 44 mm.
Kit : Réf. 6305106 - **Prix : 11 F** TTC.
Frais de port : 5 F.

boîtier métallique

Dimensions : 120 x 63 x 30 mm.
Kit : Réf. 6305107 - **Prix : 14 F** TTC.
Frais de port : 5 F.

boîtier métallique

Dimensions : 120 x 63 x 52 mm.
Kit : Réf. 6305108 - **Prix : 16 F** TTC.
Frais de port : 5 F.

boîtier métallique

Dimensions : 160 x 110 x 82 mm.
Kit : Réf. 6305109 - **Prix : 27 F** TTC.
Frais de port : 15 F.

boîtier métallique

Dimensions : 230 x 170 x 100 mm.
Kit : Réf. 6305110 - **Prix : 61 F** TTC.
Frais de port : 15 F.

boîtier métallique

Dimensions : 320 x 240 x 150 mm.
Kit : Réf. 6305111 - **Prix : 73 F** TTC.
Frais de port : 18 F.

Pour de plus amples renseignements,

demandez vite notre brochure complète sur les Kits Eurotechnique :

Soit en venant nous voir dans un des magasins de vente EUROTECHNIQUE dont vous trouverez la liste ci-dessous. Vous pourrez alors examiner tranquillement tous ces appareils et les **acheter à votre convenance.** Soit en remplissant le bon à découper ci-dessous et en le retournant à : EUROTECHNIQUE, 21000 DIJON.

DOLCI

MAGASINS DE VENTE :

21000 DIJON (Siège Social)
Rue Fernand-Holweck - Tél. : 30.12.00

75011 PARIS
116, rue J.-P.-Timbaud
Tél. : 355.28.30/31

59000 LILLE
78/80, rue Léon-Gambetta
Tél. : 57.09.68

13007 MARSEILLE
104, bd de la Corderie - Tél. : 54.38.07

69002 LYON
23, rue Thomassin - Tél. : 37.03.13

68000 MULHOUSE
10, rue du Couvent - Tél. : 45.10.04

44200 NANTES
5, quai Fernand-Crouan - Tél. : 46.39.05

ET 24 HEURES SUR 24
vous pouvez passer vos commandes en appelant le (80) 30.65.28 (DIJON).

Eurotechnique eurelec
Composants et sous-ensembles **21000 DIJON**

Bon de commande

☐ Je, soussigné :
NOM _____ PRÉNOM _____
ADRESSE : Rue _____ N° _____
Code Postal _____ Ville _____

☐ 1) Désire recevoir votre documentation N°F. 545 sur vos kits.
Pour les territoires hors métropole, joindre un coupon-réponse international de 3 francs.

☐ 2) Désire recevoir le (ou les) Kit(s) suivant(s) :
Désignation _____ Réf. _____ Prix _____
Désignation _____ Réf. _____ Prix _____
Désignation _____ Réf. _____ Prix _____

F 526

Bon à adresser à Eurotechnique - 21000 Dijon

Technologie

Détermination des circuits d'accord en UHF : • lignes accordées pour TV à UHF

Tant que le fréquence d'accord ne dépasse pas 300 MHz, c'est-à-dire la limite supérieure des VHF, il est possible d'établir des circuits d'accord avec des bobines classiques. Lorsque la fréquence dépasse 300 MHz, le nombre des spires et le diamètre de la bobine deviennent tellement petits que la réalisation matérielle s'avère difficile et même impossible.

Dès lors, on a recours à un autre dispositif d'accord qui est la ligne de transmission.

Bien entendu, il faut toujours associer à l'élément d'accord, bobine ou ligne, une capacité. Dans les circuits accordés HF les plus modernes, on remplace chaque fois que cela est possible, les condensateurs habituels, fixes, ajustables ou variables, par des diodes à capacité variable. De ce fait, en UHF, et particulièrement dans la gamme réservée à la TV, on trouve des blocs d'accord réunissant des composants spéciaux : lignes et diodes à capacité variable. Ces composants ne sont pas « nouveaux ».

Les lignes sont de construction difficile et nécessitent des travaux de mécanique de précision lorsqu'elles doivent être variables, donc accordées par des capacités fixes. Par contre, si les lignes sont à caractéristiques fixes et par conséquent associées à des condensateurs variables classiques ou à diodes, leur construction devient aisée et à la portée des amateurs. Il faut évidemment savoir les déterminer exactement en fonction des données du problème.

Dans le cas d'un circuit accordé, la fréquence d'accord f doit varier entre deux valeurs, f_1 et f_2 avec $f_1 < f_2$, ou f_1 se situe vers 400 MHz et f_2 vers 900 MHz. Comme f dépend du produit LC, si L est fixe il convient de déterminer, en fonction de f_1 et f_2, les valeurs correspondantes C_1 et C_2 de la capacité variable quel que soit son mode de réalisation.

Connaissant L, on déterminera les **caractéristiques mécaniques** de la ligne : forme et dimensions. Il est évident que l'encombrement joue un rôle important lors du choix des données. Une ligne d'accord doit avoir une longueur inférieure à $\lambda/2$ ou $\lambda/4$.

Soit $f_1 = 400$ MHz, la plus petite valeur en UHF nécessaire en TV. La longueur d'onde correspondante est $\lambda = 0{,}75$ m, donc $\lambda/2 = 37{,}5$ cm et $\lambda/4 = 18{,}75$ cm. Heureusement, les lignes accordées sont de longueur très inférieure à $\lambda/4$ si elles sont du type $\lambda/4$. Il est même possible d'adopter les lignes $\lambda/2$. La réduction doit être telle que le tronçon de ligne nécessaire ne dépasse pas 10 cm et même moins.

Remarquons toutefois que si une tige est théoriquement rectiligne, il est possible, sans grands inconvénients, de la replier en lui donnant une forme circulaire et même de la « bobiner » sous forme de plusieurs spires.

Circuits accordés

Dans un bloc d'accord UHF pour TV ou autres applications (amateurs, police), il y a deux ou plusieurs circuits accordés dont un est celui de l'oscillateur.

La fréquence d'oscillateur f_o est, dans un appareil à changement de fréquence, égale à la somme ou à la différence entre la fréquence d'accord f_a et la fréquence intermédiaire f_i. On a :

$$f_o = f_a + f_i$$

ou $f_o = f_a - f_i$

Par exemple, si $f_i = 40$ MHz, f_o sera égale à $f_a + 40$ MHz ou $f_a - 40$ MHz.

On choisit généralement pour f_o la valeur supérieure, $f_o = f_a + f_i$.

Caractéristiques des lignes

Une ligne de transmission se compose de deux conducteurs parallèles pouvant être de même forme ou de formes différentes. La forme peut être représentée par une section transversale de la ligne. Voici à la **figure 1** une coupe de ligne à deux conducteurs. Le conducteur extérieur est à section rectangulaire et le conducteur intérieur de section circulaire. De cette ligne, on peut en déduire trois versions représentées à la **figure 2.**

En A, la section du conducteur extérieur est carrée, $D_1 = D_2$ et le conducteur intérieur est au « centre ».

Dans cette technologie, on considère les dimensions intérieures du conducteur extérieur et les dimensions extérieures du conducteur intérieur.

Dans le cas général, le conducteur intérieur peut ne pas se trouver au centre (point de rencontre des deux diagonales du rectangle). La ligne se nomme ligne « excentrée ».

En B, on a supprimé la surface correspondant à un côté du carré, l'axe du conducteur intérieur se trouvant encore à 0,5 D des parois restantes.

En C, il ne reste qu'une surface plane comme conducteur extérieur. Le conducteur intérieur est à une distance D/2 de l'autre. Une ligne à deux conducteurs peur être :

a) ouverte à une de ses extrémités,
b) ou fermée à une de ses extrémités (on dit aussi avec une extrémité en court-circuit).

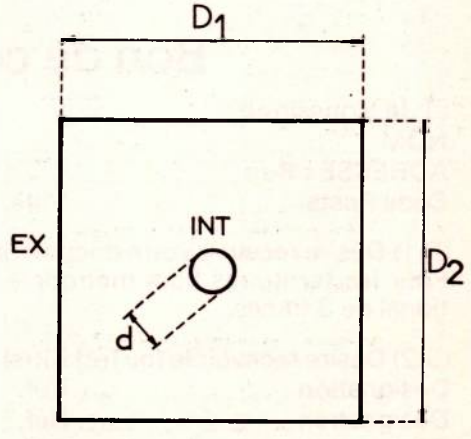


Figure 1

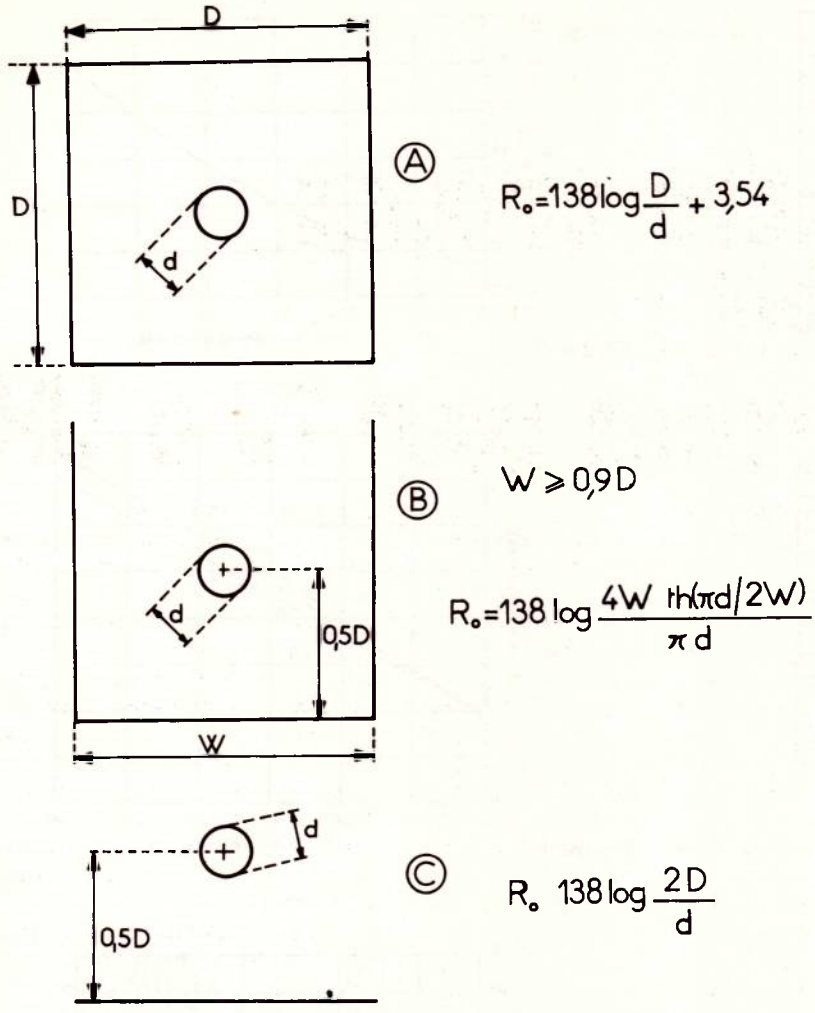


Figure 2

Impédance caractéristique

On considérera ici des lignes avec une extrémité fermée comme celle représentée à la **figure 3.** Dans ce cas, on a :

$$Z = j \, R_o \, tg \, \theta$$

dans laquelle Z est l'impédance de la ligne, R_o sa résistance caractéristique et θ sa longueur électrique, exprimée en degrés, j étant l'opérateur imaginaire, racine carrée de — 1. La présence de j indique que Z est réactive, directement proportionnelle à R_o et à tg θ.

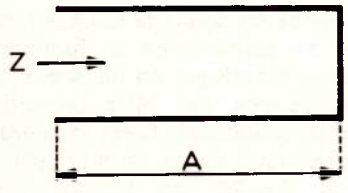


Figure 3

Si R_o ou tg θ est variable, Z sera proportionnelle au paramètre variable, l'autre restant fixe, par exemple θ fixe et R_o variable.

Considérons le facteur tg θ.

Entre 0 et 90°, tg θ est positive et varie entre 0 et l'infini. L'impédance Z est alors inductive (ou selfique, en langage habituel). Si $\theta = 90°$, tg θ est infinie. Soit A la longueur physique de la ligne comme indiqué sur la figure. On a la relation :

$$\frac{\theta}{360} = \frac{A}{\lambda} \qquad (1)$$

où λ est la longueur d'onde. Il est évident que A et λ seront mesurées avec la même unité, par exemple le centimètre. De cette relation, on tire :

$$\theta = 360 \; A/\lambda \qquad (2)$$

On peut aussi exprimer θ en fonction de la fréquence f.

On a :

$$f \, \lambda = c = 30\,000 \qquad (3)$$

avec f en MHz et λ en cm, c étant la vitesse de la lumière.

De ces relations, on tire :

$$\theta = 360 \; f \; A/30\,000 \qquad (4)$$

D'autre part, la capacité d'accord peut se déduire de la formule de résonance du circuit :

$$\frac{1}{2 \pi f C} = R_o \, tg \, \theta \qquad (5)$$

de laquelle on tire :

$$C = \frac{1}{2 \pi f R_o \, tg \, \theta} \qquad (6)$$

Rapport C_1/C_2

Dans cette relation, si f varie entre f_1 et f_2, C variera entre C_1 et C_2. Reste à connaître R_o et tg θ.

Il est toutefois possible dès maintenant de calculer le rapport C_1/C_2. En effet, en remplaçant f par f_1 puis par f_2 et en simplifiant, on trouve :

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{f_2 \, tg \, \theta_2}{f_1 \, tg \, \theta_1} \qquad (7)$$

En tenant compte de la relation 4, on trouve immédiatement :

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{f_1}{f_2} \qquad (8)$$

de laquelle on tire :

$$Q_1 = \frac{f_1}{f_2} \, Q_2 \qquad (9)$$

En substituant cette valeur de Q_1 dans la relation précédente, on obtient :

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{f_2 \, tg \, \theta_2}{f_1 \, tg \, (f_1 \, \theta_2/f_2)} \qquad (10)$$

La résistance caractéristique dépend de la forme et des dimensions de la ligne. Sur la **figure 2** on a indiqué la valeur de R_o en fonction de d, D, W. Le logarithme est décimal et th = tangente hyperbolique, dont la valeur peut se calculer à l'aide des formules classiques, ou donnée par des tables ou par les calculatrices électroniques.

Détermination graphique

On a établi des courbes qui permettront de déterminer rapidement les paramètres nécessaires à la conception d'un sélecteur UHF pour TV.

On adoptera les valeurs numériques suivantes :

f_a = f d'accord :

$f_1 = 473$ MHz, $f_2 = 887$ MHz

f_o = f oscillateur :

$f_1 = 517$ MHz, $f_2 = 931$ MHz

On voit que $f_o = f_a + 44$ MHz, autrement dit la FI est à 44 MHz.

A la **figure 4** on donne la valeur de la capacité d'accord à 887 MHz (en ordonnées) en fonction de la résistance caractéristique R_o (en abscisses) avec θ comme paramètre.

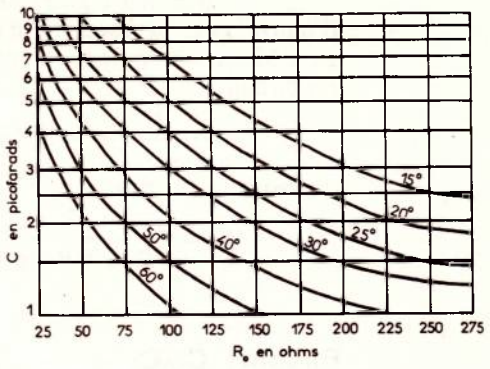


Figure 4

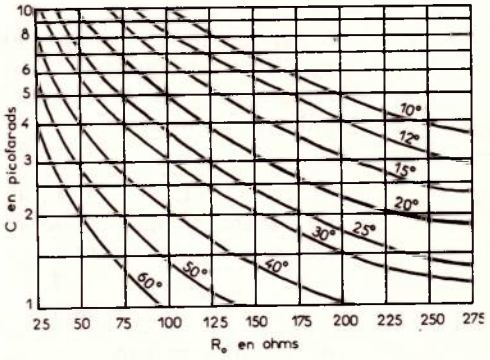


Figure 5

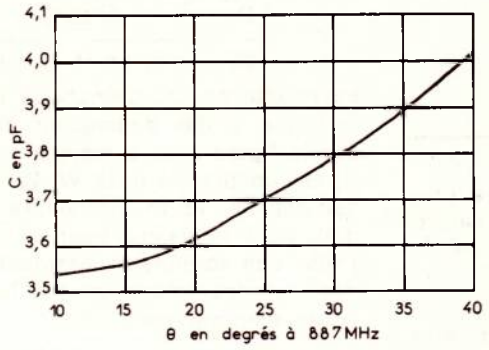


Figure 6

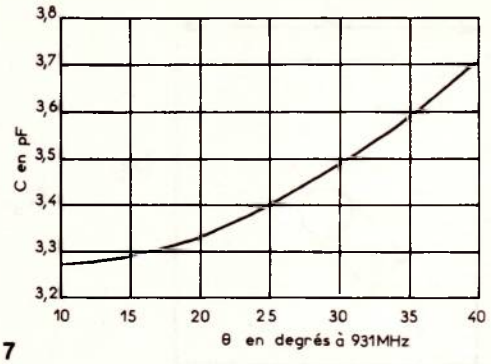


Figure 7

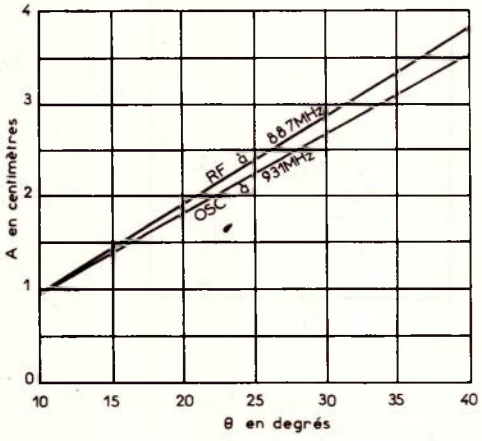


Figure 8

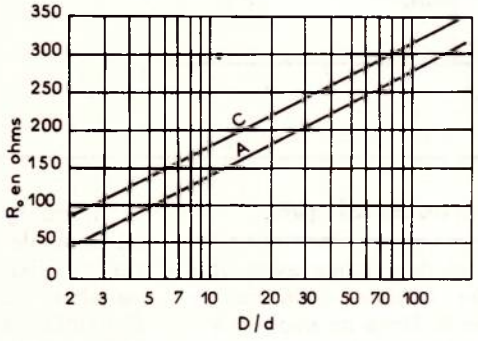


Figure 9

A la **figure 5** même graphique mais pour la capacité minimum de l'oscillateur à la fréquence de 931 MHz.

La valeur de θ se déduit de la formule (4) :

$$\theta\ 360\ f\ A/30\,000$$

ou encore :

$$A = \frac{30\,000\ \theta}{360\ f} \qquad (11)$$

Si θ est connu et on cherche la valeur de A.

Ainsi, si $\theta = 25°$, on trouve :

$$A = 2{,}34 \text{ cm}$$

Prenons $R_o = 75\ \Omega$. La **figure 4** donne $C_2 = 5{,}5$ pF, C_2 étant la capacité minimum.

A l'aide de la courbe de la **figure 6** on trouvera le rapport C_1/C_2 des capacités. En ordonnées C_1/C_2 et en abscisses θ. Avec $\theta = 25°$ on trouve $C_1/C_2 = 3{,}69$ fois et comme $C_2 = 5{,}5$ pF, il vient $C_1 = 3{,}69 \times 5{,}5 = 20{,}295$ ou 20,3 pF.

La capacité d'accord devra varier entre 3,69 et 20,3 pF, ce qui est réalisable avec des diodes à capacité variable étudiées pour les UHF.

Pour l'oscillateur, on utilisera les courbes des **figures 5 et 7** en prenant $f_2 = 931$ MHz.

Soit $R_o = 75\ \Omega$ et $\theta = 25°$. La formule (11) donne :

$$A = 2{,}23 \text{ cm}$$

La **figure 5** donne $C_2 = 5{,}3$ pF.

La **figure 7** donne un rapport :

$$C_1/C_2 = 3{,}4$$

d'où l'on tire $C_1 = 3{,}4 \times 5{,}3 = 18{,}02$ pF, valeurs convenant bien à l'emploi de diodes à capacité variable.

Passons maintenant aux deux courbes de la **figure 8.**

En ordonnées on donne la longueur mécanique A en centimètres en fonction de la longueur électrique en degrés, θ, pour deux fréquences, 887 MHz (accord) et 931 MHz (oscillateur). C'est la représentation graphique de la formule (4).

Ainsi, si $\theta = 25°$ on trouve : pour l'accord, $A = 2{,}34$ cm ; pour l'oscillateur, $A = 2{,}23$ cm, mêmes valeurs que celles données par le calcul, aux imprécisions de lecture et de dessin près.

Détermination de R_o

Les formules donnant R_o ont été reproduites sur la **figure 2.** Elles donnent R_o en fonction des dimensions de la section de la ligne.
Les cas A et C sont plus faciles pour la détermination de R_o, car celle-ci ne dépend que de d et D.
Dans le cas B, R_o dépend de d, D et W, donc trois valeurs avec la condition $W \geqslant 0{,}9\ B$ qui est facile à satisfaire.
On peut aussi procéder en sens inverse. R_o étant imposée, il s'agira de déterminer les dimensions de la section. Il sera alors nécessaire de donner à un des paramètres une valeur compatible avec la réalisation mécanique du bloc sélecteur UHF. Une autre solution est de fixer le rapport D/d.
Voici à la **figure 9** deux courbes permettant de déterminer R_o en fonction de D/d ou D/d en fonction de R_o. La courbe supérieure correspond à la section (C) de la **figure 2** et la courbe inférieure à la section carrée (A) de la même figure.

Exemple numérique

Voici un exemple de détermination en partant de $R_o = 75\ \Omega$ et en choisissant la section (C).
La courbe supérieure de la **figure 9** donne $D/d = 1{,}75$ environ.
Soit à réaliser mécaniquement cette ligne. En prenant $d = 4$ mm, on a $D = 4 \times 1{,}75 = 7$ mm et $D/2 = 3{,}5$ mm.
Vérifions ces valeurs par la formule :

$$R_o = 138 \log 2\ D/d \qquad (12)$$

On a $2\ D/d = 3{,}5$, $\log 3{,}5 = 0{,}544$, $R_o = 138 \times 0{,}544 = 75\ \Omega$.
Procédons aussi en sens inverse.
On donne $R_o = 75\ \Omega$. Calculons D/d. De la formule donnée plus haut, on tire :

$$\log 2\ D/d = 75/138 = 0{,}543$$

et le nombre correspondant est :

$$\frac{2\ D}{d} = 3{,}49$$

donc $\dfrac{D}{d} = 1{,}75$ environ.

Déterminons aussi les caractéristiques d'une ligne du type (A) **figure 2,** avec $R_o = 150\ \Omega$.
On a :

$$R_o = 138 \log \frac{D}{d} + 3{,}54 = 150\ \Omega$$

Il vient alors :

$$138 \log \frac{D}{d} = 146{,}46$$

$$\log \frac{D}{d} = 146{,}46/138 = 1{,}0613$$

$$\text{donc } D/d = 11{,}51$$

Si l'on prend $d = 4$ mm, on trouve :

$$D = 46{,}04 \text{ mm}$$

La section sera carrée avec les côtés de 46 mm (intérieur) et au centre un conducteur intérieur de 4 mm de diamètre extérieur.
A la **figure 9** on peut vérifier sur la courbe inférieure que, si $R_o = 150\ \Omega$, $D/d = 11{,}51$ environ, aux difficultés de lecture près.
Il est donc toujours utile, si l'on veut effectuer une détermination avec le minimum d'erreurs, de se servir d'abord des courbes s'il y en a et ensuite de procéder au calcul, ce qui est actuellement à la portée de tous avec les calculatrices. Le calcul de logarithme et de leur fonction inverse est immédiat et plus précis qu'avec des tables de logarithmes à 7 décimales.
Prenons aussi un exemple avec la ligne B de la **figure 2.**
On a :

$$R_o = 138 \log \frac{4\ W\ \text{th}\ (\pi\ D/2\ W)}{\pi\ d} \qquad (13)$$

Prenons $d = 4$ mm, $D = 46$ mm, $W = D$, ce qui revient à une section carrée de côté D dont il manque un côté.
Dans ces conditions, on a :

$$R_o = 138 \log \frac{40\ \text{th}\ (\pi/2)}{\pi\ d}$$

avec les valeurs numériques choisies, on a :

$$R_o = 138 \log \frac{184\ \text{th}\ 1{,}57}{12{,}56}$$

Reste à calculer la tangente hyperbolique de 1,57. Il existe des tables donnant th.
Si l'on en possède, on trouvera :

$$\text{th}\ 1{,}57 = 0{,}917$$

Si l'on ne dispose pas de tables, on se servira de la formule :

$$\text{th}\ x = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \qquad (14)$$

où e = base du logarithme népérien. La valeur de e^x est donnée par les calculatrices électroniques.
On a :

$$e^{1{,}57} = 4{,}80664...$$

Par conséquent :

$$e^{-1{,}57} = 1/4{,}80664 = 0{,}20804$$

Finalement :

$$\text{th}\ x = \frac{4{,}80664 - 0{,}20804}{4{,}80664 + 0{,}20804} = 0{,}917$$

valeur donnée par les tables.
La valeur de R_o est alors :

$$R_o = 138 \log \frac{184 \times 0{,}917}{12{,}56}$$

et on trouve finalement :

$$R_o = 155\ \Omega$$

Méthode graphique

On peut aussi, lorsque $W > 0{,}9\ D$, négliger W et utiliser la courbe inférieure de la **figure 9** et la formule de la section B **figure 2.**
Dans notre exemple, $D/d = 46/4 = 11{,}5$, $R_o = 150\ \Omega$, donc une valeur assez proche de celle calculée et valable en pratique, sauf si une très grande précision est exigée. Cette précision devrait, dans ce cas, se retrouver sur la réalisation mécanique.
Voici quelques valeurs de th x au tableau I ci-après, permettant de se faire une idée de l'ordre de grandeur de th x pour des valeurs intermédiaires de x.

TABLEAU I

x	th x
0	0
0,1	0,0997
0,2	0,197
0,5	0,4621
1	0,7616
1,5	0,9052
2	0,964
2,5	0,9866
3	0,9951
4	0,9993
5	0,9999

Pour des valeurs supérieures à 5, th = 1, pratiquement.
Exemple : on demande th 1,57.
Le tableau permet de voir que th 1,57 a une valeur comprise entre th 1,5 = 0,9052 et th 2 = 0,964. On a vu en effet plus haut que th 1,57 = 0,917.

Autres formes de sections de ligne

Précisons que toutes les lignes mentionnées dans cet article sont à diélectrique air, sauf indication contraire. Le fil intérieur peut avoir une section de forme différente de la forme circulaire.
Voici à la **figure 10** trois sortes de sections de lignes **à air.**
En A, les deux conducteurs ont une section circulaire.
On a :

$$R_o = 138 \log (D/d)\ \Omega \qquad (15)$$

où D = diamètre intérieur du conducteur extérieur et d = diamètre extérieur du conducteur intérieur. Cette valeur de R_o est la même à peu de chose près que celle de la section A de la **figure 2** à 3,54 Ω près.
Voici à la **figure 11** un graphique donnant R_o en fonction de D/d pour des **lignes à air** (k = 1, formule donnée plus haut) et des lignes à diélectriques divers avec constante diélectrique k de 1 à 10.
En B, le conducteur intérieur est une tige de métal de largeur d et d'épaisseur négligeable devant D, le côté du carré.

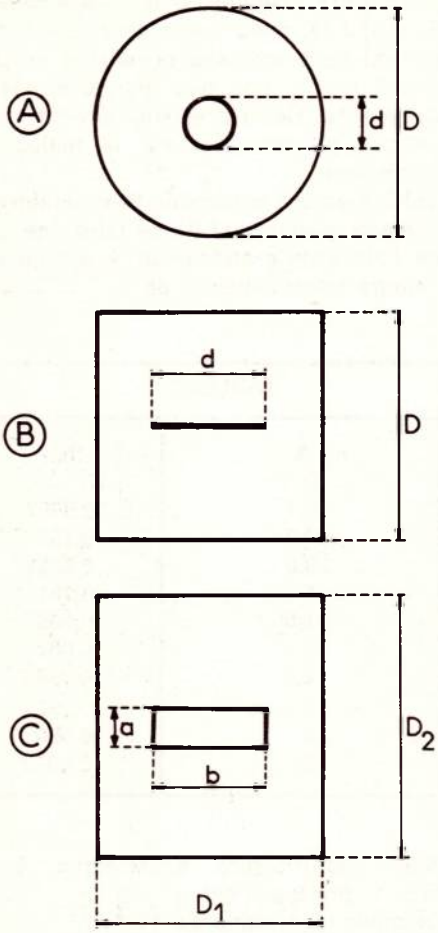


Figure 10

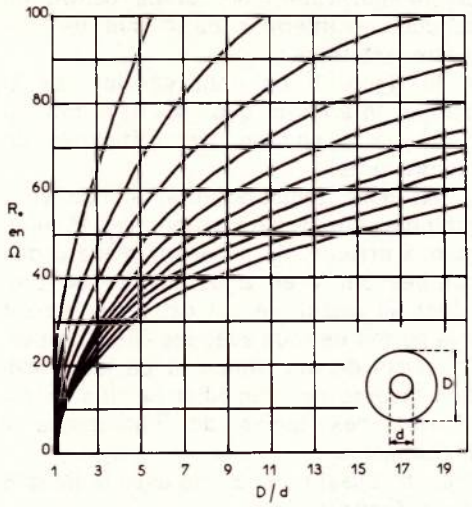


Figure 11

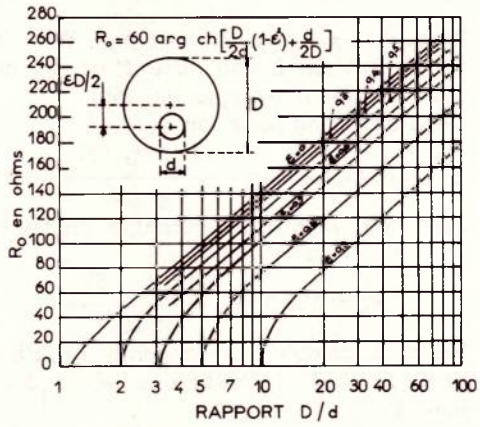


Figure 12

Lignes excentriques

On a affaire parfois à des lignes dont le conducteur intérieur est excentré. Cela est visible sur la **figure 12** qui montre la section d'un tel câble. Sur la même figure, la valeur de R_o et des courbes permettant de déterminer graphiquement R_o en fonction du **facteur d'excentrage** $\varepsilon = D/d$, où D = diamètre intérieur du conducteur extérieur et d = diamètre extérieur du conducteur intérieur.

Exemple : on a D = 10 mm, d = 1 mm, D/d = 10. L'excentrage se traduit par une distance de 4 mm, donc :

$$\varepsilon\ D/2 = 4$$

$$\text{ou } \varepsilon = 8/10 = 0{,}8$$

A $\varepsilon = 0{,}8$ correspond la courbe 0,8 qui donne, pour D/d = 10, la valeur de la résistance caractéristique :

$$R_o = 50\ \Omega \text{ environ}$$

Le calcul exige la connaissance de arc ch x. On trouve ces valeurs dans des tables donnant ch x ou par un calcul classique, ou sur les calculatrices électroniques.

F. JUSTER ■

Références

(1) Note d'application MOTOROLA AN 560.
(2) Empfangs technik im UHF, par F. MOHRING, page 59 (Editeur Franzis VERLAG).
(3) Graph impedance of excentric - conductor cable, par William J. BARCLAY et Karl SANGEN BERG (Electronics for Engineers, Editeur Mc GRAW-HILL).

On a :

$$R_o = 138 \log 2{,}16 \frac{D}{d}\ \Omega \qquad (16)$$

En C, même forme de section mais le conducteur intérieur a une épaisseur a, une largeur b, tandis que la section du conducteur extérieur est rectangulaire. La résistance caractéristique est :

$$R_o = 138 \log \frac{D_1 + D_2}{a + b}\ \Omega \qquad (17)$$

A noter que certains auteurs donnent des formules où le logarithme est népérien, désigné par ln.

On a toujours :

$$\log_{10} = 2{,}3 \ln \qquad (18)$$

donc 138 est remplacé par 60, par exemple dans la dernière formule :

$$R_o = 60 \ln \frac{D_1 + D_2}{a + b}\ \Omega$$

Exemple numérique : $D_1 = 10$ mm, $D_2 = 14$ mm, $a = 2$ mm, $b = 6$ mm. On a :

$$\frac{D_1 + D_2}{a + b} = \frac{24}{8} = 3$$

$$R_o = 138 \log 3 = 65{,}84\ \Omega$$

Selectronic®
14, boulevard Carnot
59800 LILLE - tél: 55.98.98

– Composants grand public et professionnels.
– Pièces détachées - Outillage de précision.
– Rayon récupération.
– Tout montage à la demande.

CONSEILS donnés par un INGÉNIEUR électronicien diplomé. (I.S.E.N.)

Envoi du catalogue sur demande contre 3 F en timbres — Expéditions dans toute la France

TOUS LES
RELAIS
RADIO-RELAIS
18, RUE CROZATIER
75012 PARIS
Tél. 344.44.50
R.E.R. - GARE DE LYON

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES

TRANSISTORS

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc [W]	Ic [A]	Vce max. [V]	F max. [MHz]	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 5322	Si	PNP	10	2	75	50	30	130	TO5	BSS 17	NSD 6180
2 N 5323	Si	PNP	10	2	50	50	40	250	TO5	BSS 18	NSD 6181
2 N 5324	Ge	PNP	56	10	150		20	60	TO3	AU 103	HEP 644
2 N 5325	Ge	PNP	56	10	200		20	60	TO3	SK 3034	PTC 122
2 N 5326	Si	NPN	20	5	80	80	50	150	TO59	2 N 2893	2 N 2892
2 N 5327	Si	NPN	5	10	80	100	100	300	TO5		PT 5909
2 N 5328	Si	NPN	30	10	80	100	100	300	TO59		SDT 7 A 09
2 N 5329	Si	NPN	65	20	90	80	40	120	TO61	2 N 5038-1	2 N 5038
2 N 5330	Si	NPN	80	30	90	80	40	120	TO61	JAN 2 N 5671	MJ 7000
2 N 5331	Si	NPN	100	30	90	80	40	120	TO63	2 SD 232	MJ 7000
2 N 5332	Si	PNP	0,360	0,100	12	800	20		TO46	2 N 2894 A	2 N 5057
2 N 5333	Si	PNP	1	2	80	30	30	120	TO5	BDY 70	MJE 712
2 N 5334	Si	NPN	6	3	60	40	30	150	TO39	BSX 63	BSX 63-6
2 N 5335	Si	NPN	6	3	80	40	30	150	TO39	BUY 41	BSX 64
2 N 5336	Si	NPN	6	5	80	30	30	120	TO39	2 N 5337	2 N 2658
2 N 5337	Si	NPN	6	5	80	30	60	240	TO39	2 N 5336	BFT 33
2 N 5338	Si	NPN	6	5	100	30	30	120	TO39	2 N 5339	BFT 34
2 N 5339	Si	NPN	6	5	100	30	60	240	TO39	2 N 5338	BFT 34
2 N 5344	Si	PNP	40	1	250	60	25	150	TO66	2 N 6421	MJ 3584
2 N 5345	Si	PNP	40	1	300	60	25	150	TO66	2 N 6422	MJ 3585
2 N 5346	Si	NPN	60	7	80	30	30	120	TO59	2 N 5347	2 N 5477
2 N 5347	Si	NPN	60	7	80	30	60	240	TO59	2 N 5346	2 N 5478
2 N 5348	Si	NPN	60	7	100	30	30	120	TO59	2 N 5349	2 N 5479
2 N 5349	Si	NPN	60	7	100	30	60	240	TO59	2 N 5348	2 N 5480
2 N 5354	Si	PNP	0,360	0,500	25		32		TO98	D 29 A 4	2 N 2696
2 N 5355	Si	PNP	0,360	0,500	25		80		TO98	D 29 A 5	2 N 2695
2 N 5356	Si	PNP	0,360	0,500	40		32		TO98	2 N 5365	2 N 5366
2 N 5357	Si	PNP	30	3	300	50	25	100	TO37		TRS 3739
2 N 5358 3)	Si	CaIN	0,300		15 (Vds)		gfs 1	(mhos) 3	TO72	2 N 5359	MEF 5358
2 N 5359 3)	Si	CaIN	0,300		15 (Vds)		1,2	3,6	TO72	2 N 5358	MEF 5359
2 N 5360 3)	Si	CaIN	0,300		15 (Vds)		1,4	4,2	TO72	2 N 5361	MEF 5360
2 N 5361 3)	Si	CaIN	0,300		15 (Vds)		1,5	4,5	TO72	2 N 5360	MEF 5361
2 N 5362 3)	Si	CaIN	0,300		15 (Vds)		2	5,5	TO72	2 N 5363	MEF 5362

3) transistors FET

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES

TRANSISTORS

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain min.	Gain max.	Type de boitier	Équivalences La plus approchée	Équivalences Approximative
2 N 5363 3)	Si	CaIN	0,300		15 (Vds)		2,5	6	TO72	2 N 5362	MEF 5363
2 N 5364 3)	Si	CaIN	0,300		15 (Vds)		2,7	6,5	TO72	2 N 5363	MEF 5364
2 N 5365	Si	PNP	0,360	0,500	40		32		R67	2 N 5356	2 N 5366
2 N 5366	Si	PNP	0,360	0,500	40		80		TO98	BC 478	BC 478 A
2 N 5367	Si	PNP	0,360	0,500	40		200		TO98	BC 479	BC 479 B
2 N 5368	Si	NPN	0,360	0,500	30	250	20		R207	2 N 2845	2 N 3301
2 N 5369	Si	NPN	0,360	0,500	30	250	50		R207	2 N 3302	2 N 4954
2 N 5370	Si	NPN	0,360	0,500	30	250	75		R207	2 N 4952	2 N 4953
2 N 5371	Si	NPN	0,360	0,500	30	250	20		R207	2 N 4954	BSY 21
2 N 5372	Si	PNP	0,360	0,500	30	150	20		R204	2 N 5373	TZ 551
2 N 5373	Si	PNP	0,360	0,500	30	150	50		R204	2 N 5372	TZ 552
2 N 5374	Si	PNP	0,360	0,500	30	150	100		W45	BFV 86 A	BFV 86
2 N 5375	Si	PNP	0,360	0,500	30	150	20		R207	2 N 5379	2 N 5378
2 N 5376	Si	NPN	0,360	0,500	30	300	120		R207	2 N 5377	2 N 4013
2 N 5377	Si	NPN	0,360	0,500	30	300	100		R207	2 N 5376	2 N 4013
2 N 5378	Si	PNP	0,360	0,500	30	200	120		R207	2 N 5379	2 N 2696
2 N 5379	Si	PNP	0,360	0,500	30	200	100		R207	2 N 5378	2 N 2696
2 N 5380	Si	NPN	0,360	0,200	40	250	50		R207	A 5 T 3903	2 N 3946
2 N 5381	Si	NPN	0,360	0,200	40	300	100		R207	A 5 T 3904	MM 3904
2 N 5382	Si	PNP	0,360	0,200	40	200	50		R207	A 5 T 3905	MM 3906
2 N 5383	Si	PNP	0,360	0,200	40	250	100		R207	A 5 T 3906	MM 3906
2 N 5384	Si	PNP	2	5	80	30	20	80	TO111	2 N 5385	SDT 3303
2 N 5385	Si	PNP	2	5	80	30	20	80	TO111	2 N 5384	ou SDT 3307
2 N 5386	Si	PNP	3,5	12	80	30	20	80	TO61	BDY 69	TIP 2955
2 N 5387	Si	NPN	3,5	7,5	200	15	25	100	TO61	TIP 535	SPC 154-20
2 N 5388	Si	NPN	3,5	7,5	250	15	25	100	TO61	TIP 55 A	TIP 558
2 N 5389	Si	NPN	3,5	7,5	300	15	25	100	TO61	TIP 56 A	TIP 536
2 N 5390	Si	NPN	1	2	80	40	2000		TO33	sans équivalents	
2 N 5391 3)	Si	CaIN	0,300	0,010 (Ig)	20 (Vds)		gfs 1,5	(mhos) 4,5	TO18	2 N 5358	MEF 5391
2 N 5392 3)	Si	CaIN	0,300	0,010 (Ig)	20 (Vds)		2	6	TO18	2 N 5393	MEF 5392
2 N 5393 3)	Si	CaIN	0,300	0,010 (Ig)	20 (Vds)		3	6,5	TO18	2 N 5392	MEF 5393
2 N 5394 3)	Si	CaIN	0,300	0,010 (Ig)	20 (Vds)		4	7	TO18	2 N 5395	MEF 5394
2 N 5395 3)	Si	CaIN	0,300	0,010 (Ig)	20 (Vds)		4,5	7	TO18	2 N 5394	MEF 5395

3) transistors FET

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES TRANSISTORS

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain min.	Gain max.	Type de boitier	Équivalences La plus approchée	Équivalences Approximative
2 N 5396 3)	Si	CaIN	0,300	0,010 (Ig)	20 (Vds)		4,5	7,5	TO18	2 N 5395	MEF 5396
2 N 5397 3)	Si	CaIN	0,300	0,010 (Ig)	10 (Vds)		6	10	TO72	2 N 5398	MFE 2001
2 N 5398 3)	Si	CaIN	0,300	0,010 (Ig)	10 (Vds)		5,5	10	TO72	2 N 5397	MFE 2001
2 N 5399	Si	NPN	0,360	0,100	15	600	30		TO46	BSX 87 A	2 N 4873
2 N 5400	Si	PNP	0,350	0,600	120	100	30		TO92	A 5 T 5400	
2 N 5401	Si	PNP	0,350	0,600	150	100	40		TO92	A 5 T 5401	2 SA 712
2 N 5404	Si	PNP	1	5	80	40	20	60	TO5	2 N 5406	SDT 3327
2 N 5405	Si	PNP	1	5	100	40	20	60	TO5	2 N 5407	SDT 3328
2 N 5406	Si	PNP	1	5	80	40	40	120	TO5	2 N 5404	SDT 3323
2 N 5407	Si	PNP	1	5	100	40	40	120	TO5	2 N 5405	SDT 3324
2 N 5408	Si	PNP	30	5	80	40	20	60	TO111	2 N 5410	BDY 67
2 N 5409	Si	PNP	30	5	100	40	20	60	TO111	2 N 5411	SDT 3308
2 N 5410	Si	PNP	30	5	80	40	40	120	TO111	2 N 5408	BDY 68
2 N 5411	Si	PNP	30	5	100	40	40	120	TO111	2 N 5409	SDT 3304
2 N 5412	Si	NPN	100	15	60	60	10	160	TO61	MJE 1661	2 N 6128
2 N 5413	Si	NPN	1	2	40	250	25	100	TO39	2 N 5189	2 N 3506
2 N 5414	Si	NPN	1	2	50	250	20	100	TO39	2 N 5262	2 N 3507
2 N 5415	Si	PNP	1	1	200	15	30	150	TO5	BFT 44	STIP 20
2 N 5416	Si	PNP	1	1	300	15	30	120	TO5	BFT 45	STIP 30
2 N 5417	Si	NPN	0,500	0,500	35	250	35		TO39	2 SC 810	2 N 4123
2 N 5418	Si	NPN	0,400	0,500	25	BF	25		TO98	2 N 5419	2 SC 1317
2 N 5419	Si	NPN	0,400	0,500	25	BF	70		TO98	2 N 5420	2 N 5998
2 N 5420	Si	NPN	0,400	0,500	25	BF	150		TO93	2 N 5998	2 N 6008
2 N 5421	Si	NPN	3	0,500	18	300	10	60	TO39	2 N 5697	MRF 207
2 N 5422	Si	NPN	5	1	18	300	10	60	TO39	2 N 6255	2 N 3924
2 N 5423	Si	NPN	12	2	18	300	20	70	TO60		2 N 3927
2 N 5424	Si	NPN	20	4	18	250	20	100	TO60	2 N 5424 A	2 SC 1075
2 N 5424 A	Si	NPN	20	4	18	250	20	100	TO60	2 N 5424	2 SC 1075
2 N 5425	Si	NPN	32	5	60	50	500		R177	2 N 5426	2 N 5606
2 N 5426	Si	NPN	32	5	60	50	1000		R177	2 N 5425	2 N 5606
2 N 5427	Si	NPN	40	7	80	30	50	120	TO66	2 N 5428	PP 3083
2 N 5428	Si	NPN	40	7	80	30	60	240	TO66	2 N 5427	PP 3087
2 N 5429	Si	NPN	40	7	100	30	30	120	TO66	2 N 5430	PP 3084

3) transistors FET

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES

TRANSISTORS

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain min.	Gain max.	Type de boitier	Équivalences La plus approchée	Équivalences Approximative
2 N 5430	Si	NPN	40	7	100	30	60	240	TO66	2 N 5429	PP 3088
2 N 5431 2)	Si	PNP	0,300	0,050 (Ie) 8,5 K		(RBB), 4	A (Iv),	2 mA (Ip)	R33	2 N 6114	2 N 6115
2 N 5432 3)	Si	CaIN	0,300	0,400 (Id) 5 (Vds)					TO52	2 N 5433	MFE 2012
2 N 5433 3)	Si	CaIN	0,300	0,400 (Id) 5 (Vds)					TO52	2 N 5434	MFE 2012
2 N 5434 3)	Si	CaIN	0,300	0,400 (Id) 5 (Vds)					TO52	2 N 5432	MFE 2012
2 N 5435	Ge	PNP	120	60	60	BF	20	60	TO3	2 N 5438	MP 5435
2 N 5436	Ge	PNP	120	60	90	BF	20	60	TO3	2 N 5439	MP 5436
2 N 5437	Ge	PNP	120	60	120	BF	20	60	TO3	2 N 5440	MP 5437
2 N 5438	Ge	PNP	120	60	60	BF	40	120	TO3	2 N 5435	MP 5438
2 N 5439	Ge	PNP	120	60	90	BF	40	120	TO3	2 N 5436	MP 5439
2 N 5440	Ge	PNP	120	60	120	BF	40	120	TO3	2 N 5437	MP 5440
2 N 5447	Si	PNP	0,360	0,200	25	100	60		X55	2 N 3702	D 29 A 5
2 N 5448	Si	PNP	0,360	0,200	30	100	30		X55	2 N 3703	TP 3703
2 N 5449	Si	NPN	0,360	0,800	30	100	100		X55	2 N 5450	2 N 3704
2 N 5450	Si	NPN	0,360	0,800	30	100	50		X55	2 N 5449	2 N 3705
2 N 5451	Si	NPN	0,360	0,800	20	100	30		X55	BFT 55	2 N 3706
2 N 5452 3d)	Si	CaIN	0,250	0,050 (Ig) 20 (Vds)			gfs 1	(mhos) 3	TO71	2 N 3954	2 N 3954 A
2 N 5453 3d)	Si	CaIN	0,250	0,050 (Ig) 20 (Vds)			1	3	TO71	2 N 3955	2 N 3955 A
2 N 5454 3d)	Si	CaIN	0,250	0,050 (Ig) 20 (Vds)			1	3	TO71	2 N 3956	2 N 3957
2 N 5455	Si	PNP	0,340	0,300	15	450	30		TO52	2 N 995	2 N 995 A
2 N 5456	Si	NPN	0,340	0,300	25	450	30		TO52	2 SC 237	2 SC 137
2 N 5457 3)	Si	CaIN	0,300		15 (Vds)		gfs 1	(mhos) 5	TO92	2 N 5458	MEF 5457
2 N 5458 3)	Si	CaIN	0,300		15 (Vds)		1,5	5,5	TO92	2 N 5457	MEF 5458
2 N 5459 3)	Si	CaIN	0,300		15 (Vds)		2	6	TO92	2 N 3819	MEF 5459
2 N 5460 3)	Si	CaIP	0,310		15 (Vds)		1	4	TO92	2 N 5463	2 N 5471
2 N 5461 3)	Si	CaIP	0,310		15 (Vds)		1,5	5	TO92	2 N 5464	2 N 5472
2 N 5462 3)	Si	CaIP	0,310		15 (Vds)		2	6	TO92	2 N 5465	2 N 5473
2 N 5463 3)	Si	CaIP	0,310		15 (Vds)		1	4	TO92	2 N 5460	2 N 5474
2 N 5464 3)	Si	CaIP	0,310		15 (Vds)		1,5	5	TO92	2 N 5461	2 N 5475
2 N 5465 3)	Si	CaIP	0,310		15 (Vds)		2	6	TO92	2 N 5462	2 N 5476
2 N 5466	Si	NPN	80	3	400	2,5	15	60	TO3	2 N 5467	MJ 431
2 N 5467	Si	NPN	80	3	400	2,5	15	60	TO3	2 N 5466	MJ 431
2 N 5468	Si	NPN	40	3	400	2,5	15	60	TO66	2 N 5469	2 SC 1828

2) transistor unijonction 3) transistors FET 3d) transistors FET doubles

3) transistors FET 3d) transistors FET doubles 2) transistor unijonction

sans équivalents

notre méthode : faire et voir

apprenez l'électronique par la pratique

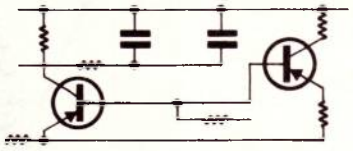
Sans « maths », ni connaissances scientifiques préalables, ce cours complet, très clair et très moderne, est basé sur la pratique (montages, manipulations, etc.) et l'image (visualisation des expériences sur oscilloscope).

TROIS REGLES NECESSAIRES A UN BON ENSEIGNEMENT

1 CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

Vous vous familiariserez d'abord avec tous les composants électroniques lors du montage d'un oscilloscope portatif et précis qui restera votre propriété à la fin des cours.

2 COMPRENEZ LES SCHEMAS



Vous apprendrez à lire, établir tous les schémas de montage et circuits fondamentaux employés en électronique.

3 FAITES PLUS DE 40 EXPERIENCES

Avec votre oscilloscope, « véritable œil de l'électronicien », vous vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits : action du courant dans les circuits, effets magnétiques, redressement, transistore, semi-conducteurs, amplificateurs oscillateur, calculateur simple, circuit photo-électrique, récepteur radio, émetteur simple, circuit retardateur, commutateur transistor, etc.

A la fin du cours, dont le rythme est choisi par l'élève suivant son emploi du temps, vous pourrez remettre en fonction la plupart des appareils électroniques : récepteurs radio et télévision, commandes à distance, machines programmées, etc.

SAMIPEC - LORIENT

LECTRONI-TEC
Enseignement privé par correspondance
REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE
35801 DINARD

GRATUIT! Pour recevoir sans engagement notre brochure couleur 32 pages, remplissez (ou recopiez) ce bon et envoyez-le à :

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD (France)

NOM (majuscules S.V.P.) _____

ADRESSE _____

_____

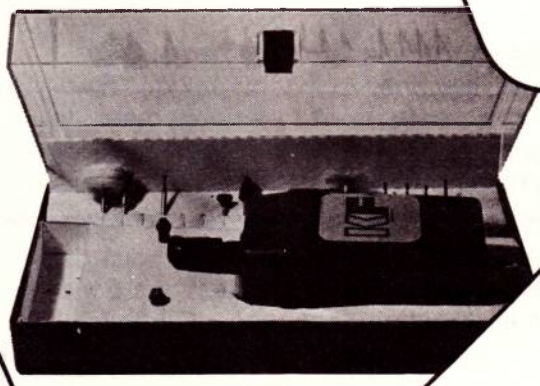
RP/82

GRATUIT : un cadeau spécial à tous nos étudiants

UN NOUVEAU SOUFFLE SUR L'ELECTRONIQUE

KF®

Les progrès de la chimie ont une incidence immédiate sur nos produits.



Matériel pour la fabrication des circuits imprimés:
- **BI 1000 :** Banc à Insoler (240mm x 410mm) pour circuits imprimés.
- **FIXIRCUIT :** plan de travail pour percer, câbler, souder, positionner.

SICERONT KF®

304, Bd Charles-de-Gaulle 92390 Villeneuve-la-Garenne
Tél. : 793 28 15 (5 lignes groupées) Télex : 630984 F

la SSTV

PROCEDES D'OBTENTION D'IMAGES

Nous poursuivons notre série d'articles consacrée à la S.S.T.V. Jusqu'à ce jour, nous nous sommes préoccupés uniquement de la réception des images émises par d'autres...
Nous allons étudier aujourd'hui les divers principes employés dans la génération des images S.S.T.V. A en juger par le courrier reçu, le moniteur S.S.T.V. que nous avons décrit a été réalisé par de nombreux amateurs. C'est à leur intention que nous décrivons à la fin de cet article une modification permettant d'améliorer encore la qualité de la synchronisation.

Comme en télévision conventionnelle (que nous appellerons tout au long de l'article F.S.T.V. pour Fast-Scan-Television) on rencontre en S.S.T.V. trois modes d'obtention d'images :
— la synthèse purement électrique utilisée par exemple dans les mires, les générateurs de caractères (cas de synthèse digitale), etc.;
— l'emploi de l'analyseur « flying spot »;
— l'emploi d'une caméra.
Nous allons analyser successivement ces divers procédés et nous décrirons dans des articles ultérieurs un dispositif de chaque classe.

Génération électrique Génération digitale

Nous renvoyons tout d'abord le lecteur à nos premiers articles sur la définition de la S.S.T.V. (n° 340 de mars 1976) et sur la description de la mire S.S.T.V. (n^{os} 341, 342 et 344).

Créer une image de façon électrique revient à créer de toutes pièces un signal vidéo.

C'est ce que fait toute mire électronique, en F.S.T.V. comme en S.S.T.V. Nous ne reviendrons pas sur ce principe supposé connu.

A l'opposé de la mire, qui génère son signal vidéo en « temps réel » grâce à des circuits électroniques relativement simples, il est possible de générer le signal vidéo en lisant une mémoire contenant toutes les informations de l'image analysée point par point **(voir figure 1).**

Les caractéristiques de luminosité de chaque point analysé de l'image sont stockées en une adresse correspondante de la mémoire.
Ce procédé est difficilement applicable en F.S.T.V. :

En effet, si l'on admet un rapport l/h de 4/3 pour l'image F.S.T.V. et une définition verticale de 600 points, la capacité de mémoire nécessaire pour « stocker » une image est de : 600 × 600 × 4/3, soit 480.000 mots !
La longueur des mots reste à définir : si l'on admet de coder la luminosité de chaque point de l'image par 8 niveaux, ce qui est relativement peu, des mots de 3 bits sont nécessaires. La mémoire a alors une capacité de 1.500.000 bits (on dit 1,5 Mbit — lire mégabit).
Une quantification à 16 niveaux, qui impose un mot de 4 bits, est une vue plus réaliste. La mémoire nécessaire pour « stocker » UNE image devient énorme : 2 Mbits (et n'oublions pas qu'en F.S.T.V., il y a 25 images par seconde ! si l'on veut, bien sûr, restituer un mouvement). Ce procédé est cependant utilisé dans des applications très spéciales (astronautique, médecine, etc.) pour le traitement par ordinateur du contenu des images. Les images digitalisées sont alors stockées sur disque ou tambour magnétiques après une forme quelconque de « compression de données » et d'élimination d'informations non significatives.

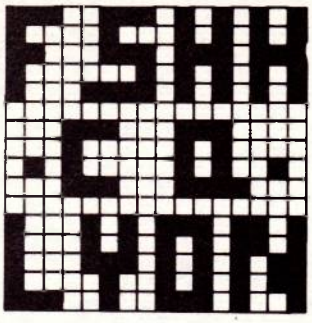


Figure 2 : Une mémoire de 256 mots de 1 bit est suffisante pour stocker cette image.

Figure 1 : On peut mémoriser une image point par point.

En S.S.T.V., le procédé devient plus réaliste et utilisable par l'amateur. En effet, si l'on admet une définition verticale et horizontale de 120 points, l'image étant carrée, la capacité de mémoire nécessaire devient : 120 × 120 = 14.400 mots. La définition obtenue étant plus faible qu'en F.S.T.V., on peut se permettre de ne quantifier la lumière en chaque point de l'image qu'en 8 niveaux, soit 3 bits.

La capacité totale de mémoire nécessaire est donc de 43,2 kbits (lire kilobit), soit approximativement 50 fois moins qu'en S.S.T.V.

Nous décrirons ultérieurement un dispositif de conversion de standard permettant la visualisation sur écran T.V. normal des images S.S T.V. et mettant à profit ces possibilités de stockage d'image.

Pour l'instant, persévérons dans la voie de la simplification en remarquant que pour mémoriser une image simple, il n'est pas nécessaire de mémoriser tous les points de l'image. La **figure 2** illustre cette remarque en montrant comment il est possible de transmettre une image comportant le C.Q., l'indicatif et le nom de la ville en utilisant seulement une mémoire de 256 mots.

Continuons nos simplifications en remarquant qu'une telle image peut ne comporter que du noir et du blanc et que par conséquent la taille du mot stocké en mémoire peut se réduire à 1 bit.

Voilà donc une mémoire facilement réalisable !

La **figure 3** donne le schéma d'un dispositif employant ce principe et basé sur ces remarques et qui sera décrit dans nos colonnes. Le compteur « colonnes » est attaqué par une fréquence multiple de la fréquence ligne du balayage S.S.T.V. Le compteur ligne est attaqué par une fréquence multiple de la fréquence image (donc sous-multiple de la fréquence ligne). A chaque instant, le contenu des deux compteurs définit une adresse de la mémoire dont le contenu est lu par l'amplificateur vidéo. Un dispositif de mélange permet l'adjonction de la synchronisation ligne et de la synchronisation image. En bout de chaîne, le V.C.O. modulé par la vidéo fournit la sous-porteuse bien connue !... En utilisant ce principe, il serait possible de constituer comme en F.S.T.V., un générateur de caractères (voir l'excellent article de R. Desmay ayant été publié dans la revue « le Haut-Parleur »). Ce procédé est utilisé en S.S.T.V. par quelques amateurs (je l'ai vu utilisé à plusieurs reprises par des amateurs britanniques). Il présente dans ce cas quelques inconvénients : il ne

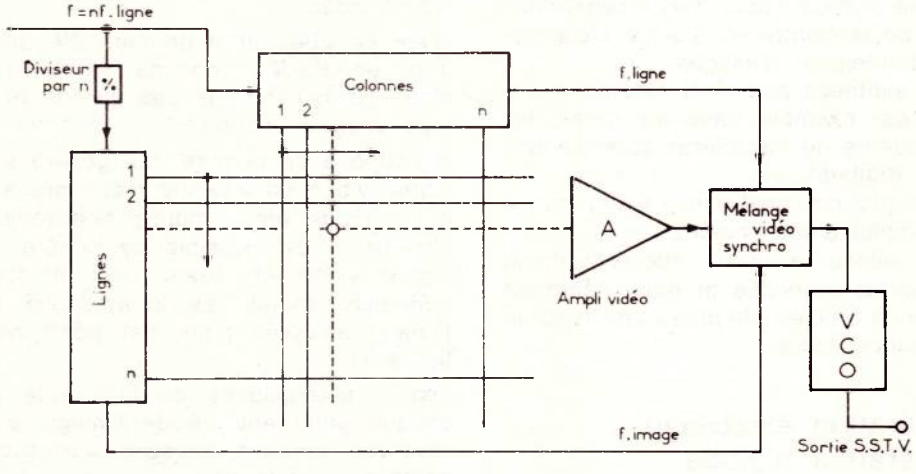


Figure 3 : Schéma synoptique d'un dispositif de génération digitale d'image SSTV mémorisée.

faut pas oublier que l'image S.S.T.V. met 8 secondes à se « bâtir » et que toute modification du texte affiché, lequel se réduit en général à moins de dix lettres, prend 8 secondes.
Nous verrons dans le chapitre suivant que l'analyseur flying-spot offre une solution bien moins onéreuse et plus souple.

L'analyseur « flying-spot »

Ce dispositif permet l'analyse de diapositives, photographies, schémas et documents de trait, etc. La **figure 4** représente, de façon simplifiée, le principe d'un analyseur flying spot :
On constitue une trame de luminosité uniforme, dite trame d'analyse, sur l'écran d'un tube cathodique à phosphore non persistant.

Cette trame va définir l'analyse du document que l'on se projette de transmettre. Le spot du tube cathodique se trouve donc à chaque instant en un endroit précis de l'écran du tube cathodique repéré par les valeurs à cet instant des tensions de balayage.

Si un cliché sur support transparent ou un tirage photographique ou dessin opaque est placé contre ou suffisamment près de la face du tube cathodique, la lumière provenant du spot et qui passe à travers le cliché transparent ou qui est réfléchie par le positif opaque dépend de la valeur du document au point concerné.

Si l'on place un élément photosensible (phototransistor, photomultiplicateur, etc.) devant l'ensemble, le signal électrique obtenu est un signal vidéo, synchrone bien entendu de la trame d'analyse. Les signaux de synchronisation sont ajoutés au signal vidéo dans l'étage mélangeur et la vidéo composite obtenue module, de façon désormais habituelle, la fréquence d'un V.C.O. qui fournit la sous-porteuse basse-fréquence.
Le principe du « flying-spot » est utilisé couramment en F.S.T.V. pour la transmission de mires, panneaux d'annonces (« Nous prions nos téléspectateurs de bien vouloir nous excuser pour..., etc. ! »). Ce principe est encore plus séduisant en S.S.T.V. puisqu'il se prête remarquablement bien à la transmission d'images fixes. Nous exposerons prochainement une méthode simple permettant d'utiliser le moniteur S.S.T.V. de la station pour enregistrer sur bande magnétique, en dehors des périodes de transmission, des « programmes télévisés » et ce sans l'aide d'une caméra.

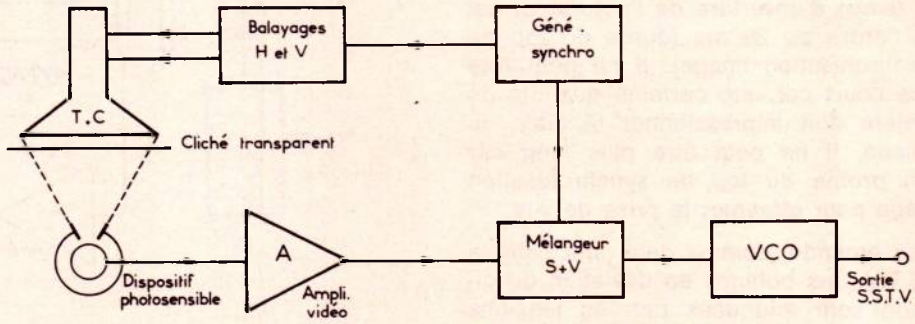


Figure 4 A : Analyseur « flying spot » : cas du cliché sur support transparent.

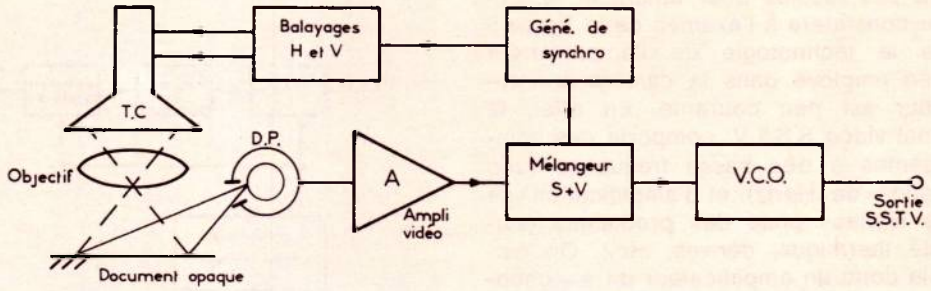


Figure 4 B : Analyseur « flying spot » ; cas du cliché opaque ; la trame d'analyse est projetée sur le document à transmettre. D.P. est un dispositif photosensible recevant la lumière réfléchie.

Les caméras

La caméra est évidemment l'équipement de prise de vue idéal. Sa réalisation reste malheureusement encore relativement complexe et onéreuse. Nous ne reviendrons pas sur le principe des tubes de prise de vues (vidicons, plumbicons...) que nous supposons connu. Une caméra S.S.T.V. ne se distingue absolument pas dans son principe d'une caméra F.S.T.V., hormis cependant deux points importants :

- L'objet ou la scène télévisée doit, en principe, être immobile pendant la durée d'analyse, soit 8 secondes.

Divers artifices apportent, nous allons le voir, une solution à ce problème.

- En S.S.T.V., l'analyse à vitesse lente de l'image interdit l'utilisation des vidicons de type classique.

Nous verrons comment tourner cet inconvénient.

A) La caméra à obturateur mécanique et « vidicon à mémoire » :

Ce type de caméra permet de transmettre sans problème et sans distorsion cinétique des scènes en mouvement.
Le principe en est simple **(voir figure 5)** : Un obturateur mécanique à commande électrique est commandé par le générateur de synchronisation image et s'ouvre un bref instant toutes les 8 secondes. La cible d'un vidicon spécial (le 7290 de Westinghouse est le plus connu) mémorise l'image un peu comme le ferait une pellicule photographique. Une fois l'obturateur fermé, on dispose donc de 8 secondes pour analyser et effacer l'image latente contenue dans la cible du vidicon. On comprend facilement que le temps d'ouverture de l'obturateur étant très faible, la vue analysée est un « instantané » de la scène télévisée qui n'est donc normalement enta-

ché d'aucune distorsion cinétique, à moins, bien sûr, que les vitesses de déplacement ne soient très grandes.

Le temps d'ouverture de l'obturateur est de l'ordre de 30 ms (durée du top de synchronisation image). Il ne peut être plus court car une certaine quantité de lumière doit impressionner la cible du vidicon. Il ne peut être plus long car l'on profite du top de synchronisation image pour effectuer la prise de vue.

Bien entendu, comme dans une caméra F.S.T.V., les bobines de déviation du cidicon sont attaquées par les tensions de déviation, en dents de scie, fournies par les bases de temps-ligne (à 16,66 Hz) et image (à 1/8Hz).

L'obturateur permet de résoudre le problème de la prise de vue de scènes en mouvement. Tous les problèmes ne sont pas résolus pour autant et le lecteur constatera à l'examen de la **figure 5** que la technologie de l'amplificateur vidéo employé dans la caméra à obturateur est peu courante. En effet, le signal vidéo S.S.T.V. comporte des composantes à très basse fréquence (une fraction de Hertz) et l'amplification de ces signaux pose des problèmes (stabilité thermique, dérives, etc.). On emploie donc un amplificateur dit à « chopper » : on « découpe » le signal à amplifier à l'aide d'une fréquence élevée située en dehors du spectre utile **(voir figure 6).** Ce faisant, on transpose le problème d'amplification de faibles tensions à fréquence basse en un problème d'amplification d'une porteuse à fréquence plus élevée (25 kHz par exemple) modulée en amplitude, problème plus simple à résoudre.

Pratiquement, dans le cas de la caméra, le découpage de la tension vidéo s'effectue très simplement en alimentant la grille du vidicon, non plus en courant continu mais en tension rectangulaire, à par exemple 25 kHz, de façon à établir et interrompre le courant de faisceau du tube de prise de vue.
Malheureusement, le vidicon employé dans ce type de caméra est une pièce de prix !... peu à la portée de l'amateur.

Des essais plus ou moins concluants ont été menés par divers réalisateurs en vue de remplacer le vidicon spécial par un vidicon tout à fait classique. Les résultats obtenus sont très divers et vont du succès à l'échec total et semblent dépendre du vidicon employé (le vidicon considéré en tant qu'individu dans un même type). La capacité de « mémorisation » d'image par la cible étant beaucoup plus faible pour le vidicon traditionnel que pour le vidicon « à mémoire », il est d'autre part impossible

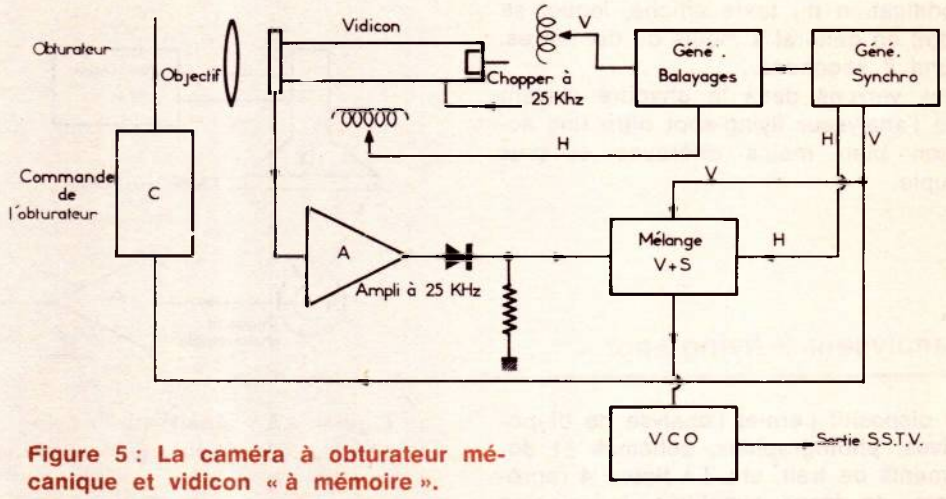


Figure 5 : La caméra à obturateur mécanique et vidicon « à mémoire ».

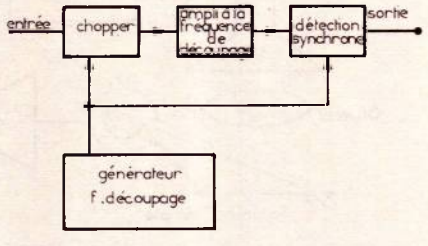


Fig. 6 A : Synoptique d'un amplificateur à « chopper ».

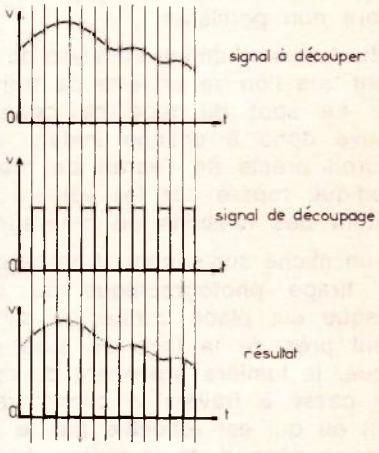


Figure 6 B : Effet du découpage sur le signal.

d'employer dans ce cas le système d'obturateur mécanique décrit.

B) La caméra à tube « plumbicon » :

Il s'agit d'une caméra sans obturateur dont l'emploi est donc forcément restreint à la prise de vue de scènes ou d'objets fixes ou très lentement mobiles. Le plumbicon est un tube de prise de vue sensible dont les performances sur le plan de la mémorisation de l'image par la cible sont intermédiaires entre celles du vidicon spécial employé dans la caméra à obturateur et celles des vidicons traditionnels. Le plumbicon balayé à vitesse lente (16,66 Hz en ligne et 1/8 Hz en image) fournit de très bonnes images. De nombreuses caméras utilisant ce type de tube ont été réalisées par des amateurs. Il est en effet possible de se procurer relativement facilement des plumbicons (utilisés dans les caméras couleur).
Le bloc de déviation correspondant est par contre une pièce plus rare et devra soit être réalisé par l'amateur, ce qui n'est pas du tout impossible, soit acheté neuf.
Rien à voir, donc, avec la disponibilité, à profusion ou presque, des vidicons (classiques (1 pouce ou 1/2 pouce) et des blocs de déviation correspondants !

C) La caméra à échantillonnage :

C'est certainement la solution qui a le plus d'adeptes, pour deux raisons essentielles :

- C'est la solution retenue sur plusieurs appareils commerciaux.

● Cette solution permet l'emploi d'une caméra F.S.T.V. classique, moyennant un minimum de modifications et l'adjonction d'un peu d'électronique. Il est possible actuellement de trouver chez divers revendeurs des caméras dites « de surveillance » pour un prix modique. Les performances de ce type de caméra laissent en général à désirer sur le plan de la définition. Dans notre application, elles sont cependant plus que suffisantes.

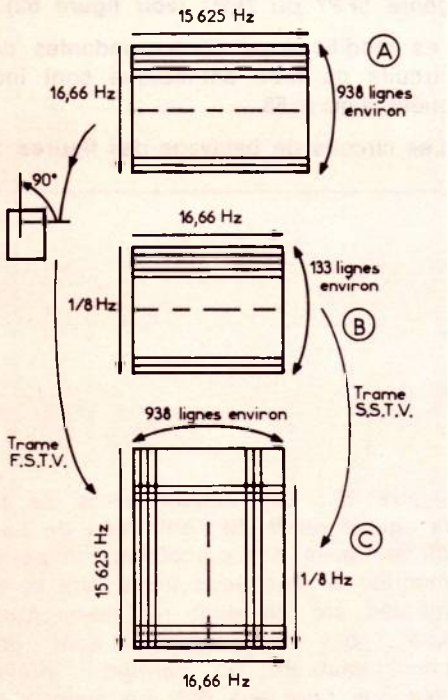


Figure 7 :
A. La trame F.S.T.V..
B. La trame SSTV désirée.
C. Confrontation des deux trames précédentes et principe de l'échantillonnage. La ligne d'échantillonnage (en couleur sur le schéma) se déplace en 8 secondes du bas au haut de l'image. Le balayage vertical SSTV résultant est inversé. Il suffit d'inverser le balayage vertical FTV pour que tout rentre dans l'ordre.

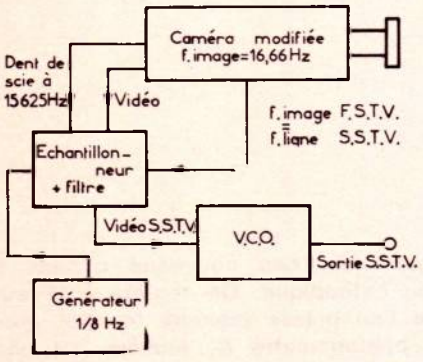


Figure 8 : Synoptique grossier d'un dispositif de prise de vue à échantillonnage.

Ce type de caméra ne comporte pas d'obturateur et par conséquent ne se prête pas à la prise de vue d'objets en mouvement. Voyons maintenant comment fonctionne cet équipement que l'auteur considère comme étant, compte tenu des diverses remarques formulées, le meilleur et le plus facilement applicable :

a) Principe de la « caméra à échantillonnage » :

Tout d'abord, supposons que nous disposions d'une caméra F.S.T.V. standard et que nous modifiions légèrement la fréquence de sa base de temps-image de façon à la faire passer de 50 Hz à 16,66 Hz (50 Hz/3).
Supposons que l'objet, ou la scène télévisée, soit totalement fixe et ne se modifie pas pendant la période d'un balayage image S.S.T.V., c'est-à-dire 8 secondes.
La **figure 7 A** représente la trame d'analyse de la caméra F.S.T.V. modifiée. Puisque l'on n'a pas modifié la fréquence-ligne de la caméra F.S.T.V., le nombre de lignes par image est donc de

$$\frac{15.625}{16,66} \simeq 938 \text{ lignes}$$

(soit 3 fois plus qu'habituellement).
La **figure 7 B** représente la trame d'analyse S.S.T.V. que nous désirons obtenir. Si l'on confronte les **figures 7 A** et **7 B,** il apparaît :

- qu'en tournant la caméra F.S.T.V. de 90° dans le sens contraire des aiguilles d'une montre, on peut considérer le nouveau balayage image de la caméra F.S.T.V. comme le balayage ligne de l'ensemble de prise de vue S.S.T.V. ;
- qu'il y a environ 1.000 points communs entre la trame F.S.T.V. modifiée et chaque ligne de l'analyse S.S.T.V. On peut dire en quelque sorte que le signal vidéo S.S.T.V. est fourni sous forme d'échantillons avec approximativement 1.000 échantillons par ligne d'analyse S.S.T.V.

Il suffit donc d'échantillonner correctement le signal vidéo F.S.T.V. pour obtenir le signal vidéo S.S.T.V.

b) Détermination des instants d'échantillonnage :

On remarque sur la **figure 7 C** que l'échantillonnage du signal vidéo doit se réaliser lors de l'intersection des lignes S.S.T.V. (fréquence image F.S.T.V.) et des lignes F.S.T.V. Le moyen le plus simple consiste à comparer les tensions de balayage correspondantes et de déclencher l'échantillonnage lorsque ces tensions sont égales. ($V_{1/3\ Hz} = V_{15\ 625\ Hz}$).

Ceci n'était que l'exposé du principe. L'application n'est pas d'une simplicité aussi idyllique mais reste néanmoins très facile et à la portée de l'amateur.
Nous avons en particulier négligé dans notre explication :

- les différences de format des images carrées en S.S.T.V. et rectangulaires en F.S.T.V.;
- les inversions de sens de l'image S.S.T.V. obtenue par rapport au sens de l'image F.S.T.V. : selon le sens de rotation de la caméra F.S.T.V., il sera nécessaire d'inverser le sens soit du balayage ligne, soit du balayage image de la caméra F.S.T.V.

Enfin, notons qu'il est possible de réduire la fréquence ligne F.S.T.V. d'un facteur 3 également, ce qui permet de restituer en « F.S.T.V. spéciale », sur un moniteur F.S.T.V. modifié en conséquence, une image de définition comparable à celle de l'image S.S.T.V. obtenue par échantillonnage.
La **figure 8** donne le schéma synoptique d'un dispositif de prise de vue d'échantillonnage.
Nous décrirons prochainement un tel équipement en deux étapes : Tout d'abord, description d'une caméra F.S.T.V. très simple et néanmoins de bonnes performances, ne comportant en tout et pour tout que le vidicon et quinze transistors courants ! Puis nous décrirons les modifications mineures à apporter à cette caméra (ou à toute autre du même style) et le dispositif complémentaire d'échantillonnage nécessaire à la prise de vue en S.S.T.V.

Conclusion

Nous espérons par cet article avoir aidé l'amateur de S.S.T.V. désireux de construire son dispositif de prise de vue à choisir la solution la meilleure pour lui, compte tenu du matériel dont il dispose, de la dépense qu'il désire engager et de ses possibilités techniques (limitations imposées par exemple par le matériel de mesure).
Comme nous l'avons dit plus haut dans cet article, nous décrirons successivement dans plusieurs textes la mise en application des trois principaux types de solutions possibles, c'est-à-dire :

- génération digitale d'images,
- analyseur « flying-spot »,
- caméra.

D. HEYDEN
F5HH

Retour sur le moniteur SSTV

(voir les n° 345 - 346 - 348 et 349)

I. Adaptation du schéma à l'utilisation d'un tube cathodique à déviation électromagnétique :

Le moniteur que nous avons décrit a été réalisé par de nombreux O.M. et nous a valu un abondant courrier.

Beaucoup de réalisateurs ont apporté leur note personnelle en adaptant les circuits à leurs désirs et au matériel disponible. Hormis les questions relevant des diverses erreurs commises par l'auteur dans la description ou apparues à la composition des textes et qui ont toutes été corrigées par des errata dans plusieurs numéros, les questions les plus fréquemment posées concernaient la possibilité d'adaptation des circuits de décodage vidéo, de synchronisation et de balayage, à la visualisation sur un tube à déviation électromagnétique.

Nous publions donc des schémas d'amplificateurs de balayage susceptibles d'être utilisés avec tout bloc de déviation pour tube T.V. 70° à concentration magnétique (facile à récupérer sur des épaves de vieux téléviseurs) et pouvant « dévier » sans problème un tube radar genre 5FP7 ou 7FP7 **(voir figure 52).**

Les modifications correspondantes des circuits du tube cathodique sont indiquées **figure 53.**

Les circuits de balayage des **figures 13**

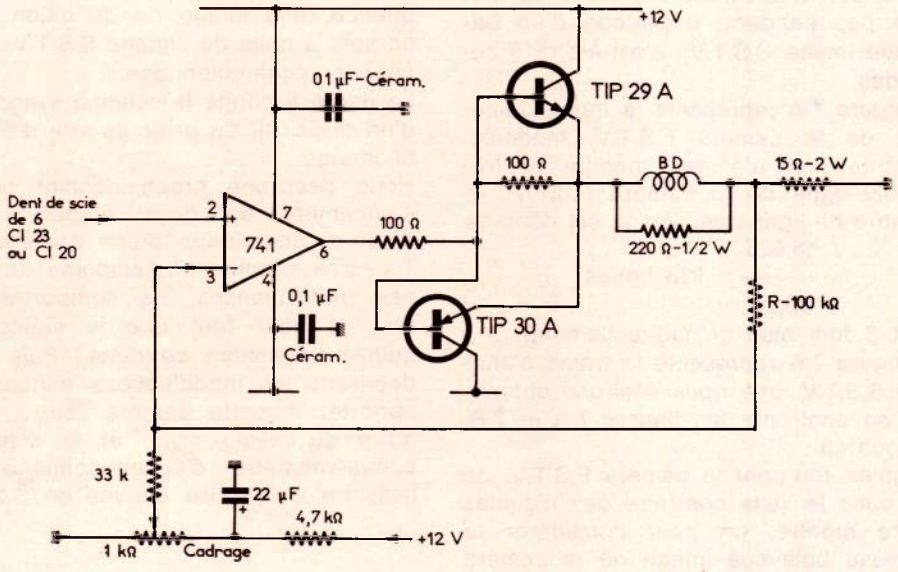


Figure 52 : Les amplificateurs de balayage H ou V. Si l'obtention de l'amplitude pose des problèmes, on pourra modifier R. Les deux transistors seront montés sur un petit radiateur. Attention : ces amplificateurs sont gros consommateurs de courant ; prévoir rien que pour eux 500 mA supplémentaires sur les ± 12 V. B.D. est la bobine de déviation Vou H (souvent 2 bobines) sont à mettre en série).

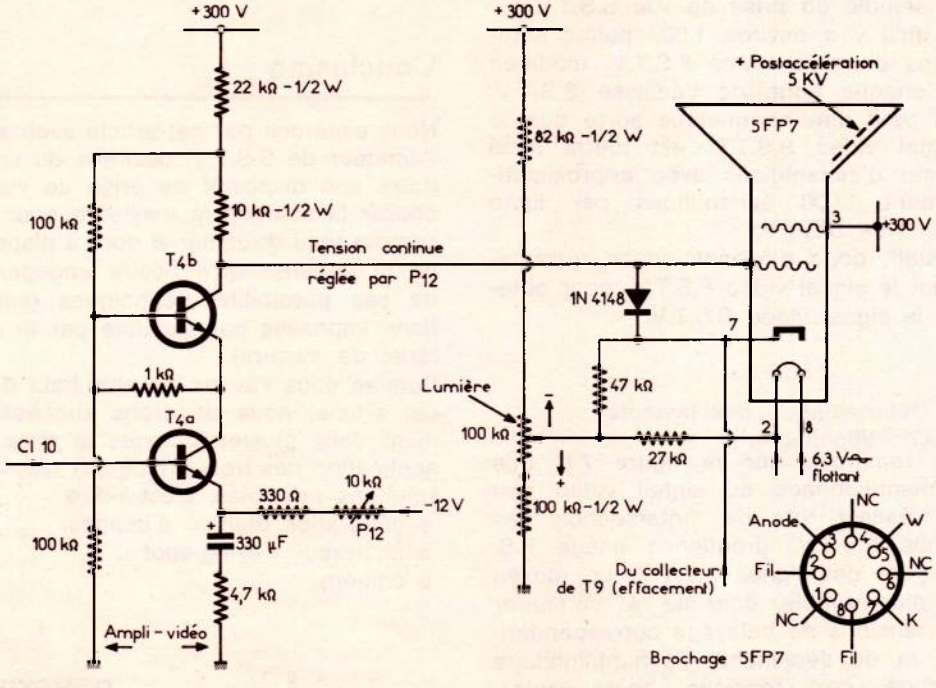


Figure 53 : Les nouveaux circuits du tube cathodique. On réglera P 12 pour que l'on puisse éteindre le spot grâce au potentiomètre de lumière. La post-accélération de 5 kV est fournie par le convertisseur statique tel que décrit figure 4.

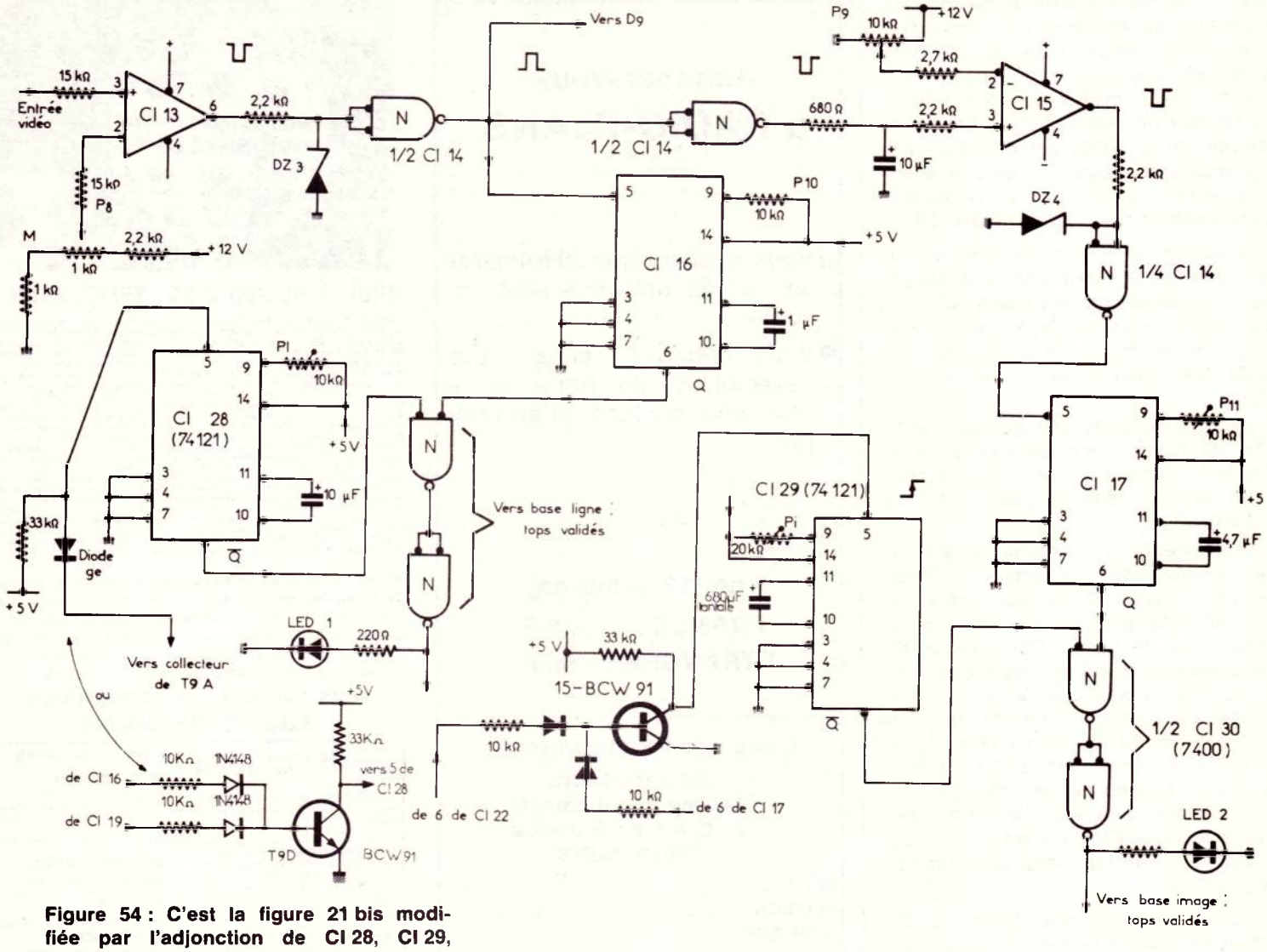


Figure 54 : C'est la figure 21 bis modifiée par l'adjonction de CI 28, CI 29, C 30 et T 15.

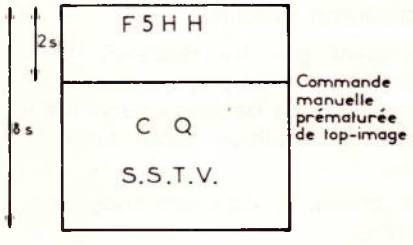


Figure 55 : L'envoi d'un top image « manuel » au bout de 2 secondes provoque le retour du balayage et une nouvelle analyse, etc. Ce procédé permet d'informer plus rapidement les OM « à l'écoute » (si l'on peut dire) de l'identité de la station : temps maximum d'attente de 2 secondes.

et 14 sont inchangés (C 23 et C 20 peuvent éventuellement être omis).
La **figure 21 bis** est inchangée.

La **figure 31** est inchangée. Notons cependant une erreur (corrigée par un errata antérieur) : la sortie vidéo se fait sur le collecteur de T4 b et non pas sur le collecteur de T4 a.

La **figure 44** n'est par contre plus valable.

II. Perfectionnement des circuits de synchronisation

L'utilisation intensive du moniteur décrit nous a amené à apporter quelques perfectionnements concernant en particulier la protection contre le bruit de type « impulsionnel » des synchronisations ligne et image. Le lecteur reconnaîtra en la **figure 54,** la figure 21 bis modifiée par l'adjonction de CI 28, CI 29, CI 30. CI 28 assure l'antiparasitage de la synchronisation ligne. C'est un monostable déclenché par le front A.R. des tops lignes reçus ou régénérés localement. La période est ajustée par PI à 52 ms environ. Dès réception d'un top ligne (ou dès régénération locale du top par CI 19), CI 28 bloque la ligne de synchro allant vers la base de temps ligne, pour un temps de 52 ms, soit la quasi-totalité d'une ligne.

(La période de CI 28 pourrait être commutée à 58 ms en position 60 Hz afin de profiter au maximum de l'immunité au bruit ainsi acquise.) Ce blocage évite les retours intempestifs du spot provoqués par les parasites ou les splatters. Les signaux de commande de CI 28 sont prélevés sur le collecteur de T9 A, préamplificateur d'effacement, ou plus avantageusement fournis par un transistor supplémentaire T9 D **(voir figure 54).**

CI 29 assure la même fonction en ce qui concerne la synchronisation image. Il est commandé par les fronts A.R. des tops image reçus ou régénérés localement. T15 est monté en porte « on » et fournit les signaux de commande de CI 29.

La période de CI 29 est ajustée par Pi à 7s, de façon à s'accommoder de la réception d'images trop courtes (on trouve sur l'air des images de toutes les durées !...).

Le réalisateur aura intérêt à prévoir une commutation permettant la mise hors circuit de CI 29. En effet, une « manie » de trafic apparaît sur l'air actuellement : lors de l'appel CQ, de plus en plus d'opérateurs transmettent des images courtes (3 secondes environ) comportant uniquement l'indicatif qui est donc situé en haut d'image **(voir figure 55)** grâce à l'envoi manuel, en pleine analyse de l'image par le « flying spot » ou la caméra, d'un top supplémentaire. Si à ce moment CI 29 est en service sur le moniteur, ce top sera tout simplement ignoré !

Ces deux modifications (CI 28, CI 29) améliorent considérablement le confort de la réception. L'action de l'antiparasitage image est particulièrement agréable en cas de QRM par une SSB près de la fréquence synchro.

Elles auraient pu être réalisées d'autres façons : par exemple, comparateurs sur les tensions de balayage ne validant les lignes de synchros qu'en bout de balayage.

Il fallait choisir !... Les solutions sont équivalentes.

L'auteur se tient toujours à la disposition des lecteurs, par l'intermédiaire de la revue, pour leur apporter toutes précisions sur les appareils décrits. ■

D. HEYDEN (FSHH)

Abonnez-vous à RADIO-PLANS

- Vous ne payez que 10 Numéros sur les 12 qui vous sont envoyés.
- Vous recevez chez vous l'exemplaire de notre revue sans vous déplacer et en priorité.

1 an (12 numéros)
FRANCE : 45 F
ETRANGER : 60 F

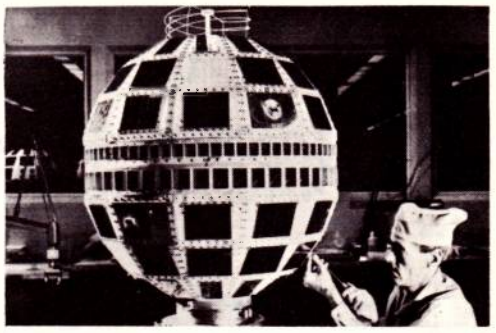
Bon à recopier et envoyer à :
RADIO-PLANS
Service abonnements
2-12, rue de Bellevue
75019 PARIS

NOM .....
PRENON .....
ADRESSE .....
(Ci-joint un chèque de : .....)

RADIO-PLANS

informe ses lecteurs
que les numéros 350 - 351 - 352
de l'année 1977
sont épuisés

Il peut être fait des photocopies
concernant les articles
sur les
MICROPROCESSEURS
figurant dans ces numéros
à raison de 2 francs la page



quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel ■ Radioréception - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images ■ Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales ■ Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie ■ Câbles Hertziens - Faisceaux Hertziens - Hyperfréquences - Radar ■ Radio-Télécommande - Téléphotographie - Piézo-Electricité - Photo Electricité - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automation - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation ■ Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculateurs et Ordinateurs) ■ Physique électronique et Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie ■ Electronique Médicale - Radio Météorologie - Radio Astronautique ■ Electronique et Défense Nationale - Electronique et Energie Atomique - Electronique et Conquête de l'Espace ■ Dessin Industriel en Electronique ■ Electronique et Administration : O.R.T.F. - E.D.F. - S.N.C.F. - P. et T. - C.N.E.T. - C.N.E.S. - C.N.R.S. - O.N.E.R.A. - C.E.A. - Météorologie Nationale - Euratom ■ Etc.

Vous ne pouvez le savoir à l'avance : le marché de l'emploi décidera. *La seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécialisations de l'Electronique. Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...*

cours progressifs par correspondance
RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION	PROGRAMMES
ÉLÉMENTAIRE - MOYEN - SUPÉRIEUR Formation, Perfectionnement, Spécialisation.	■ TECHNICIEN Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point.
TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs) Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors. METHODE PEDAGOGIQUE INEDITE « Radio - TV - Service » Technique soudure — Technique montage - câblage - construction — Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.	■ TECHNICIEN SUPÉRIEUR Radio Electronicien et T.V. Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur. ■ INGENIEUR Radio Electronicien et T.V. Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle. COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24, RUE JEAN-MERMOZ • PARIS 8e • Tel : 225 74-65
Metro : Saint Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs Elysées

BON (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).
Degré choisi .....
NOM .....
ADRESSE .....

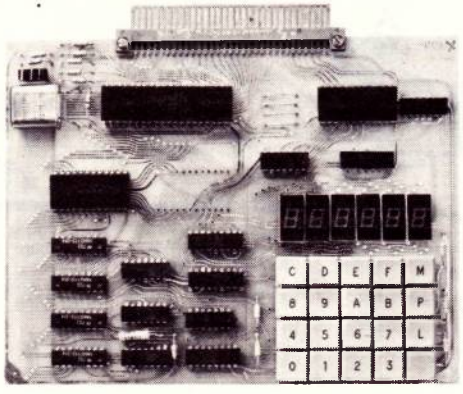
AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile
Enseignement privé à distance.

Quand vous écrivez aux annonceurs, recommandez-vous de RADIO-PLANS

MICRO-INFORMATIQUE
votre outil : le système EMR

L'équipement de base : l'unité centrale U.C.EMR

Ce micro-ordinateur possède les caractéristiques suivantes :
- Alimentation unique + 5V
- Microprocesseur Mos canal N, 8 bits parallèle type SC/MP II
- 512 octets de PROM (+ 512 en option)
- 256 octets de RAM (+ 256 en option)
- Clavier Hexadécimal + touches de fonction
- Affichage par 6 x 7 segments
- Connecteur imprimé 62 points.



L'unité centrale U.C.EMR comprend :
- une carte complète
- une notice détaillée
- un carnet de programmation
- des exemples de programmes

Prix en ordre de marche
1 150 F TTC
Prix en kit :
985 F TTC

Le développement : une structure modulaire

Interface cassette avec magnétophone et PROM de gestion

Cette adaptation est destinée à mémoriser sur bande magnétique standard, des programmes ou des fichiers. Elle est incluse dans le magnétophone « mini K 7 » qui se trouve ainsi directement adaptable sur l'unité centrale. Une PROM de gestion de 512 octets enfichable sur l'U.C. est fournie avec ce module.

Prix : 595 F TTC

Carte de mémoire mixte avec interface cassette et extension mémoire

Cette carte est aux dimensions de l'U.C. et comporte 2 K octets de RAM. Une emplacement est prévu pour 2 K octets de PROM d'application. Cette configuration permet une extension de l'espace adressable à 64 K octets en pages de 4 K octets. Une interface cassette permet la mémorisation de programmes sur magnéto extérieur (en option).

Prix : nous consulter

Carte relais

Egalement aux dimensions de l'U.C., cette carte peut être équipée de 6 à 27 relais reed (bus et flag).
Applications : commande de réseaux ferroviaires miniatures, machines-outils, alarmes, etc...

Prix : 427 à 810 F TTC (selon l'équipement)
En kit : 365 à 692 F TTC

Carte à wrapper

Elle se compose d'un circuit imprimé double face aux dimensions de l'U.C. avec un connecteur mâle et percée de trous pastillés sur les 2 faces au pas de 2,54 mm. Des supports de circuits intégrés à wrapper, des barrettes ainsi que des outils à wrapper peuvent être fournis en option.

Prix : 195 F TTC

Modules à venir
- Carte pour calcul scientifique,
- Convertisseur analogique - digital - analogique,
- Interface Télégraphique V24 compatible code Baudot,
- Clavier étalé type AZERTY
- Interface vidéo pour téléviseur standard,
- Carte de programmation de PROM,
- Carte mémoire dynamique 16 et 32 K octets.

Carte-mère

Elle est enfichable sur l'U.C. et est destinée à recevoir les modules existants ou à venir. Il s'agit d'un circuit imprimé double face prévu pour 4 connecteurs 62 points. Des connecteurs placés aux extrémités rendent cette carte cascadable. La carte-mère est livrée avec ses 6 connecteurs câblés ou en kit. **Prix : 290 F TTC** **En kit : 250 F TTC**

EMR SARL
27370 - Le Gros Theil
Bureaux :
7, rue du Saule
92160 Antony
Pour tous renseignements, appelez au **237-57-60**

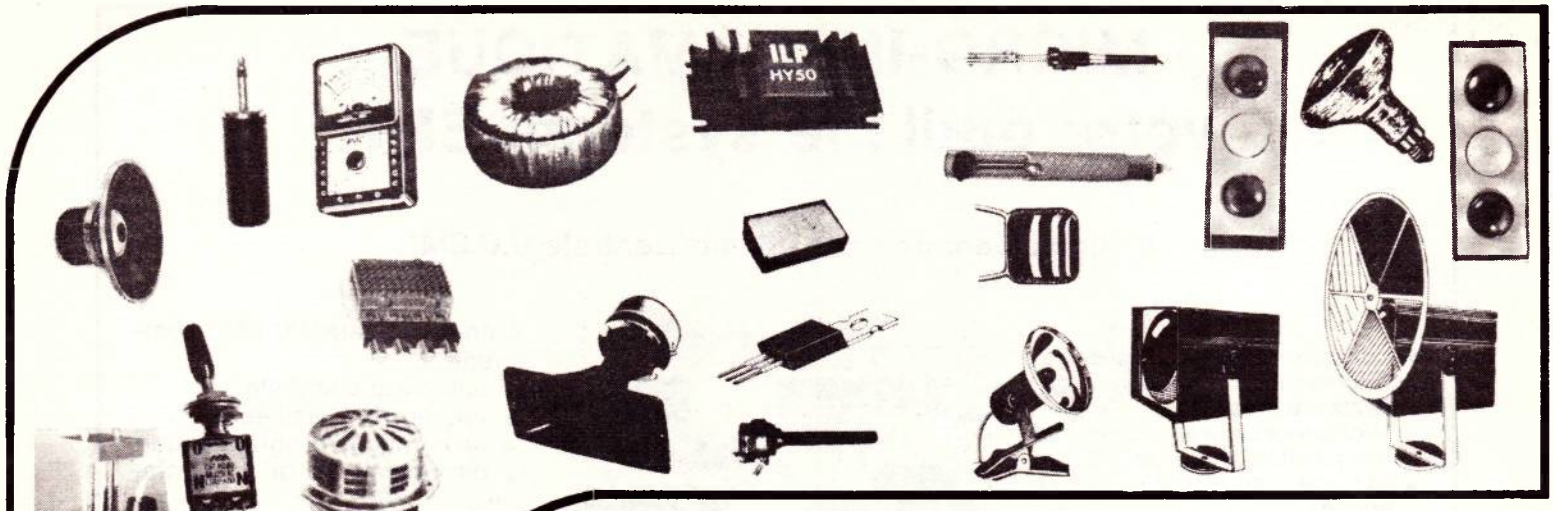
DISTRIBUTEURS :
— **RTF/Distronique** (Neuilly)
— **Facen** (Lille, Nancy, Strasbourg, Rouen)
— **Debellé** (Fontaine, Isère)

COMPTOIRS DE VENTE :
RID (Rixhem, Haut-Rhin), **Pentasonic** (Paris), **Debellé**

Autre matériel disponible
- PROM 512 octets programmées, enfichables sur l'U.C. **185 F TTC**

Exemples :
- PROM interface cassette,
- PROM moniteur d'U.C.
- PROM 4 opérations (+ - x /) sur 8 chiffes en virgule flottante
- PROM éditeur pour aide à la mise au point de programmes
- PROM master-mind, 5 chiffres en 12 coups

- Mémoires vives
- Connecteurs
- Alimentation 5 V/3A régulée (protégée contre les C.C. **215 F TTC**



VENTE PAR CORRESPONDANCE (MINIMUM 50 F)
Ecrire pour devis (joindre 2 timbres à 1 F pour la réponse)

corama

chaine hi fi

KITS ET COMPOSANTS

corama 51 Cours VITTON 69006 LYON Tél.: (78) 89.06.35

Presse Technique Etrangère

Application nouvelle du 555

Dans « Electronics » du 15 septembre 1977, on publie un montage de protection contre les dépassements des limites requises de la tension du secteur en débranchant l'appareil alimenté du secteur.

Ce montage est proposé par R.-J. Patel, de l'Institut de recherches fondamentales de Bombay (Inde).

A la **figure 1,** on donne le schéma établi par l'auteur. On y trouve l'alimentation à partir du secteur de 110 ou 220 V. Le secondaire du transformateur TA doit donner 15 V alternatif au secondaire. Le redressement est assuré par un pont de quatre diodes, de puissance appropriée au montage. On a assuré le filtrage de la tension redressée à l'aide de C, de 1 000 µF, 25 V électrolytique. Cette tension est appliquée à un régulateur shunt utilisant le transistor de puissance 2N 3055 qui permet d'obtenir une tension continue régulée entre l'émetteur de Q_1 et le — de l'alimentation, c'est-à-dire la masse.

Le régulateur shunt comporte, outre le transistor de puissance (à monter sur radiateur), un circuit de stabilisation de la tension de la base, réalisé avec une diode 1N 34 et une diode zener de 12 V. Une résistance de 680 Ω permet la polarisation de la base de Q_1 et une autre résistance de 100 Ω polarise l'émetteur de ce transistor. La tension positive de l'émetteur est appliquée au point 8 du circuit intégré 555 et au collecteur de Q_2, du type 2N 2222.

Le dispositif utilise aussi une deuxième diode zener de 6,2 V, deux potentiomètres P_1 et P_2 de 1 kΩ et un relais de 12 V 80 mA. La marque de ce relais est indiquée : **Allied Electronics Elgin Ill.** Stock n° 703 1015 (USA).

Fonctionnement

La tension non régulée varie d'une manière proportionnelle à la tension du secteur. Un échantillonnage de cette tension continue variable est obtenu sur les curseurs des potentiomètres P_1 et P_2 qui déterminent les seuils des tensions maximum et minimum prévues.

On a monté le 555 en multivibrateur bistable. Les états sont en relation directe avec les tensions appliquées aux points SET (2) et RESET (4) de ce CI. Dans des conditions « normales », la tension du secteur doit se trouver entre les deux limites prévues. La tension non régulée du point A, curseur de P_1, est suffisante pour le déclenchement de la diode zener de 6,2 V, ce qui a pour effet la saturation du transistor Q_2, 2N 2222.

Au point 4 du CI 555, la tension peut monter alors rapidement jusqu'à 12 V. Lorsque cette tension atteint 0,66 × 12 V, soit 8 V, la tension du point 3 passe au niveau haut et le relais est actionné, ce qui correspond au branchement de l'appareil protégé, au secteur (contact fermé). Si la tension du secteur est inférieure à celle de la limite inférieure prévue, la tension au point A, curseur de P_1, est au-dessous de celle qui donne lieu au déclenchement de la diode. De ce fait, le relais se remet au repos et l'appareil protégé est débranché du secteur. Si la tension du secteur dépasse la limite supérieure préétablie, la tension du point 2 du 555 excède 4 V (un tiers de 12 V), le relais revient au repos et l'appareil à protéger est débranché du secteur car le point 3 passe au niveau bas.

Il est possible de régler les deux limites, inférieure et supérieure, avec une tolérance de ± 5 V par rapport à la tension normale du secteur si l'on utilise des potentiomètres de précision. Signalons, dans le même numéro d'« Electronics », les articles suivants : circuits imprimés flexibles, mémoires ROM altérables électriquement ; détecteur de phase produisant une tension de sortie non ambiguë ; un appareil de mesure de la conductivité de la concentration d'une solution de sel ; montage en parallèle des alimentations.

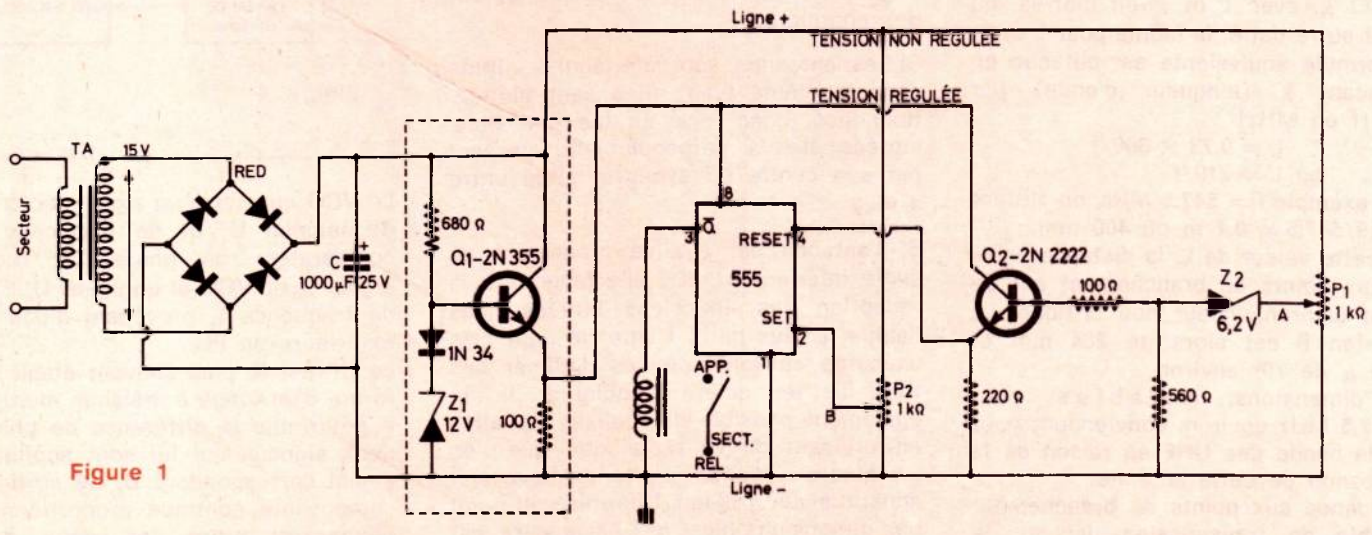


Figure 1

Antenne papillon pour UHF, FM, VHF.

Dans « Funkschau » 1977, cahier 19, une antenne de TV et éventuellement de FM est proposée par Olaf Tech. Cette antenne, connue sous le nom d'antenne **papillon** ou d'antenne **bitriangle**, est représentée à la **figure 2.**

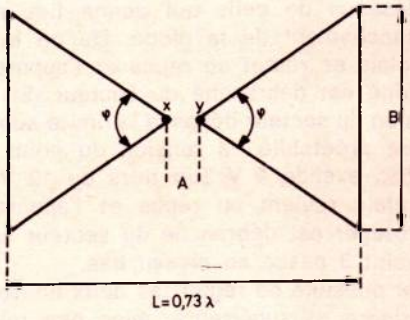


Figure 2

Comme son nom l'indique, on voit qu'elle se compose de deux triangles identiques, constituant des surfaces métalliques situées dans un même plan et dont les points de branchement sont x et y.
Les dimensions sont : L, A, B et l'angle α d'ouverture des « ailes » du papillon.
On prendra, d'une manière générale, $L = 0{,}73\ \lambda$, avec L et λ en mètres, ou en tout autre unité, la même pour L et λ.
Une formule équivalente est obtenue en remplaçant λ (longueur d'onde) par 300/f (f en MHz) :

$$L = 0{,}73 \times 300/f$$

ou $L = 219/f$

Si par exemple f = 547,5 MHz, on obtient $L = 219/547{,}5 = 0{,}4$ m ou 400 mm.
Avec cette valeur de L, la distance entre les deux points de branchement est de 20 mm environ, valeur non critique. La dimension B est alors de 264 mm et l'angle α de 70° environ.
Ces dimensions, valables pour f = 547,5 MHz environ, conviennent pour toute la bande des UHF en raison de la large bande de cette antenne.
L'impédance aux points de branchement du câble de transmission dépend de l'angle α. Ainsi, si :

$\alpha = 30°$, $Z = 350\ \Omega$
$\alpha = 40°$, $Z = 300\ \Omega$
$\alpha = 50°$, $Z = 250\ \Omega$
$\alpha = 70°$, $Z = 200\ \Omega$

Une valeur de 50° à 70° convient dans les régions où l'on a l'habitude de prévoir des antennes de 240 Ω et $\alpha = 40°$ convient lorsque $Z = 300\ \Omega$.

Là où $Z = 75\ \Omega$, une bonne solution est de prendre $\alpha = 40°$ pour obtenir $Z = 300\ \Omega$ et de disposer entre les points de branchement et le coaxial de 75 Ω un adaptateur d'impédance 300 à 75 Ω.

A noter que d'une manière générale, B = 0,66 A, ce qui permettra de trouver les dimensions pour d'autres fréquences que celle de l'exemple proposé.

Il est toutefois évident que cette antenne ne pourrait convenir en pratique qu'en UHF, car ses dimensions seraient très grandes en VHF.

Soit par exemple f = 100 MHz, valeur qui pourrait convenir pour recevoir les émissions FM de la bande II.
Avec cette valeur de f, on a :

$$L = 219/100 = 2{,}19\ m$$
$$B = 0{,}66 \times 2{,}19 = 1{,}44\ m$$

Pratiquement, il faudrait prendre L de l'ordre de 2,5 m et B de l'ordre de 1,5 m. Si f = 200 MHz (bande III), les dimensions sont la moitié de celles données pour la FM, soit L = 1 à 1,25 m et B = 0,66 à 0,75 m.

Au point de vue de la construction, de nombreux modes sont possibles. Il est intéressant de diminuer le poids et réduire l'opposition au vent, en utilisant de la toile métallique montée sur des cadres en bois ou autre matière.
La directivité de cette antenne peut être augmentée en montant les deux ailes sur des charnières.

Si les antennes sont à triangles situés dans le même plan, elles sont bidirectionnelles, donc recevant les émissions situées sur la perpendiculaire passant par son centre de symétrie situé entre x et y.

Si l'antenne est à ailes présentant un angle inférieur à 180°, elle favorisera la réception des émissions situées dans l'angle le plus petit. L'antenne peut être exécutée en tôles pleines. Utiliser des tôles de fer, cuivre, aluminium. Il est également possible de réaliser les ailes en utilisant du fil métallique que l'on « bobinera » sur les cadres en bois pour constituer un grillage. Une mise au point des dimensions n'est pas nécessaire, car elles ne sont pas critiques.

Synthétiseur de fréquence pour radiotéléphonie

Dans « Composants Actualités » (revue éditée par Siemens, mars 1977), nous relevons un intéressant article dans lequel on décrit un synthétiseur de fréquence pour radiotéléphonie, utilisant le circuit intégré S 187.
C'est un montage PLL (boucle à asservissement de phase) connu depuis 1930, ce procédé a été constamment amélioré et adapté aux dispositifs à transistors, puis aux circuits intégrés. Désignés sous le nom de PLL (Phase Locked Loop), ces circuits présentent une parenté évidente avec le CAF = commande automatique d'accord. Voici d'abord un rappel rapide du principe d'un PLL. Considérons le schéma simplifié de la **figure 3.** L'ensemble comprend quatre parties, le comparateur de phase, le VCO, l'amplificateur, le filtre passe-bas.

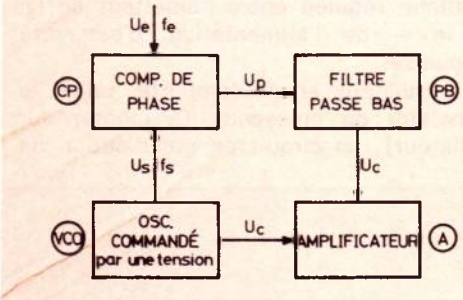


Figure 3

Le VCO engendre un signal rectangulaire de tension U_s et de fréquence f_s. Le comparateur de phase CP reçoit le signal U_s du VCO et un signal U_e d'entrée, de fréquence f_e provenant d'une source extérieure au PLL.
Le CP est le plus souvent établi sous la forme d'un étage à mélange multiplicatif. Il détermine la différence de phase des deux signaux qui lui sont appliqués. Le signal correspondant U_p de sortie a une composante continue proportionnelle au déphasage entre les deux tensions d'entrée.

râce au filtre passe-bas, la composante ontinue est seule transmise à l'amplicateur A qui donne à la sortie un signal galement désigné par U_c mais amplifié fois ; k est une constante. Cette tenion est transmise au VCO et le comande. De cette manière, la boucle a té verrouillée. On notera une différence e phase de 90° entre les tensions U_e t U_s. En chaque instant, le signal à la réquence f_s est « invité » à se rapproher, en fréquence, du signal U_e tout n conservant une différence de phase le 90°.

.'asservissement ne s'effectue que si la réquence f_e est proche de celle du VCO, so en boucle ouverte. A la **figure 4** on montre la variation de U_c en fonction de a fréquence f_e. Il y a quatre domaines dont l'un est compris dans un autre. Le domaine de **maintien** est celui où f_e, fréquence de la tension extérieure appliquée au comparateur de phase, peut maintenir le verrouillage. De part et d'autre de ce domaine, le verrouillage (ou asservissement) ne peut être maintenu.

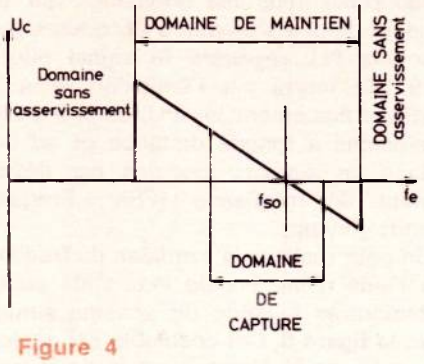


Figure 4

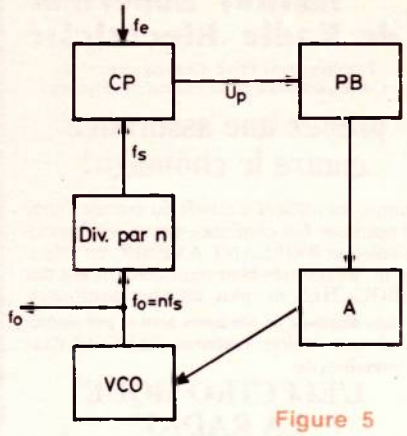


Figure 5

A l'intérieur du domaine de verrouillage, se trouve celui de **capture** qui assure le premier verrouillage. Ensuite, si f_e sort du domaine de capture tout en restant dans celui de maintien, le verrouillage sera conservé. Dès que f_e sort du domaine de maintien, le verrouillage cesse. Il est alors nécessaire que f_e varie de manière à ce qu'elle se retrouve, même pendant un temps très réduit, dans le domaine de capture afin que l'asservissement s'enclenche à nouveau.

On voit que le verrouillage et le déverrouillage ne sont des phénomènes réversibles rigoureux que dans le domaine de capture. Soit, à titre d'exemple, U_e, un signal FI à 10,7 MHz, à modulation de fréquence, avec une excursion de ± 50 kHz maximum, représentant la BF à transmettre.

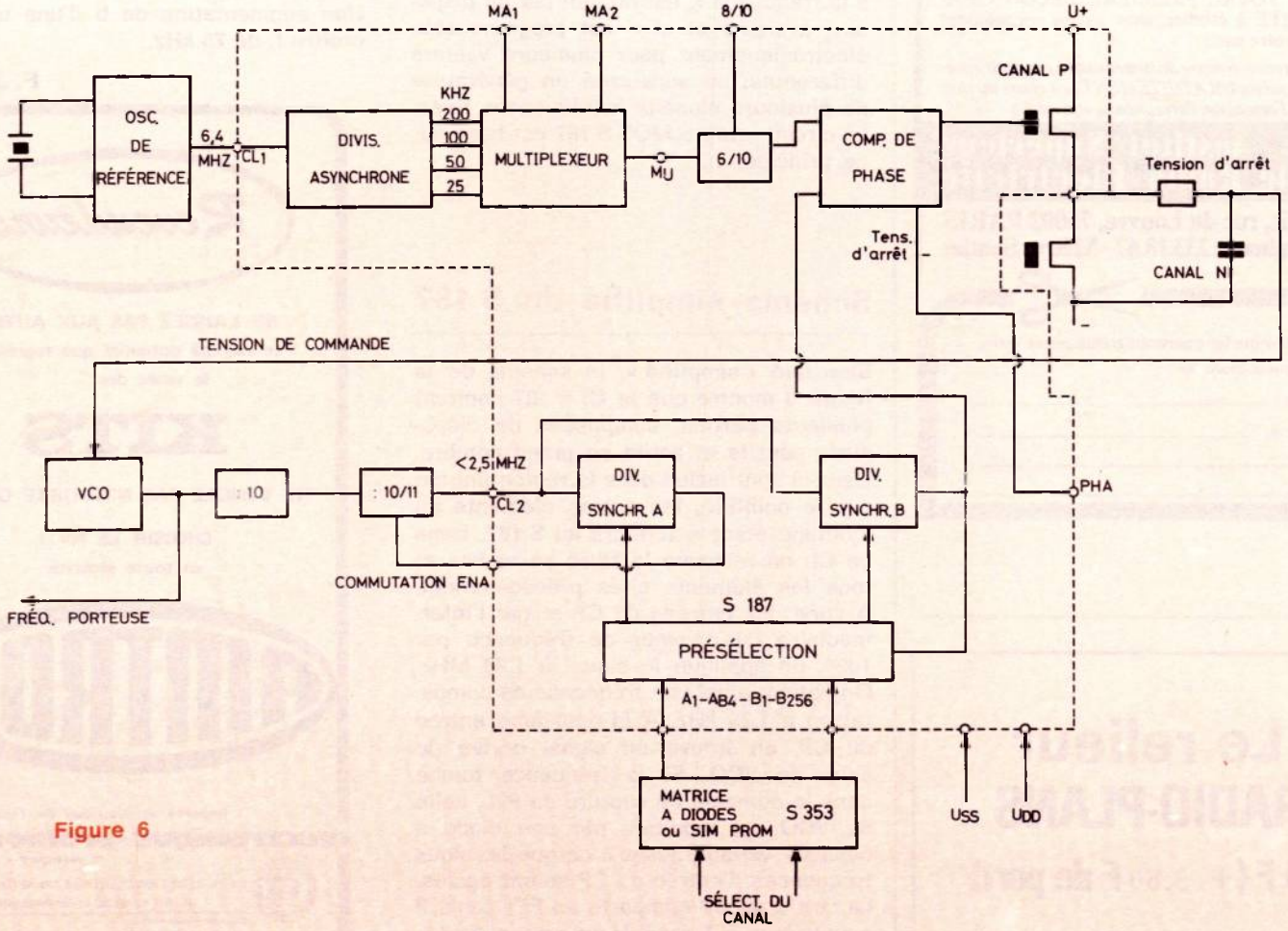


Figure 6

Institut Supérieur de Radio Electricité

Etablissement Privé d'Enseignement par Correspondance et de Formation continue.

prenez une assurance contre le chômage !

Comme les milliers d'élèves du monde entier qui nous ont fait confiance depuis 1938, assurez-vous un BRILLANT AVENIR, en préparant un métier très bien rémunéré offrant des DEBOUCHES de plus en plus nombreux.

Si vous disposez de quelques heures par semaine, si vous désirez vraiment REUSSIR dans les domaines de

L'ELECTRONIQUE
LA RADIO
LA TELEVISION

Faites confiance à

Institut Supérieur de Radio Electricité

qui vous offre :
- des cours par correspondance adaptés à vos besoins
- du matériel de qualité pour effectuer des manipulations CHEZ VOUS
- des Stages Pratiques GRATUITS dans nos laboratoires
- des professeurs et techniciens pour vous conseiller et vous orienter
- un STAGE GRATUIT d'une semaine à la fin de votre préparation
- un CERTIFICAT de fin d'études très apprécié
- ET VOTRE PREMIERE LEÇON GRATUITE à étudier, sans aucun engagement de votre part.

Pour recevoir notre documentation et savoir comment suivre GRATUITEMENT nos cours au titre de la Formation Permanente, écrivez à :

Institut Supérieur de Radio Electricité

27 bis, rue du Louvre, 75002 PARIS
Téléphone : 233.18.67 - Métro : Sentier

Veuillez me faire parvenir gratuitement votre documentation RP

Nom : _____

Adresse : _____

_____

_____

Le relieur RADIO-PLANS

10 F (+ 5,80 F de port)

Le signal U_c alternatif est le signal BF démodulé et filtré. De même dans les décodeurs stéréo à circuit PLL, on a pu supprimer tous les bobinages qui existaient dans les premiers décodeurs car la boucle PLL **régénère** le signal pilote à 19 kHz fourni par l'émission reçue. On utilise également les PLL dans les transmissions à longue distance et au décodage de signaux modulés par déplacement de fréquence (FSK = Frequency Shift Keying).

On peut réaliser la synthèse de fréquence à l'aide d'une boucle PLL. Cela peut se démontrer à l'aide du schéma simplifié de la **figure 5.** Cet ensemble est analogue à celui de la **figure 3**, mais on y trouve un diviseur de fréquence par n, intercalé entre le VCO et le CP.

Le comparateur de phase CP compare le signal à la fréquence f_e avec celui à la fréquence f_s, fourni par le diviseur de fréquence.

D'autre part, l'oscillateur VCO est accordé sur $f_o = n\,f_s$, ce qui donne le signal $f_s = n\,f_s$ appliqué au CP. La fréquence f_c est celle du VCO en boucle ouverte.

Quelle que soit la valeur du facteur n, le pourcentage du domaine de maintien ne varie pas.

La fréquence f_o est aussi stable dans le temps que celle d'entrée f_e. Si le signal à la fréquence f_o est produit par un dispositif à quartz et si n est programmable électroniquement pour plusieurs valeurs différentes, on aura créé un générateur de plusieurs signaux à fréquences fixes. Le circuit intégré MOS S 187 est basé sur ce principe.

Schéma simplifié du S 187

Bien que « simplifié », le schéma de la **figure 6** montre que le CI S 187 contient plusieurs parties, composées de dispositifs passifs et actifs en grand nombre. Ceux-ci sont inclus dans la région limitée par le pointillé, les autres éléments du montage étant extérieurs au S 187. Dans ce CI, on retrouve le filtre passe-bas et tous les éléments cités précédemment. A l'une des entrées du CP et par l'intermédiaire du diviseur de fréquence par 1024, on applique le signal à 1,28 MHz. On obtient ainsi une fréquence de comparaison à 1,25 kHz. A la deuxième entrée du CP, on trouve un signal dérivé de celui du VCO. Si la fréquence tombe dans le domaine de capture du PLL, celle du VCO est modifiée par une diode à capacité variable jusqu'à ce que les deux fréquences d'entrée du CP soient égales. La sortie du CP comporte un FET canal P couplé à un FET canal N qui peut accepter un potentiel de niveau H (haut) ou être ouverte (trois états). Le signal ainsi obtenu est transmis au VCO comme tension de commande.

On réalise la division de fréquence du signal du VCO par une succession de diviseurs : un prédiviseur commutable par 60 ou 64 et par les diviseurs synchrones A et B.

La programmation du diviseur synchrone se fait aux entrées de programmation A_1 A_{64}, B_1, B_{64} par l'intermédiaire d'une matrice à diodes FZR 101.

Soit f_o la fréquence du VCO et f_{comp} la fréquence de comparaison. On a la relation suivante :

$$\frac{f_o}{f_{comp}} = (Q - P)\ a + Pb$$

relation dans laquelle :

a = rapport de division du diviseur A,
b = rapport de division du diviseur B,
P = rapport de division = 60, du prédiviseur,
Q = rapport de division = 64, du prédiviseur,
f_{comp} = 1,28 MHz/1 024 = 0,125 MHz = 1,25 kHz.

Avec les valeurs numériques ci-dessus, la valeur de f_o est :

$f_o = (4\,a + 60\,b) \times 1{,}25$ kHz,

ce qui permet de voir que si a augmente d'une unité, l'augmentation de f_o est de $4 \times 1{,}25 = 5$ kHz.

Une augmentation de b d'une unité fait croître f_o de 75 kHz.

F. JUSTER

Revendeurs

NE LAISSEZ PAS AUX AUTRES
ce marché potentiel que représente
la vente des

KITS

NE VENDEZ PAS N'IMPORTE QUOI...

CHOISIR LE N° 1
en toute sécurité

AMTRON®

Importé et distribué en France par :
électronique-promotion
IMPORT - EXPORT
ELP
BP 7 • ZI DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE
☎ (93) 45.09.30 • Telex PROSUDE 470089 F
Directeur région PARIS :
Monsieur SANFRATELLO - 22, rue de la Vega - 75012 PARIS
Tél. 343.03.38 et 307.07.27 - Télex : 211.801

EXPOSITION DU LIVRE TECHNIQUE ORGANISÉE PAR LE SLUT

DU MARDI 14 FÉVRIER AU SAMEDI 25 FÉVRIER 1978

Avec le concours des

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

ETSF

DUNOD - GAUTIER VILLARS - EYROLLES
FOUCHER - CHIRON - MASSON - RADIO

Si vous habitez, ou si vous êtes proche d'une de ces villes, ne manquez pas de visiter chez les libraires ci-dessous l'exposition :

10 JOURS avec l'électronique d'aujourd'hui

Exposition de tous les ouvrages récents sur :

LA RADIO - LA TÉLÉVISION - L'ELECTRICITÉ - L'ÉLECTRONIQUE

à Marseille 13
Librairie FLAMMARION, 54, La Canebière
Librairie UNIVERSITAIRE DES ALLEES, 142, La Canebière

à Caen 14
Librairie Générale du Calvados, 98, rue Saint-Pierre

à Bourges 18
Librairie « Au Grand Meaulnes », place Cujas

à Besançon 25
Librairie CETRE Louis, 14, Grande Rue

à Rennes 35
Librairie des FACULTÉS, 1, rue du Maréchal-Joffre

à Tours 37
Librairie TERRE DES HOMMES, 4, avenue de Grammont

à Saint-Etienne 42
Librairie de l'Université, 27, avenue de la Libération

à Nantes 44
Librairie BEAUFRETON, 24, passage Pommeraye
Librairie DURANCE, 4, allée d'Orléans
Librairie OUGUEL, 8, place de la Bourse

à Angers 49
Librairie BOISTEAU, 20, rue des Lices
Librairie RICHER, 6, rue Chaperennière

à Reims 51
Librairie MICHAUD, 9, rue Cadran-Saint-Pierre

à Nancy 54
Librairie « A LA SORBONNE », 12, rue Saint-Dizier

à Metz 57
Librairie Paul EVEN, 1, rue Ambroise-Thomas

à Douai 59
Librairie LAUVERJAT, 2, rue Bellain

à Lille 59
LE FURET DU NORD, 11, place du Général-de-Gaulle

à Compiègne 60
Librairie DAELMAN, 26, rue des Lombards

à Creil 60
Librairie QUENEUTTE, 22, rue de la République

à Boulogne-sur-Mer
Librairie DUMINY, 52 bis, rue Victor-Hugo

à Clermont-Ferrand 63
Librairie DELAUNAY, 40, avenue des Etats-Unis

à Pau 64
Librairie TONNET, 3 bis, place de la République

à Tarbes
Librairie TECHNIQUE, 20, avenue Bertrand-Barrère

à Strasbourg 67
Librairie BERGER-LEVRAULT, 23, place Broglie
Librairie des Facultés BOUCHARLAT, 507, rue de Rome
SOSTRALIB, 18-20, rue des Hallebardes

à Colmar 68
Librairie Paul HARTMANN, 24, Grande Rue

à Mulhouse 68
Librairie Georges BISEZ, 35, place de la Réunion

à Lyon 69
Librairie CAMUGLI, 6, rue de la Charité

au Mans 72
Librairie DOUCET Pierre, 7, rue Nationale

à Paris
75006 - Librairie DESFORGES, 27-28, quai des Grands-Augustins
75005 - Librairie DUNOD BORDAS, rue Saint-Sulpice

à Rouen 76
Librairie LEPOUZE, 50, rue Saint-Lo
Librairie VAN MOE, 20, rue Thiers

à Amiens 80
Librairie EVRARD, 4, rue Albert-Dauphin
Librairie POIRET CHOQUET, 7, rue de Noyon

UNE CARTE D'INVITATION

à demander à votre libraire, vous donnera la possibilité par un tirage au sort de gagner :

1 JEU ÉLECTRONIQUE pour la télévision et des abonnements gratuits de 3 mois

HAUT-PARLEUR, ELECTRONIQUE PRATIQUE,
SONO, RADIO PLANS ou HIFI STÉRÉO

Lors de votre visite, vous trouverez tous les ouvrages indispensables au technicien professionnel et à l'amateur d'électronique, de radio, télévision, hifi, musique, etc.

ACER - SERVICE MICRO - SYSTEMES

Nous avons fait le choix de vous aider

CONSULTEZ-NOUS ou VENEZ NOUS VOIR

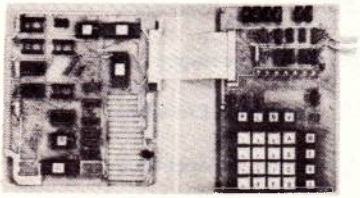
Quel que soit le niveau de vos connaissances, que vous vouliez vous INITIER, vous PERFECTIONNNER ou UTILISER PRATIQUEMENT les MICRO-SYSTEMES.

DEVENEZ MEMBRE DU MICRO-CLUB ACER
NOUS VOUS FERONS BENEFICIER DE :

- **NOTRE ASSISTANCE TECHNIQUE**
- **L'ACCES** à notre laboratoire équipé pour la mise au point, le dépannage et la maintenance de votre matériel
- **LA POSSIBILITE** d'élaborer en commun des **PROGRAMMES**, avec les autres membres du CLUB
- **UN BULLETIN D'INFORMATION** et de mise à jour
- **UNE REMISE SPECIALE** sur les composants, sur présentation de votre carte de membre
- **UNE BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE**
- **ET D'UNE ASSURANCE TOUS RISQUES*** vous garantissant le parfait fonctionnement de vos montages et réalisations (* facultatif)

NOUS EXPOSONS A CETTE ATTENTION LA GAMME SUIVANTE DE MICRO-SYSTEMES :

1 - KIT MKII 6800 MOTOROLA



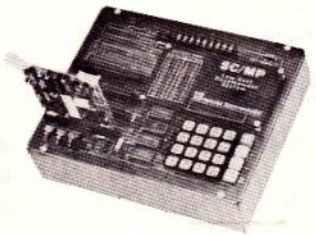
Ce kit répond à tous ceux qui souhaitent développer un système performant, sans investir dans des terminaux coûteux. Par sa conception et son prix, il peut parfaitement convenir à l'initiation.
Le kit est livré complet à l'exception de l'alimentation. En plus des possibilités d'extension offertes sur le module micro-ordinateur lui-même, il est possible d'adapter ultérieurement des modules RAM, ROM et des E/S supplémentaires pour réaliser des systèmes plus complexes.
Les programmes en langage machine peuvent être introduits soit par le clavier du système, soit par l'intermédiaire d'une mini-cassette branchée sur l'interface correspondante du système. L'affichage hexadécimal à diodes électro-luminescentes permet de contrôler les données et les adresses.

LE KIT .... HT : **1 674 F**, TTC : **1 968 F**

MICROPROCESSEURS et CIRCUITS INTEGRES MOTOROLA pour extension du KIT MKII

MC 6800 P - Microprocesseurs	158,00	**MC 8316** - Compteur binaire	55,20
MCM 6810 - RAM (128×8)	42,20	**MC 14539 BCP** - Sélecteur de données	10,50
MC 6820 - PIA	84,25	**MC 14538 BCP** - Double multi-vibrateur	15,70
MC 6830 - ROM	100,00	**MC 14013 BCP** - Double flip-flop	7,60
MCM 68708 - EPROM	191,00	**MC 14016 BCP** - Commutateur analogique	7,60
MC 6850 - ACIA	87,10	**MC 14053 BCP** - Multiplexeur/ démultiplexeur analogique	8,25
MC 8T26P - Buffer entrée-sortie 3 états	28,20	**MC 14024 BCP** - Compteur à 7 niveaux	11,00
MC 8T96P - Driver Hexa	20,00		
MC 8T97P - Driver Hexa	20,00		
MC 74155 - Décodeur 1 à 8	64,00		
MC 6871 B - Circuit horloge 614, 4 MHz	201,00		

2 - LCDS - NATIONAL SEMICONDUCTEURS



- **LCDS**
  Système de développement autonome, ne nécessitant aucun élément extérieur pour être utilisé (sf alimentation), mais par sa conception PERMET D'ADJOINDRE une vaste gamme d'extensions et peut devenir un outil très performant.
  RAPPORT POSSIBILITES/PRIX EXCEPTIONNEL
  EN ORDRE DE MARCHE
  PRIX .... HT : **2 644,70 F**, TTC : **3 110 F**

- **INTROKIT + KEYBOARD KIT.**
  Système réservé à l'initiation aux micro-processeurs.
  Prix HT ..... **1024,70 F** • TTC ..... **1 205 F**

NOTICES EN FRANÇAIS | **CREDIT POSSIBLE**

ACER 42, rue de Chabrol
75010 PARIS - Tél. 770-28-31

---

hifistes... attention!

retenez chez votre marchand de journaux un document essentiel mis en vente le 5 mars

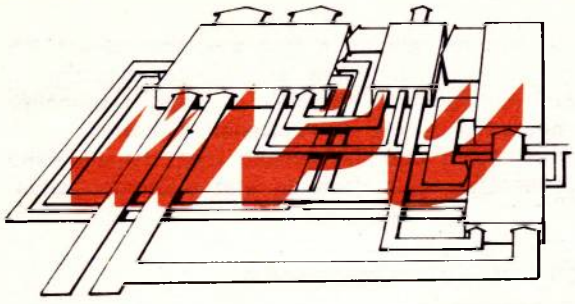
PANORAMA de la HIFI 78

NUMERO HORS-SERIE ANNUEL

du **HAUT-PARLEUR**

- L'EVOLUTION DE LA TECHNIQUE
- L'ACTIVITE DES CONSTRUCTEURS
- LA HI-FI DANS LE MONDE
- LE FESTIVAL DU SON CHEZ VOUS AVEC
- LES CARACTERISTIQUES DE TOUS LES APPAREILS EXISTANT SUR LE MARCHE

un dossier
à conserver
et à consulter
toute l'année



fonctionnement du SC/MP: LES INTERRUPTIONS

Pour des raisons techniques liées à la réalisation de la revue « Radio-Plans », il n'a pas été possible de publier concomitamment la suite de la description du fonctionnement du microprocesseur SC/MP et l'étude de l'Unité Centrale qui a été achevée dans le dernier numéro. Nous reprenons donc là où nous en étions restés alors : les interruptions.
Bien que le titre du présent chapitre intéresse particulièrement le microprocesseur SC/MP, l'étude que nous réalisons ci-dessous est tout à fait générale. Nous développerons en premier lieu une théorie de l'interruption. Mais comme il n'est pas d'information didactique sans exemple précis, nous nous appuierons sur le microprocesseur SC/MP qui nous a servi de champ d'expérimentation jusqu'ici et pour lequel nous avons développé un moyen simple et économique de mise en œuvre universel.

POUR persuader le lecteur de la généralité d'application de l'étude que nous allons développer ci-dessous, à l'ensemble des microprocesseurs, nous admettrons comme premier postulat qu'il ne peut y avoir de microprocesseur sans gestion d'interruption.
Ceci ne veut pas dire pour autant qu'il ne soit pas possible d'utiliser un microprocesseur sans mettre en œuvre les procédures d'interruption, mais qu'un tel produit mis sur le marché sans cette possibilité serait à repousser dans tant d'applications qu'il serait voué à un échec commercial.
Nous avons essayé jusqu'ici, et nous le ferons toujours, de mettre en évidence le raisonnement micro-informatique, très proche d'ailleurs du raisonnement informatique. Nous l'avons, pour cela, mis en opposition avec le raisonnement de la logique câblée.
Dans l'appréhension du microprocesseur par un logicien, c'est l'acquisition de cette « philosophie » micro-informatique qui crée le plus de difficultés. Il n'y a pas lieu de s'effrayer pour autant du « trou noir » qui apparaît au débutant lorsque, ayant une idée de réalisation à base d'un microsystème, il ne sait ni démarrer, ni par quel bout prendre le problème pour écrire les premiers pavés de l'organigramme ou les premières lignes du programme.
Dans ce cas, toute l'expérience pédagogique que l'on peut avoir derrière soi conduit toujours à la même conclusion. Seule l'expérience, ou plus exactement l'expérimentation, est le meilleur professeur. La recherche suit toujours ces trois étapes fondamentales : observer, expérimenter, conclure. Ici l'observation se présente sous deux formes : étude de programmes existants, étude de leur effet sur le matériel pour lequel ils sont écrits. L'expérimentation est la modification, ou plus exactement l'adaptation de morceaux connus et observés à des variantes. La conclusion consiste, pour sa part, à la réalisation complète d'un petit problème.
Tout ce préambule n'a pas pour simple but de rassurer le lecteur, mais de noter que la notion d'interruption que nous allons développer maintenant est parmi celles qui nécessitent le plus une formation au raisonnement micro-informatique. En contrepartie, elle confère aux systèmes une puissance logicielle considérable. Pour en donner quelque peu l'idée, il nous suffit de nous poser cette simple question :
Comment mener plusieurs tâches de front avec un outil qui ne sait faire qu'une chose à la fois ?

I. — Qu'est-ce qu'une interruption ?

Il serait utopique de vouloir définir une interruption en matière de micro-informatique en une ou deux phrases ou encore de se référer au dictionnaire. Toutefois, il ne faudra pas perdre de vue le sens étymologique de ce mot dans la compréhension de la fonction.
Nous allons donc toujours chercher à prendre le même cheminement que nous avons suivi depuis le début, introduire l'interruption comme une nécessité dans la réalisation de notre outil microprocesseur.

1. L'exécution d'un programme

Un programme a été défini comme une suite d'instructions placées les unes derrière les autres dans un ordre logique. Sur le papier, lors de l'écriture de ce programme, nous avons mentionné un début et une fin. En effet, une suite d'instructions que l'on aligne doit commencer en un point et aboutir à une dernière ligne.

En fait, lorsque le programme tourne sur la machine (le micro-système), il peut être comparé à un ensemble de boucles qui tournent sans fin. C'est le contenu d'un certain nombre d'instructions du programme qui le permet.

Ceci peut paraître choquant au premier abord qu'un programme, dans son ensemble, n'arrête jamais de tourner dans son exploitation. En effet, si nous nous référons au fonctionnement apparent de tout système électronique, de la calculatrice de poche à l'ordinateur, l'utilisateur a l'impression d'entrer des données à partir d'un clavier, par exemple, puis d'ordonner l'exécution du programme de calcul (début) et enfin de lire le résultat sur les afficheurs, par exemple (fin). Tout se passe a priori comme si le programme avait débuté lors de l'appui de la commande d'exécution et qu'il ait pris fin au moment de l'affichage du résultat.

En fait, il n'en est rien. Si l'on veut disposer d'un système parfaitement opérationnel, il est impératif que le programme tourne depuis la mise sous tension jusqu'à la coupure. Il doit y avoir une activité permanente du microprocesseur, ce qui n'est pas le cas pour les fonctions logiques dans un système câblé, au repos.

Nous avions posé comme postulat dans les premiers articles, que le microprocesseur était le maître absolu de la situation. En d'autres termes, c'est lui qui allait chercher à l'extérieur les éléments qu'il avait à traiter, instructions et données sous contrôle du programme.

Par conséquent, il ne faut pas croire que lorsque l'on entre au clavier, par exemple, une information, on vienne imposer au microprocesseur des signaux électriques qui provoquent l'acquisition de la donnée. Au contraire, c'est le microprocesseur qui vient lire l'enfoncement de la touche dans l'exemple que nous donnons. Ceci a été largement expliqué et démontré dans l'étude de l'Unité Centrale.

Donc, inversement, si nous admettons que le microprocesseur vient de lui-même sous contrôle du programme lire le clavier, il est nécessaire qu'il soit en activité. Or, son sens d'activité, il le puise dans sa mémoire de programme. Il y a donc nécessité qu'un morceau de programme tourne en boucle pour venir scruter le clavier.

De même, lors de l'affichage du résultat, c'est le microprocesseur qui génère cycliquement l'éclairage des segments.

Donc, en reprenant notre exemple de calculatrice, il faut se représenter l'exécution d'un programme de la façon suivante :

— une boucle de recherche de touche enfoncée tournant en permanence ;
— mémorisation de la touche enfoncée ;
— retour à la boucle d'attente (active) d'une clé ;
— mémorisation de la nouvelle touche ;
— .....
— exécution de l'opération demandée ;
— boucle de visualisation dynamique jusqu'à la mise hors tension du système.

Pour permettre d'enchaîner des opérations et de contrôler les actions sur le clavier, il va de soi que nous mélangerons les deux boucles d'attente de touche et de visualisation. Les deux opérations paraîtront s'effectuer simultanément mais, en fait, se dérouleront consécutivement dans la boucle.

L'exemple que nous avons pris sur la recherche d'une touche et la visualisation peut être étendu à tout problème de machine-outil marchant en automatique ou à tout système en activité avec des manifestations traductibles en signaux électriques. Nous avons tout simplement cherché à nous rapprocher d'éléments que nous avons déjà eu l'occasion d'étudier.

Il faut donc retenir qu'un microprocesseur n'est jamais dans un état d'attente passive mais dans un état d'attente active.

2. L'enchaînement des séquences et des sous-programmes

Dans l'étude du jeu d'instructions d'un microprocesseur, nous avons mentionné des instructions de branchements de différentes natures.

Ces instructions permettent, soit de refermer une séquence sur elle-même, pour former une boucle, soit de passer d'une séquence ou d'un sous-programme à un autre.

Elles sont de deux natures différentes : soit inconditionnelles, soit conditionnelles. Les premières enchaîneront des sous-programmes ou reboucleront des séquences sur elles-mêmes systématiquement lorsque le microprocesseur les exécutera. Les secondes exécuteront les mêmes enchaînements et les mêmes rebouclages, mais sous réserve que telle ou telle condition, prédéterminée à l'avance, se manifeste.

Ceci recouvre tous les JMP, JZ, JNZ, JP que nous avons étudiés, ainsi que les XPPC (échange de pointeur et compteur ordinal) que nous pouvons regrouper sous une appellation générique de Jump to subroutine (JS).

Le rebouclage et l'enchaînement de subroutines reviennent donc à l'exécution d'une ou plusieurs de ces instructions. Or un programme est une suite séquentielle d'instructions dont la durée d'exécution est fixe et non négligeable, toute proportion gardée vis-à-vis du temps de microcycle. Par conséquent, l'exécution de ces instructions se fait en un moment déterminé à l'avance, lors de l'écriture du programme, sans que l'extérieur puisse modifier pendant qu'il tourne la chronologie des événements et des prises d'information.

Et pourtant, un système micro-informatique n'a d'intérêt que s'il dialogue avec l'extérieur, un clavier, un affichage, des électrovannes, des capteurs, etc. Pour que ce dialogue ait lieu, il doit être prévu dans le programme de telle sorte que l'événement extérieur puisse être pris en compte pendant sa manifestation. C'est le programme utilisateur qui vient lire et écrire les actions des périphériques suivant le rythme qui lui a été donné lors de son écriture.

Deux cas peuvent se présenter : soit l'événement extérieur est à génération aléatoire dans le temps, soit il est cadencé à une ou des périodes connues lors de l'écriture du programme. L'acquisition des touches d'un clavier entre dans la première catégorie alors que la prise de caractères sériés émis par un télétype, par exemple, ou un télé-imprimeur télégraphique est à cadence fixe.

Le premier exemple concernant l'acquisition d'un clavier a été largement développé dans les chapitres précédents. Pour illustrer le second exemple nous prendrons le cas de la télétype (ou TTY).

Les caractères issus ou entrants dans un télétype sont dits série car les éléments binaires les constituant parviennent ou sortent les uns après les autres. Un caractère comprend 8 éléments binaires dont un de parité (poids fort). Le nombre de combinaisons, c'est-à-dire de caractères différents qu'il est possible de constituer ainsi, est de $2^7 = 128$. De plus, le fait de transmettre en série impose d'informer les autres organes de l'arrivée d'un nouveau caractère ou de sa fin. Ce caractère est donc encadré de 1 bit de « start » (de départ) au début et de 2 bits de « stop » au moins (arrêt) à la fin. Soit, donc en tout pour un caractère, 11 éléments binaires qui vont

circuler sur la liaison électrique unique (2 fils) les uns derrière les autres.
Or, un périphérique telle qu'une télétype émet ou reçoit ses informations à un rythme fixe. C'est au microprocesseur, contrôlé par le programme utilisateur, à s'adapter à ce rythme, c'est l'apanage des organes intelligents. Donc, de son côté, le microsystème devra émettre ou recevoir des informations séries à la cadence compatible avec le périphérique (TTY). Une télétype fonctionne généralement à 110 bauds, c'est-à-dire qu'elle génère ou analyse 110 éléments binaires par seconde. Donc un élément 0 ou 1 dure environ 9 ms (milliseconde). Pour que le microprocesseur puisse prendre en compte les informations en provenance de la télétype, il devra venir lire le fil de liaison toutes les 9 ms et, en fonction de la tension existant sur ce fil, il conclura à un 1 ou à un 0.
Il faudra donc écrire le programme d'acquisition des caractères de telle sorte qu'il se reboucle toutes les 9 ms sur la lecture de l'entrée liée à la télétype.
Il est évident que pendant les 9 ms, notre microprocesseur a le temps de faire bien d'autres choses. Mais une limite apparaît déjà. Cette autre action ne devra en aucun cas excéder 9 ms. En fait, la plus grande difficulté n'apparaît pas là, mais dans le fait que réciproquement, quelle que soit la nature de la tâche qu'il effectue pendant cette période, elle dure exactement 9 ms.
Or un programme, ou un sous-programme, a généralement des durées d'exécution variables. Ceci est dû au fait que, suivant les conditions de mise en œuvre, il peut se reboucler un nombre de fois variables sur une même séquence ou exécuter certaines subroutines et pas d'autres. Le retour à la lecture de l'entrée télétype se fera alors à des espaces de temps variables, ce qui n'est pas du tout acceptable. Pour cette raison, dans la plupart des « routines télétypes » inclues dans le programme, le microprocesseur a pour seule tâche de gérer la liaison et les espaces de temps entre éléments binaires sont réalisés par des instructions de délai ou des boucles de comptage à temps d'exécution invariable. Il ne peut donc faire que cela. C'est la limite que nous allons franchir par utilisation des interruptions.

3. L'interruption

De tout ce qui a été dit un peu plus haut, il ressort qu'un système à base de microprocesseur est créé pour avoir en permanence des échanges avec l'extérieur. La notion de temps, ou plus exactement de rythme, est fondamentale. Nous avons vu également que lors de l'écriture du programme, il fallait impérativement tenir compte de ces variables temporelles pour que dans l'exécution il y ait coïncidence absolue entre les événements périphériques et le traitement en cours d'exécution. Tout ceci reste conforme à l'une de nos premières affirmations, c'est le microprocesseur qui est le maître de la situation. C'est lui qui va chercher l'instruction qu'il doit exécuter, qui saisit les données à l'extérieur si nécessaire, les traite et les replace dans le contexte environnant. Il enchaîne toutes ces opérations par l'entraînement naturel de son organe moteur, le compteur ordinal. Réciproquement, il est apparu jusqu'à maintenant qu'il n'y ait pas de point d'entrée dans le microprocesseur qui puisse le rendre passif en lui faisant subir une loi extérieure. Nous verrons que malgré l'introduction de l'interruption, tout ce qui précède reste parfaitement exact.
Soit par les exemples précédents, soit intuitivement, nous nous rendons compte qu'il est très contrariant de ne pas pouvoir, par l'extérieur, à un instant précis, orienter le programme dans l'exécution de telle ou telle subroutine, par exemple, qu'un signal généré toutes les 9 ms vienne faire saisir un bit du caractère de la TTY. Pour le réaliser, il faudrait pouvoir enfreindre la règle donnée plus haut, ce qui serait contraire au principe même d'un système informatique.
Pour sortir de cette ambiguïté, revenons un instant sur la structure même d'un microprocesseur telle qu'elle a été exposée dans les premiers chapitres. Nous avons vu qu'au niveau matériel ou hardware, nous nous limitions à un ensemble de fonctions élémentaires, peu nombreuses, telles que le OU, le ET, l'inversion, et parfois le OU exclusif, l'addition, la complémentation à 1 ou à 2. Dans ces conditions, l'exécution d'une instruction se réduisait à la mise en œuvre de ces fonctions dans un ordre donné suivant une procédure micro-informatique qui englobe la prise de l'instruction, son décodage, son exécution et une déclaration de fin d'instruction. A ce niveau déjà, tout se passe comme pour l'exécution d'un programme. Imaginons d'ajouter dans le cycle d'exécution d'une instruction décrit ci-dessus la lecture et le test d'une entrée du microprocesseur. Ceci est parfaitement conforme à nos affirmations puisque c'est le microprogramme qui vient lire un signal placé à l'une des bornes du microprocesseur. Puis en fonction de l'état de cette entrée ou bascule (0 ou 1), il y ait une décision de prise au niveau du microprogramme d'exécuter l'instruction en cours ou de se brancher en un point déterminé du programme utilisateur. Ceci étant réalisé à chaque instruction, l'arrivée d'un signal extérieur (passage de 0 à 1 ou réciproquement) provoquera le branchement à une autre routine dans un délai n'excédant pas au maximum le temps d'exécution de l'instruction en cours.
En nous référant aux temps moyens d'exécution d'une instruction pour un microprocesseur donné, même lent, entre 3 et 20 ms, vu de l'extérieur, l'ordre donné par le signal sera pris en compte immédiatement.
Nous appellerons le signal et sa conséquence : une interruption. De même, la subroutine à laquelle s'est branché le programme : une routine d'interruption.
L'intérêt des interruptions apparaît immédiatement puisqu'elles vont permettre d'agir instantanément sur le déroulement d'un programme sur une condition extérieure ou même de le cadencer par un rythme externe. Mais l'exploitation de l'interruption demande au moment de l'écriture du programme une préparation non négligeable.
En effet, il peut être très délicat d'interrompre inconsidérément un sous-programme en cours, d'une part, et, d'autre part, de déterminer parfaitement l'appel, l'exécution et le retour de la subroutine d'interruption. C'est ce que nous étudierons après avoir examiné dans le chapitre suivant un système d'interruption, en nous appuyant sur l'exemple du microprocesseur SC/MP.

II. — Le système d'interruption d'un microprocesseur

Nous avons vu qu'il existe sur les microprocesseurs des entrées logiques qui sont des bascules qu'il est possible de venir tester par programme, au rythme ou à l'échéance que le programmeur a imposé lors de l'écriture de ce programme. Le résultat de ce test conduit à des branchements conditionnels sur telle ou telle subroutine.

1. Le dispositif d'interruption

De la même façon, l'entrée interruption est une entrée logique, mais à la différence près qu'elle sera testée par le microprogramme, partie indissociable du microprocesseur. Si le test est positif, il y aura branchement à une subroutine d'interruption initialement désignée par le programmeur.

Lors de la description du boîtier SC/MP, nous avons vu que l'entrée logique SENSEA était l'entrée interruption. C'est donc sur la broche correspondante à cette bascule qu'il conviendra d'appliquer le signal d'interruption. Mais il faut être très prudent dans l'emploi des interruptions. Il y a des sous-programmes qui sont interruptibles et d'autres qui ne le sont pas. Il peut y avoir en effet des morceaux de programmes qui doivent s'exécuter d'un bout à l'autre pour ne pas perdre d'informations. D'autres, par contre, peuvent être stoppés dans leur exécution puis repris là où ils en étaient sans dommage. Enfin, des boucles de séquences peuvent être interrompues sans qu'il soit nécessaire de les finir. Nous donnerons des exemples de ces trois cas, mais citons simplement pour l'instant, pour le groupe 1 : un compteur temps réel, pour le second : un sous-programme de calcul (mais n'importe comment), pour le dernier : une boucle de visualisation.
Donc, pour résoudre ces différents cas de figures et puisque lorsque le programme tourne un signal d'interruption arrive aléatoirement vis-à-vis de lui, le programmeur est amené à interdire dans telle ou telle séquence de programme les interruptions. Nous avons vu qu'il existe pour cela dans le SC/MP, par exemple, une bascule d'autorisation d'interruption (IE : Interrupt Enable) et deux instructions qui permettent au programmeur de la positionner : IEN (Interrupt Enable) et DINT (Disable Interrupt).
Il est à noter d'ailleurs que ces deux instructions sont les moyens les plus rapides pour gérer le système d'interruption, mais qu'il est également possible de positionner cette bascule IE par copie de l'accumulateur dans le registre d'état ou Status auquel elle appartient (voir **figure 1**).

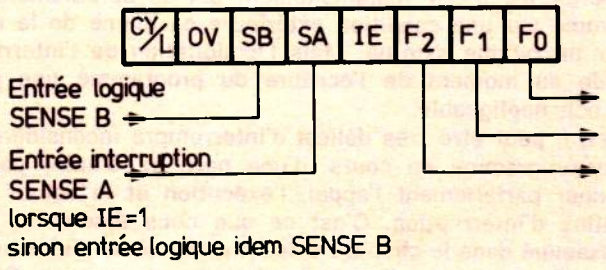


Figure 1

Rappelons à ce sujet qu'il est souhaitable, lors d'un test sur le registre d'état ou de son écriture, de commencer toujours par recopier celui-ci dans l'accumulateur, de masquer le contenu puis de le recopier à nouveau à sa place pour éviter de perturber inconsidérément, entre autres, cette bascule IE.
Donc, en résumé, le dispositif d'interruption du SC/MP comprend une bascule logique à simple lecture SENSEA appelée entrée interruption et une bascule IE d'autorisation d'interruption lorsqu'elle est à 1 et d'interdiction lorsqu'elle est à 0. Il comprend également deux instructions spécialisées IEN et DINT qui positionnent la bascule IE.
Tous les microprocesseurs dignes de ce nom ont au moins une entrée d'interruption. Par des moyens externes, il est possible d'étendre cette entrée à un grand nombre et de leur donner une hiérarchie dans leur prise en compte. Mais il existe des microprocesseurs, généralement 16 bits parallèles, qui ont directement plusieurs entrées interruption vectorées, c'est-à-dire avec un encodeur de priorités. Nous reviendrons plus tard sur ces systèmes d'interruption complexes et nous nous contentons pour l'instant d'examiner l'utilisation d'une entrée d'interruption.

2. L'exécution d'une instruction

Dans le premier chapitre, nous avons vu qu'une interruption était un signal logique généré extérieurement au microprocesseur et qui était testé par le microprogramme à l'exécution de chaque instruction. C'est donc en examinant le déroulement complet d'une instruction que l'on pourra étudier la prise en compte par le microprocesseur d'une interruption.
L'interruption étant le fait d'interrompre le programme en cours pour aller exécuter une séquence prédéterminée à l'avance dans le programme même (la prise en compte d'un bit de caractère de la TTY par exemple).
Bien que l'enchaînement des micro-instructions puisse être très différent de celui des instructions dans un programme, nous pouvons tirer un parallèle entre les deux et admettre que le processus est le même.
Puisque c'est le microprocesseur lui-même qui va chercher, par sa logique interne, au contenu de son compteur ordinal, l'instruction qu'il doit exécuter, il est nécessaire qu'il sache où il en est (facteur d'intelligence de la réflexion). Pour cela, il comprendra qu'une instruction est terminée et établira la procédure nécessaire pour acquérir la suivante.
C'est dans cette phase active de prise d'instruction que le microprocesseur examinera son état interne pour voir si l'extérieur est conforme pour qu'il puisse exécuter sans difficulté l'instruction qu'il doit aller chercher maintenant.
La partie la plus importante à examiner est l'entrée interruption puisqu'elle est la plus utilisée dans l'emploi des microprocesseurs. Mais ce n'est pas la seule, comme nous le verrons. Nous reproduisons à la **figure 2** la phase préparatoire de l'exécution d'une instruction sous forme d'un organigramme.

Description de la figure 2

- Initialisation : ce pavé représente le démarrage du programme. C'est l'initialisation réelle du microprocesseur par mise à la masse de l'enrée NRST. Lorsqu'elle sera remise au + 5 V, l'organigramme sera décrit continuellement.
- Prise d'instruction : nous sommes en logique synchrone et il y a donc obligation que chaque événement se produise le moment venu. Ici le microprocesseur attend d'en être à prendre une instruction. Mais cette attente se mesure en microsecondes. C'est une mise en phase.
- Test sur IE : le microprogramme examine si la bascule d'autorisation d'interruption est à 1 ou à 0. Dans le premier cas, elle examinera l'entrée d'interruption. Dans le second, elle s'en désintéresse. L'autorisation d'interruption correspond à 1 dans la bascule IE.
- Test de SENSEA : le microprogramme examine maintenant si SENSEA est à 1 puisqu'il y a autorisation d'interruption. Pour que l'interruption soit effectuée, il faut qu'IE et SENSEA soient à 1 au même instant.
  Dans le cas où SENSEA est à 1, il y a interruption. Dans le cas contraire, le microprogramme reprend son cours normal.
- Test de continu : la bascule continue liée à la broche continue du SC/MP est également testée comme la bascule SENSEA. Tant que cette bascule est à 0, le microprocesseur est suspendu dans l'exécution du programme, à 1 l'instruction suivante peut être prise.
- Procédure d'interruption : la bascule d'autorisation d'interruption IE (Interrupt Enable) est immédiatement remise à 0 puis le microprogramme exécute de lui-même un échange entre le compteur ordinal et le pointeur P3 : XPPC P3.

- Cycle d'exécution de l'instruction : quelle que soit l'opération testée précédemment, le microprocesseur est prêt à entamer le cycle d'exécution de l'instruction. En premier lieu, il incrémente son compteur ordinal de 1, puis il va chercher l'instruction contenue à l'adresse pointée par le compteur ordinal, enfin il exécute cette instruction.

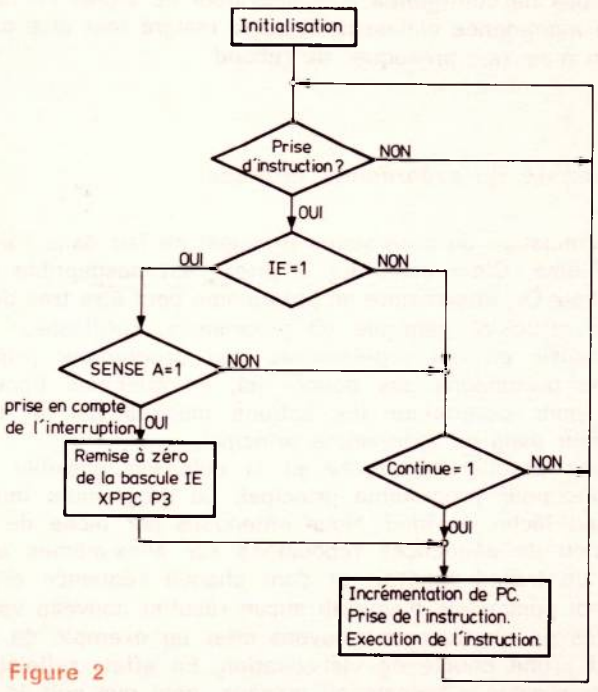


Figure 2

Commentaire de la figure 2

Dans l'exécution d'un programme, il n'y a qu'un moment d'initialisation. Cette action n'a qu'un seul effet. Elle remet tous les registres du microprocesseur à 0, dont le compteur ordinal. L'initialisation permet donc de démarrer une exécution toujours à la même instruction, celle placée à l'adresse 0001. Donc, pendant tout le déroulement du programme, le microprocesseur ne repasse plus par la phase d'initialisation. C'est ce qui est représenté dans l'organigramme de la **figure 2.** Matériellement, il y a sur les dispositifs à microprocesseur un bouton qui, lorsqu'il est appuyé, ramène une masse sur l'entrée NRST (actif à l'état bas pour initialiser). A son relâchement, le programme s'exécute.

Un microprocesseur est un système micro-informatique élémentaire, mais il est aussi un dispositif électronique logique. Pour que tous les événements se produisent dans un ordre précis, il est nécessaire qu'ils soient synchronisés sur des phases d'horloge. Donc, d'une façon logique, l'organigramme doit présenter cette mise en phase dans la prise en compte d'une instruction. C'est ce qui est représenté dans le premier losange. Dans la boucle représentée, le microprogramme attend le moment de prise d'instruction. C'est en effet un événement temporel qui se manifeste : la phase d'horloge correspondante. C'est, encore une fois, le microprogramme qui dirige les opérations. C'est lui qui va scruter les trois bascules IE, continue et SENSEA avant d'aller chercher l'instruction à exécuter. Bien que ce chapitre ne traite que des interruptions, nous introduirons la bascule continue qui a des caractéristiques communes vis-à-vis du microprogramme.

En suivant le cheminement entre les tests des trois bascules, il apparaît immédiatement qu'un événement extérieur est pris en compte par le micro logiciel. En particulier, nous pouvons remarquer qu'ils se font en dehors de toute exécution d'instruction. Donc, nous pouvons conclure qu'une interruption, par exemple, ou une action sur l'entrée continue ne sera prise en compte que lorsqu'une instruction en cours sera terminée. C'est dans ce sens que, dans la littérature américaine, il est dit que la gestion des interruptions permet de terminer l'instruction en cours.

Il apparaît également que deux conditions doivent être remplies pour qu'une interruption ait lieu : il faut simultanément IE = 1 et SENSEA = 1. Comme SENSEA est une branche liée à l'extérieur, si IE = 0, il est possible de l'utiliser comme une entrée logique ordinaire.

Lorsque l'entrée continue est à 0, l'exécution du programme est suspendue sans qu'il y ait perte de l'activité du microprogramme ni modification d'aucun registre interne. Ainsi, d'après l'organigramme de la **figure 2,** il apparaît une méthode très simple pour faire du pas à pas avec le SC/MP. Il suffit, en effet, de n'activer cette bascule que pendant quelques microsecondes pour qu'une instruction puisse être exécutée. Et de plus, cette exécution ira jusqu'au bout de l'instruction puisque, entre-temps, il ne sera fait aucun test de cette bascule, que l'instruction comprenne 1 ou 2 octets. C'est un pas à pas réalisé par hardware.

Mais revenons aux interruptions. Lorsque les deux conditions IE = 1 et SENSEA = 1, il y a interruption. La procédure est la suivante :

Tout d'abord, la bascule IE est remise à 0. En effet, sans cela, tant que SENSEA ne serait pas redescendu à 0, à chaque instruction, le programme serait interrompu. Ce serait inexploitable. Le signal d'interruption entrant sur SENSEA peut être de largeur variable et très souvent bien supérieur au temps d'exécution d'une instruction. Or, cette bascule, par définition, ne peut être remise à 0 par le microprocesseur lui-même, seul l'événement générateur externe peut le faire. C'est la raison pour laquelle le microprogramme agit sur la bascule d'autorisation d'interruption IE.

Ensuite l'événement d'interruption est l'échange du compteur ordinal et du pointeur P3. Donc, si l'utilisateur a pris soin de placer dans P3 l'adresse du sous-programme d'interruption, c'est cette routine qui sera exécutée. Nous voyons immédiatement tout le parti que l'on peut tirer de cette procédure d'appel du sous-programme d'interruption.

L'organigramme se termine par l'exécution proprement dite de l'instruction. Mais nous voyons que celle-ci est encore précédée par l'incrémentation du compteur ordinal. Ainsi, si nous venons d'être interrompus, ce n'est pas l'instruction pointée par le pointeur P3 qui va être exécutée, mais la suivante. C'est la raison pour laquelle le programmeur doit mettre dans P3 l'adresse de la subroutine d'interruption moins 1. Nous sommes en effet dans le cas d'un appel à un sous-programme par XPPC P3.

L'analyse de l'organigramme de la **figure 2** est le meilleur moyen de comprendre le phénomène d'interruption et d'en tirer parti.

3. Mise en œuvre logicielle des interruptions

Dans ce qui précède, nous avons vu que le microprogramme teste trois bascules dont deux pour l'interruption et exécute une instruction de branchement dans le cas d'une demande complète d'interruption. Pour que l'exécution en soit correcte, il est nécessaire de préparer le programme utilisateur à recevoir cette interruption et à en tirer parti.

Nous appelons programme principal, l'ensemble des sous-programmes qui s'enchaînent dans l'attente d'une interruption. Le programme d'interruption est celui qui est exécuté juste après le signal d'interruption. La préparation de l'interruption, ou plus exactement de son acceptation, et de l'exécution de son sous-programme intéresse trois parties dans la réalisation du système : le positionnement des bascules SENSEA et IE, l'écriture du programme principal et celle du sous-programme d'interruption.

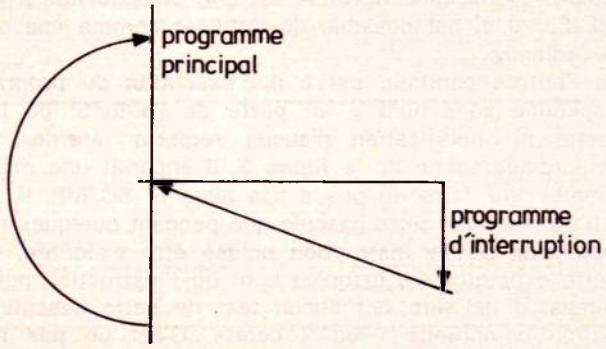


Figure 3

a) Positionnement de SENSEA et IE

Il y a une différence fondamentale entre les bascules SENSEA et IE. La première est liée à l'extérieur par une broche du microprocesseur et ne peut pas être écrite par programme, elle ne peut être que lue. La seconde n'est écrite que par programme.

Pour positionner la bascule IE à 0 ou à 1, nous avons à notre disposition deux moyens : soit par recopie de l'accumulateur dans le registre d'état, soit par utilisation des instructions IEN (Interrupt Enable) mettant IE à 1 et DINT (Diseable Interrupt) mettant IE à 0.

Pour de multiples raisons, nous choisirons de préférence la seconde solution. En effet, celle-ci prend moins d'octets d'instructions et ne risque pas de perturber les autres bits de ce registre. D'ailleurs, réciproquement, il faudra être très vigilant dans la recopie de l'accumulateur dans le registre d'état pour ne pas mettre à 1 ou à 0 intempestivement la bascule IE. A l'origine du programme, c'est-à-dire à l'initialisation, la bascule IE est mise automatiquement à 0. Elle tombe dans le cadre de la remise à 0 générale des registres. Donc, si le programme utilisateur n'a pas à gérer d'interruption, nous pourrons ignorer cette bascule IE.

La bascule SENSEA, pour sa part, est écrite par un signal extérieur. A cet égard, elle se présente comme une entrée logique ordinaire. Elle est à 1 tant qu'un niveau positif est sur la broche correspondante et à 0 tant qu'une masse est sur cette broche. Il n'y a donc pas mémorisation d'un état ou d'un autre. A noter toutefois, que lorsque la broche est en l'air, la bascule conserve parfois temporairement seulement l'état précédent. A la mise sous tension, elle est toujours à 1 lorsqu'elle n'est pas connectée.

L'interruption, au niveau de SENSEA est donc un signal de valeur TTL. En fait, il doit avoir des caractéristiques de durée précise vis-à-vis de la durée d'exécution du sous-programme d'interruption.

Si nous supposons que dans tout le programme principal, l'interruption est autorisée, le signal d'interruption ne doit pas avoir une durée supérieure au temps d'exécution du sous-programme d'interruption. En effet, dans le cas contraire, le signal d'interruption serait pris en compte deux fois de suite.
Toutefois, s'il n'est pas possible de contrôler la durée de ce signal, il est possible d'aménager le sous-programme d'interruption pour attendre sa disparition, tel que ce sera vu dans les paragraphes suivants.
Il n'y a pas de contraintes spéciales pour ce signal en dehors de celle mentionnée ci-dessus. Il devra malgré tout être propre de façon à ne pas provoquer de rebond.

b) Structure du programme principal

La détermination du programme principal se fait dans l'analyse du problème. C'est celui qui, a priori, est susceptible d'être interrompu. Or, interrompre un programme peut être très délicat. Dans la structure générale du programme, l'utilisateur devra donc choisir ce qui représentera son programme principal. Nous ne prétendons pas donner ici, en quelques lignes, la recette pour déterminer les actions menées par le microprocesseur dans ce programme principal.
Dans une première approche et si cela est possible, nous choisirons pour programme principal, ou programme interruptible, une tâche de fond. Nous entendons par tâche de fond, l'exécution de séquences rebouclées sur elles-mêmes et qui réalise un travail répétitif et dont chaque séquence est une fin en soi puisqu'elle n'apporte aucun résultat nouveau volatile. Pour plus de clarté, nous pouvons citer un exemple de tâche de fond : une boucle de visualisation. En effet, celle-ci peut être interrompue n'importe où puisque, quel que soit le point où nous la quittons, nous ne perdons aucune information. Pour visualiser réellement, cette boucle devra être exécutée un grand nombre de fois entre deux interruptions (plusieurs centaines de fois, par exemple, si l'interruption apparaît toutes les 10 ms). Donc, de perdre l'exécution d'une ou deux boucles ne perturbe en rien l'aspect visualisé par l'utilisateur.
Lorsqu'il y a dans un système une tâche de fond comme celle citée ci-dessus, le problème est simple. Ce n'est malheureusement pas toujours le cas.
S'il n'existe pas de tâche de fond à proprement parler, nous pouvons être tentés d'en créer une artificiellement. Par exemple, se mettre dans une boucle d'attente simple et sans but précis. La simple instruction suivante résout la question : JMP OFE. Dans ce cas, le microprocesseur relie constamment l'instruction puisque le déplacement par rapport au compteur ordinal le ramène toujours à elle. C'est du gâchis de puissance, mais s'il n'y a rien d'autre à faire, c'est une solution.
Il est à noter que, connaissant le jeu d'instruction du SC/MP, nous pourrions être tentés d'utiliser pour cela une instruction de délai DLY. Ce serait une erreur fondamentale. En effet, c'est une instruction à part entière et elle n'est donc pas interruptible au cours de son exécution.
Rappelons, en effet, qu'une interruption est prise en compte avant la saisie en mémoire de l'instruction.
La troisième possibilité, et la plus complexe, est d'avoir un travail à exécuter au fil du temps, sans cadencement extérieur, donc non en temps réel. Dans ce cas, nous aurons l'obligation si nous suspendons cette tâche d'y revenir là où nous l'avons quittée, avec restitution exacte du contexte existant au moment de l'interruption. C'est dans le sous-programme d'interruption qu'il conviendra de prévoir la sauvegarde et la restitution.
Du fait que dans la conception d'un programme, l'interruption devra être considérée comme prioritaire, l'autorisation d'interruption devra être positionnée avant même l'exécution de la

première instruction du programme principal. C'est la raison pour laquelle elle est généralement positionnée dans les dernières instructions du sous-programme d'interruption, comme nous le verrons plus loin.
Toutefois, dans le troisième cas mentionné plus haut, il est possible d'interdire les interruptions sur des portions du programme principal par encadrement avec les instructions DINT et IEN. Mais pour que le système d'interruption garde toute son efficacité, le temps d'exécution de ces séquences protégées devra être court, même très court vis-à-vis de la durée du signal d'interruption lui-même.
Nous voyons donc dans ce qui précède, que la plus grande difficulté dans la conception d'un programme principal est dans l'analyse du problème.
Dans l'écriture de ce morceau de programme, les précautions sont peu nombreuses. Nous pouvons noter de prendre soin, avant même d'entrer dans ce programme, de mettre dans le pointeur P3 l'adresse du sous-programme d'interruption moins 1 pour que le signal d'interruption ait un sens (voir l'exécution d'une interruption au paragraphe précédent).
Il faudra être également prudent dans l'exécution de recopie de l'accumulateur dans le registre d'état de façon à ne pas perturber d'une façon indue le positionnement de la bascule IE.

c) Structure du sous-programme d'interruption

Lors de l'analyse, nous attribuerons au sous-programme d'interruption des tâches non répétitives, à exécuter en temps réel. Pour ne pas compliquer l'exposé, nous admettrons que ces tâches ont une durée inférieure à l'espace de temps séparant deux interruptions et que, dans le cas contraire, nous la diviserions en sous-tâches lui permettant de s'inscrire dans cet intervalle de temps en plusieurs reprises.
Dans le cas où le programme principal est une tâche de fond, il ne sera pas nécessaire de faire au début de ce sous-programme une sauvegarde des registres internes. Toutefois, systématiquement l'adresse de retour au programme principal est sauvegardée puisque c'est le contenu du pointeur P3.
Si le programme principal entre dans la première ou la deuxième catégorie, le sous-programme d'interruption peut se résumer à la structure suivante :
Lorsque l'interruption s'exécute, il y a, avant l'échange du pointeur P3 et du compteur ordinal, remise à 0 de la bascule IE. Donc, tant qu'il n'y aura pas d'instruction IEN à exécuter, le microprocesseur n'acceptera plus les interruptions. Donc, même si le signal d'interruption n'est pas retombé, le sous-programme d'interruption s'exécute normalement.
De plus, le pointeur P3 contient l'adresse de retour au programme principal. Par contre, c'est dans ce retour effectif qu'il faut prendre certaines précautions. Tout d'abord, même si le programme de fond n'est qu'une boucle de visualisation, donc une tâche de fond, il peut être dangereux de revenir n'importe comment dans celui-ci puisqu'il n'y a pas eu sauvegarde du contexte. On peut citer comme exemple de risque de revenir dans une boucle utilisant en auto-indexé, un pointeur qui aura été déplacé, parfois considérablement, dans la subroutine d'interruption. Pour cela, nous choisirons dans ce cas de venir en début de la boucle en repositionnant complètement les pointeurs qu'elle utilise et le pointeur P3 avec l'adresse de sa première instruction exécutable moins 1.
Avant de retourner au programme principal, il convient de remettre l'autorisation d'interruption. Mais pour ne pas risquer de prendre en compte deux fois le même signal, il faut vérifier que celui-ci est bien repassé par 0. Or, lorsque IE = 0 (c'est le cas ici), l'entrée SENSEA est une entrée logique ordinaire. Nous pouvons donc la tester par programme avant de prendre la décision de réautoriser les interruptions et de retourner au programme principal. La séquence suivante permet de le faire :

```
Boucle :  CSA          copie de SR dans AC.
          ANI 010      masque de la bascule SENSEA.
          JZ boucle    test de SA avec rebouclage jusqu'à ce
          IEN          qu'elle soit à 0.
          XPPC P3      retour au programme principal.
          JMP inter    branchement au début du programme
                       d'interruption.
```

Une fois cette précaution prise, il est possible d'autoriser à nouveau les interruptions et de revenir au programme principal par un XPPC P3. Ce retour, déjà étudié en détail dans les chapitres précédents, a l'avantage de permettre à la prochaine interruption de revenir au JMP inter (branchement au sous-programme d'interruption) sans avoir à repositionner dans le programme principal le contenu de P3 sur la subroutine d'interruption. Nous voyons donc qu'à quelques détails près, nous structurons une subroutine d'interruption comme un sous-programme ordinaire.
Pour la troisième catégorie de programmes principaux, nous sommes conduits à exécuter une sauvegarde du contexte interne du microprocesseur en plus de l'adresse de retour contenue dans le pointeur P3. Suivant les cas, il ne sera nécessaire de sauvegarder uniquement que quelques registres, mais dans d'autres, il faudra tout sauvegarder. Plaçons-nous donc dans ce dernier cas. Nous entendons par sauvegarder, mettre en mémoire vive RAM le contenu de tous les registres internes du microprocesseur.
Or, pour tout sauvegarder, il n'y a qu'un mode d'adressage qui le permette : l'adressage relatif au compteur ordinal. Son inconvénient est qu'il ne permet d'atteindre que des cases mémoire distantes de moins de 127 octets. La séquence peut s'écrire comme suit :

```
INTER : ST    A          A    = 0FFD
        XAE
        ST    E          E    = 0FFE
        CSA
        ST    SR         SR   = 0FFF
        XPAH  PI
        ST    PIH        PIH  = 0FF9
        XPAL  PI
        ST    PIL        PIL  = 0FFA
        XPAH  P2
        ST    P2H        P2H  = 0FFB
        XPAL  P2
        ST    P2B        P2B  = 0FFC
```

Les adresses de sauvegarde n'ont pas été prises par hasard. Souvenons-nous en effet de l'implantation de l'espace adressable que nous avons préconisé au début de ce cours. La mémoire morte de programme en bas de page (adresse 0000), la mémoire vive en haut de page et les périphériques au centre. Et nous avions dit alors que cette implantation permettait de réaliser une sauvegarde par rapport au compteur ordinal. C'est cette propriété que nous utilisons ici.
Donc, pour rendre possible cette sauvegarde, nous placerons le sous-programme d'interruption commençant par la séquence ci-dessus dans les premières adresses de notre mémoire de programme. Toutefois, il n'est pas souhaitable qu'à l'initialisation, nous commencions par la subroutine d'interruption. Nous pouvons alors débuter notre programme général de la façon suivante :

```
0000    08      NOP                 réserve de la première
0001    C409    LDI   L (inter-1)   case
0003    33      XPAL  P3            positionnement de P3 sur
0004    C400    LDI   H (inter)     la subroutine d'interrup-
0006    37      XPAH  P3            tion
```

```
0007          05     IEN    PP
0008          90 XX  JMP                 branchement au programme principal
000A  INTER   C8YY   ST     A
              05     IEN                 sous-programme d'interruption
              3 F    XPPC   P3
              9022   JMP    INTER
              00XX   PP                  programme principal
```

Ainsi, les cases de sauvegarde que nous avons prises arbitrairement en 0FF9 à 0FFF peuvent être atteintes à partir du début du programme d'interruption par un adressage relatif au compteur ordinal.
En matière d'interruption, il existe bien d'autres possibilités, qui rendent excessivement puissantes les structures à microprocesseur universel tel que le SC/MP, mais qui exigent un logiciel d'application assez complexe. On peut réaliser, par exemple, des systèmes dans lesquels la subroutine d'interruption est elle-même interruptible et ainsi de suite en cascade ou des systèmes ayant plusieurs niveaux d'interruption hiérarchisés. Ces problèmes seront traités en dehors de ce chapitre. Nous en resterons donc aux interruptions décrites ci-dessus et pour les illustrer nous allons traiter de leurs applications.

III. — Application des interruptions

Le domaine d'application des interruptions est très vaste. Il couvre en fait tout le champ d'utilisation des microprocesseurs. Nous les trouvons aussi bien dans les automatismes industriels que dans la gestion ou les transmissions de données. Par exemple, un train électrique à une ou plusieurs locomotives se gère par interruption, de même la régulation du chauffage central en fonction de différents paramètres.
Pour ces raisons, nous nous contenterons de donner ici que des classes d'application en laissant soin pour l'instant au lecteur de les adapter à son propre usage.

1. L'interruption : un ordre extérieur

Nous avons justifié de l'interruption dans la logique propre au microprocesseur et vu que c'était un moyen d'intervention sur le déroulement d'un programme à un moment précis.
La première idée est de penser à l'utilisation des interruptions pour des événements exceptionnels dans le déroulement et le fonctionnement du système. En un mot, l'entrée interruption semble être le point idéal de raccordement d'une alarme. Nous entendons par alarme, tout signal impératif qui indique qu'un événement anormal s'est produit et est actif jusqu'à la fin du fait générateur.
En effet, le caractère impératif de ce signal justifie de se brancher immédiatement à un programme spécial. En fait, c'est l'utilisation de loin la moins importante des interruptions. Voici pourquoi :
Certes, quand une machine a un incident, il faut déclencher une alarme séance tenante pour éviter ou limiter les détériorations. Mais ces incidents en fonctionnement normal ne doivent se produire qu'à des instants très éloignés les uns des autres. De plus, la promptitude de réponse n'exige pas la dizaine de microsecondes.
Or, en fonctionnement, un programme a dans la majorité des cas des séquences qui s'exécutent toutes les 10 ou 100 ms. Le réflexe de l'alarme serait donc suffisant si nous réalisons simplement un test logique à cette dernière fréquence.
L'utilisation de l'entrée interruption dans ce cas peut paraître une simplification dans l'écriture du programme puisqu'il n'y aurait pas à écrire en discret le test et l'appel du sous-programme d'alarme. Oui, mais pour que l'interruption soit prise en compte correctement en tout moment, nous devons condamner un pointeur (P3) à contenir en permanence l'adresse de la subroutine d'interruption.
Donc, lorsque le problème se posera d'un signal à saisir et que ce signal sera à génération aléatoire et très espacé dans le temps, nous ne nous poserons la question de l'interruption que si la durée du signal est très brève, moins de la durée de la boucle d'exploration. Ce qui n'est pas le cas d'une alarme. Ceci d'autant que s'il y a plusieurs alarmes à surveiller, il sera plus aisé de le faire par programme, par exemple, en venant lire un registre qui les contiendrait.
Par contre, si le signal à saisir est fugitif, c'est-à-dire a une durée très courte, le problème est différent. Ce n'est plus ici le réflexe d'intervention qui compte et qui ne justifie pas, dans la majorité des cas, l'utilisation des interruptions, mais la durée d'exploration et de recherche de ce signal.
Lorsque nous appuyons sur une touche mécanique, par exemple, et même rapidement, le signal a une certaine pérénité, plusieurs dizaines de millisecondes. Il n'y a donc aucune difficulté à prendre en compte par programme une telle information. Par contre, il y a dans de nombreuses applications orientées d'ailleurs vers l'électronique, la physique, la photographie, etc., des signaux dont la durée est comprise de 20 à 2 000 µs. Il n'est alors possible de déclencher un processus à l'apparition de ces signaux que par interruption pour avoir 100 % de chance de les saisir.

2. Les interruptions : un rythme externe

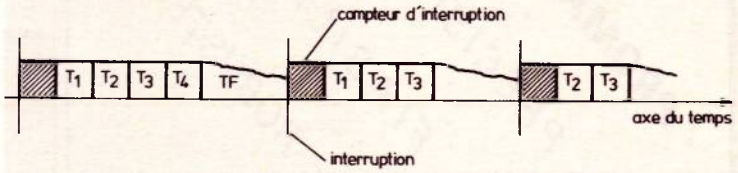
L'exécution de chaque instruction prend un temps parfaitement défini. Un programme constitué d'un ensemble de boucles qui s'enchaînent a donc un rythme interne lié au nombre et à la nature des instructions qui constituent les boucles.
Or, il peut être très important de pouvoir synchroniser l'exécution d'un programme sur des événements extérieurs. C'est ce que nous avons signalé dans le début de ce chapitre.
Par interruption, nous pourrons en effet recaler des boucles dans le temps et donc imposer à notre système un rythme externe.
Pour illustrer cela, nous pouvons reprendre le cas de notre télétype ou plus généralement la transmission de 0 et de 1 sur une ligne (ou fil) à une fréquence fixe.
A la vitesse de transmission de 110 bauds, un élément binaire 0 ou 1 doit apparaître toutes les 9 ms (cette vitesse de 110 bauds correspond à 10 caractères par seconde très exactement puisqu'un caractère contient 11 bits).
Soit pour percevoir l'information, soit pour l'émettre, il faut prendre ou imposer l'état 0 ou 1 de la ligne de transmission toutes les 9 ms. La solution que nous avons indiquée au début du présent chapitre consistait à réaliser des séquences de réception ou d'émission d'une durée de 9 ms par l'emploi d'instructions de délai par exemple. L'échange avec l'extérieur (liaison TTY) se faisait suivant le rythme interne du programme.
Si nous connectons sur l'entrée SA du microprocesseur SC/MP un générateur de signaux carré ou, mieux, d'impulsion, réglé à 220 Hz pour le premier ou une cadence de 110 impulsions par seconde pour le second, nous obtiendrons des interruptions au rythme de la transmission. Le calage sera parfait, quelle que soit la tâche effectuée entre-temps par le microprocesseur. En fait, nous générons un rythme externe qui cadence avec une précision de l'ordre d'une vingtaine de microsecondes l'exécution d'un programme.
Nous voyons immédiatement tout le parti qu'il est possible de tirer de l'utilisation d'un rythme externe. Il est en effet possible ainsi de synchroniser deux machines entre elles. Dans

notre cas, l'organe émetteur de l'information peut générer vers l'organe récepteur des signaux indiquant la fréquence de prise en compte des bits. Le premier envoi des « bits de synchro » vers le second. Nous disposons alors d'une très grande souplesse temporelle. Si nous avons donné cet exemple, c'est qu'il est caractéristique de l'emploi de l'entrée interruption comme transmission d'un rythme externe au programme pilotant le système à microprocesseur.
Mais il n'est pas possible de parler de rythme externe sans introduire ici la notion de : horloge temps réel.
Dans un programme, le temps est relatif. Tel événement se produit avant ou après tel autre. Il y a exécution de telle tâche 2,5 ms après le test de tel point d'entrée, l'affichage a lieu pendant tout le temps, etc.
Or, nous nous apercevons très vite que, pour venir et agir avec l'extérieur, il faut se raccrocher à un horaire. Pour que tous les voyageurs se trouvent dans le train avant le départ, il est nécessaire qu'ils aient connaissance de l'heure de départ. Cette heure est un temps asbolu qui synchronise tous les événements.
Une horloge temps réel est donc un système qui donne des temps absolus. En fait, dans une horloge, il y a deux parties : un balancier qui donne le rythme et le mécanisme terminé par les aiguilles qui compte le nombre d'aller et retour du balancier. Pour nous, la partie de l'horloge qui nous intéresse, c'est le balancier. Donc, notre horloge temps réel est un générateur d'impulsions, mais qui, comme la pendule est pilotée par son balancier, est piloté par un quartz, par exemple, et le courant alternatif du secteur.
Synchroniser notre microprocesseur sur une horloge temps réel va nous permettre de réaliser l'application suivante qui présente le plus d'intérêt dans l'utilisation des microprocesseurs.

3. L'interruption : un moniteur multitâche

Nous avions posé comme postulat au départ qu'un microprocesseur ne savait faire qu'une seule chose à la fois. Nous restons complètement sur cette position. Toutefois, au niveau de l'utilisateur, nous allons essayer de mener plusieurs tâches à la fois. Dans un domaine domestique, gérer complètement la marche de plusieurs trains électriques sur un même réseau (autant de tâches que de trains), simultanément afficher l'heure exacte, faire commuter des aiguillages, etc., avec un seul microprocesseur est un exemple. De même, en domaine industriel, la machine-outil peut faire plusieurs actions en même temps, c'est-à-dire faire descendre des poinçons, faire tourner des moteurs pas à pas, etc., grâce à un moniteur d'interruption.
Dans la réalisation d'un système multitâche, la partie la plus importante, comme toujours dans une étude, c'est l'analyse. L'une des premières choses à examiner est la fréquence de travail des différentes tâches ou la précision temporelle avec laquelle elles doivent être saisies ou générées.
La fréquence la plus courte ou un sous-multiple de celle-ci sera la fréquence d'interruption que nous choisirons. Sans entrer dans le détail de la réalisation, nous souhaitons donner ici une approche du raisonnement. Des exemples pratiques illustreront cela par la suite.
Une fois la fréquence déterminée, il convient de recenser le nombre de tâches. Puis nous affectons à chacune de ces tâches un compteur de comparaison et un sémaphore, c'est-à-dire un indicateur. Ce dernier permettra de déterminer si la tâche à laquelle il est affecté est active ou non, c'est-à-dire si elle doit être déclenchée ou non dans une période donnée. Son positionnement sera une conséquence de l'état des autres tâches.
Le compteur de comparaison permettra, si le sémaphore indique que la tâche est active, de la déclencher à l'instant précis où elle doit s'exécuter.

L'ensemble des compteurs de tâche sera piloté par un compteur central qui s'incrémentera de 1 à chaque interruption. Il suffira donc de comparer le compteur d'interruption avec chacun des compteurs de tâches actives pour déclencher chaque processus.
Il se peut que dans certains cas le temps d'exécution d'une tâche dépasse l'intervalle de temps de l'horloge temps réel qui crée les interruptions, puisque sa fréquence est la plus haute. Dans ce cas, il est possible de scinder en morceaux l'exécution de cette tâche sur deux ou trois, voire plus, intervalles d'interruption.
De plus, si nous avons à effectuer une tâche de fond telle que définie précédemment, nous choisirons de l'exécuter en dernier pour attendre la prochaine interruption.
Le diagramme de temps de la **figure 4** ci-dessous illustre l'organisation de l'exécution des tâches d'une façon successive dans l'intervalle de temps séparant deux interruptions.



T : taches 1,2,3,4.
TF : tache de fond en attente d'interruption.

Figure 4

Nous voyons que notre affirmation par laquelle le microprocesseur ne fait qu'une chose à la fois est toujours de rigueur. Par contre, pour l'utilisateur, les tâches s'exécutent simultanément. Nous avons échantillonné dans le temps les tâches. Nous utilisons ainsi une logique micro-informatique synchrone. Le lecteur se rendra vite compte de la puissance potentielle contenue dans un système fonctionnant par interruption. Nous nous arrêtons volontairement dans le développment théorique de cette étude des interruptions. Pour bien montrer tout l'intérêt de ces procédés, nous les illustrerons par des applications précises dans les articles suivants.
Nous développerons, par exemple, la réalisation d'un programmateur universel, la gestion d'un train électrique, une machine de gestion simple.
Nous n'avons pas envisagé ici les interruptions à plusieurs niveaux, c'est-à-dire que physiquement plusieurs signaux indépendants peuvent être générateurs d'interruption 8, 16, 32... 256. Dans ce cas, il est nécessaire d'adjoindre une circuiterie extérieure pour piloter ces demandes d'interruptions entre elles et les hiérarchiser. Nous voyons alors que ce microprocesseur SC/MP, considéré comme simple et de très faible coût, peut supporter des systèmes conséquents.
Mais nous irons plus loin encore dans un prochain article, toujours consacré au fonctionnement du microprocesseur SC/MP, en introduisant, exemple à l'appui, le multiprocessing et l'accès direct mémoire. Nous aurons ainsi toute la panoplie logicielle et matérielle pour réaliser à partir de ce microprocesseur d'une simple gestion de machine domestique à des configurations industrielles puissantes.

J.-L. Plagnol, G. Lelarge.

UNE GRANDE MARQUE EUROPÉENNE

– DIFFUSÉE EN FRANCE –
LE DÉPÔT ÉLECTRONIQUE « MESURE »

PROMAX

AVEC SA GAMME d'APPAREILS de MESURE
DE QUALITÉ PROFESSIONNELLE

– POUR L'INDUSTRIE – DÉPANNEURS – RADIO – TOUT LABORATOIRE ÉLECTRONIQUE –

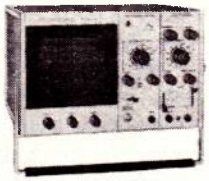
OSCILLOSCOPES SIMPLES ET DOUBLE-TRACE - VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE - MILLIVOLTMÈTRE BF - MULTIMÈTRE « DIGITAL » - TRANSISTORMÈTRE - GÉNÉRATEUR BF - GÉNÉRATEUR DE FONCTION - GÉNÉRATEURS-WOBULATEURS AM-FM - ALIMENTATIONS STABILISÉES PROFESSIONNELLES - MESUREUR DE CHAMP (son par H.-P. incorporé) - ETC...

- PROMAX - PRÉCISION FIABILITÉ ROBUSTESSE

VENTE EXCLUSIVE PAR GROSSISTES

AGENT GÉNÉRAL POUR LA FRANCE :
LE DÉPÔT ÉLECTRONIQUE « MESURE »
84470 CHÂTEAUNEUF-DE-GADAGNE
Tél. : (90) 22.22.40 - Télex : 431 195 AB 61

OR 508
Oscillo 10 MHz simple-trace



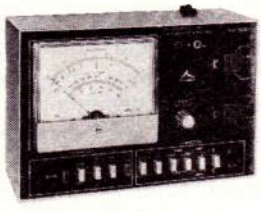
TS 5 B 10 MHz
Tube 13 cm simple-trace

OD 10 2X10 MHz
Tube 13 cm double-trace
TRANSISTORISÉ

GBT 200 B
Générateur BF
de 20 Hz à 200 KHz
sinusoïdal

MD 100
Multimètre digital

VT 150
Voltmètre électronique



AS 500
Analyseurs
de semi-conducteurs

SF 580
Mesureurs de champ AM-FM
Son par H.-P. incorporé

CATALOGUE COMPLET SUR DEMANDE

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

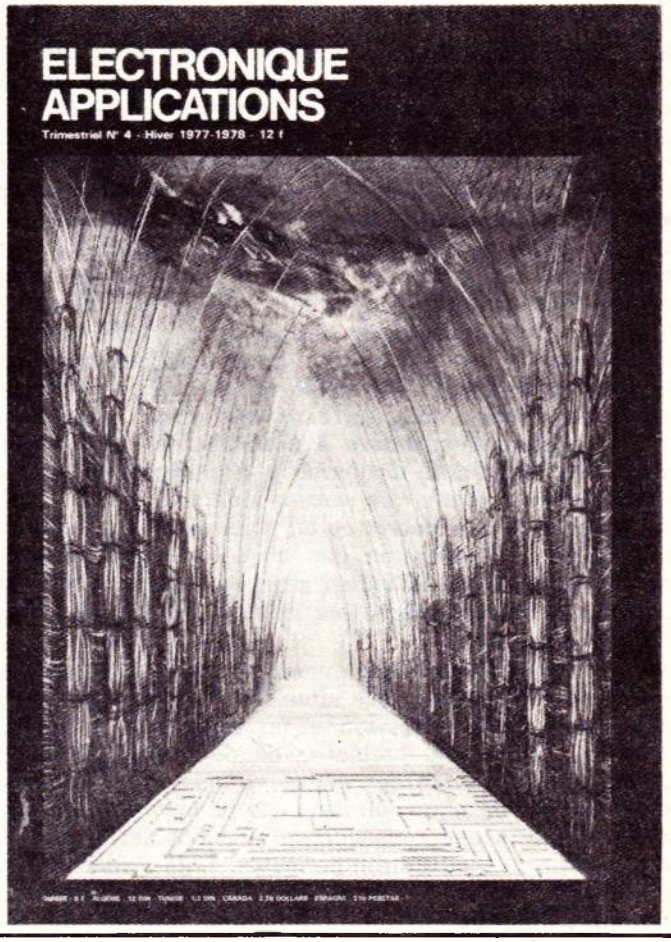
NUMÉRO 4 – HIVER 77

Depuis le 31 décembre
chez votre marchand de journaux

170 pages - 12 francs

AU SOMMAIRE

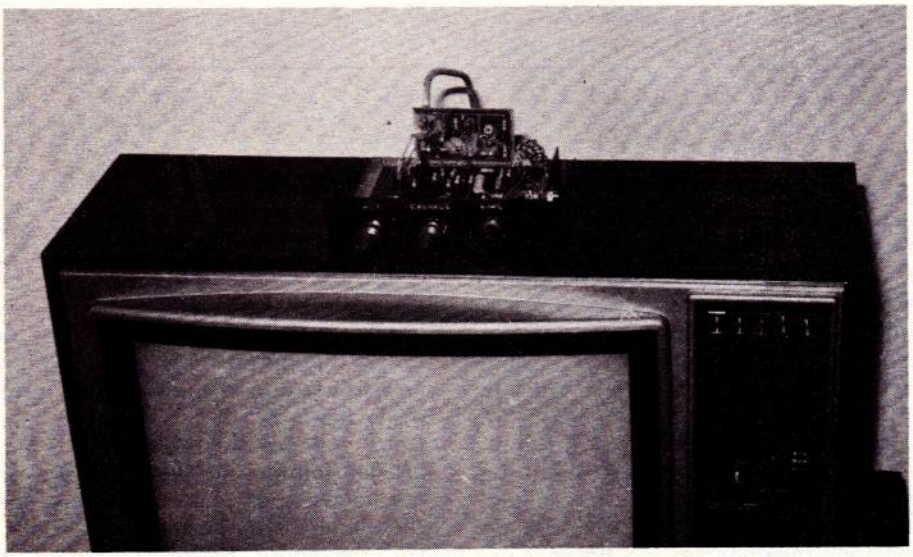
Multiplicateur 4 cadrans
Mesures d'impédences tissulaires
Le circuit imprimé
Les sondes
Le 27 MHz
Prothèses respiratoires
Le TDA 1046
L'intelligence artificielle
Analyse sur la PLL
etc.



Montages Pratiques

Comment utiliser un récepteur T.V. en oscilloscope bi-courbe

L'oscilloscope, instrument pourtant presque indispensable, ne fait pas encore partie du laboratoire de tous nos lecteurs. Cette lacune (fort onéreuse à combler) peut se révéler un obstacle à la mise au point de certains montages, comme en témoignent les lettres que nous recevons.
Qui dit oscilloscope dit tube cathodique, ce qui fait immédiatement penser à réutiliser un tube de téléviseur. Nous avons étudié il y a quelque temps un ocilloscope de garage faisant appel à cet artifice (voir n° 343). Il est cependant nécessaire de disposer d'un récepteur sacrifié à cet usage et qui, après de profondes modifications, gardera ses dimensions d'origine, fort encombrantes, tout en devenant inapte à la réception TV.



Le montage que nous allons décrire ici est un simple adaptateur qui, branché sur la prise d'antenne UHF de tout téléviseur noir ou couleur, le transforme en un oscilloscope bicourbe sans la moindre modification. La bande passante de l'ensemble s'étend d'environ 50 à 15.000 Hz pour le signal visualisé, et atteint environ 100 kHz pour les harmoniques, ce qui est déjà intéressant pour les mesures courantes.

I. L'idée de départ

Le principe de l'oscilloscope repose sur le déplacement selon 2 axes X et Y d'un spot cathodique qui, par combinaison de ces deux mouvements, exécute un tracé de la courbe à visualiser
Le spot d'une image TV, lui, décrit un mouvement immuable, le balayage, mais est modulé en intensité de façon à reproduire les nuances de gris du sujet filmé.
Il n'est donc pas question, sur un récepteur non modifié, d'altérer de quelque façon que ce soit les mouvements du spot.
Cependant, il est possible d'éteindre ce spot, et de ne l'allumer qu'aux seuls instants où il passe par un point de la courbe à visualiser. Etant donné la vitesse du balayage, l'œil aura l'impression de voir la courbe entière, encore que légèrement pointillée du fait de la nature discrète des lignes de balayage.
Le problème consiste donc à synthétiser de toutes pièces un signal vidéo qui, appliqué au récepteur TV, confèrera un tel comportement au spot.

II. Le principe du codeur vidéo

Le mouvement du spot selon l'axe des X (base de temps) doit être linéaire, alors que le mouvement en Y doit suivre les variations d'amplitude du signal d'entrée.
Après vérification, il s'avère que la fréquence de la base de temps trame du récepteur TV convient fort bien comme base de temps oscilloscopique. Il est possible de faire varier quelque peu cette fréquence par le seul jeu des tops de synchro trame.
Le système se bornera donc à simuler les déplacements en Y du spot. La conséquence immédiate de ce choix est que l'axe des temps sera vertical sur l'écran TV, ce qui ne constitue pas d'ailleurs un handicap notable.

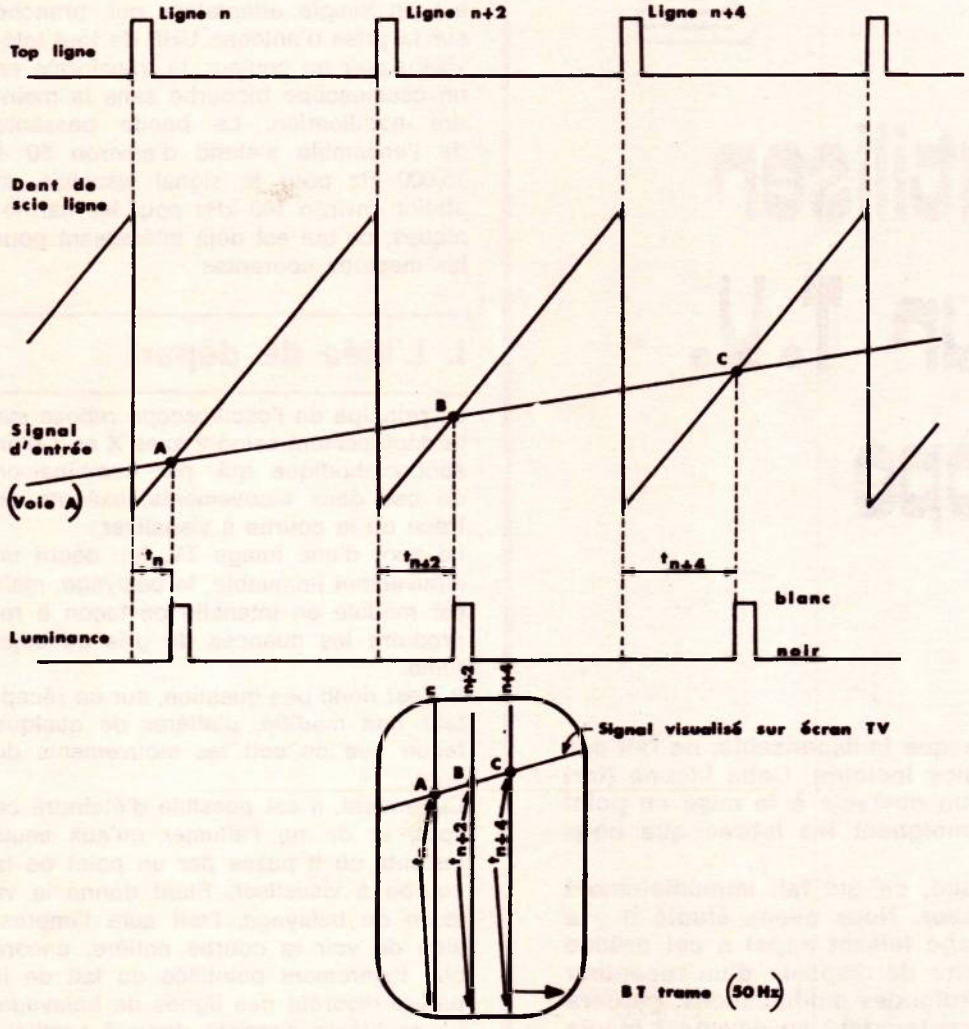


Figure 1

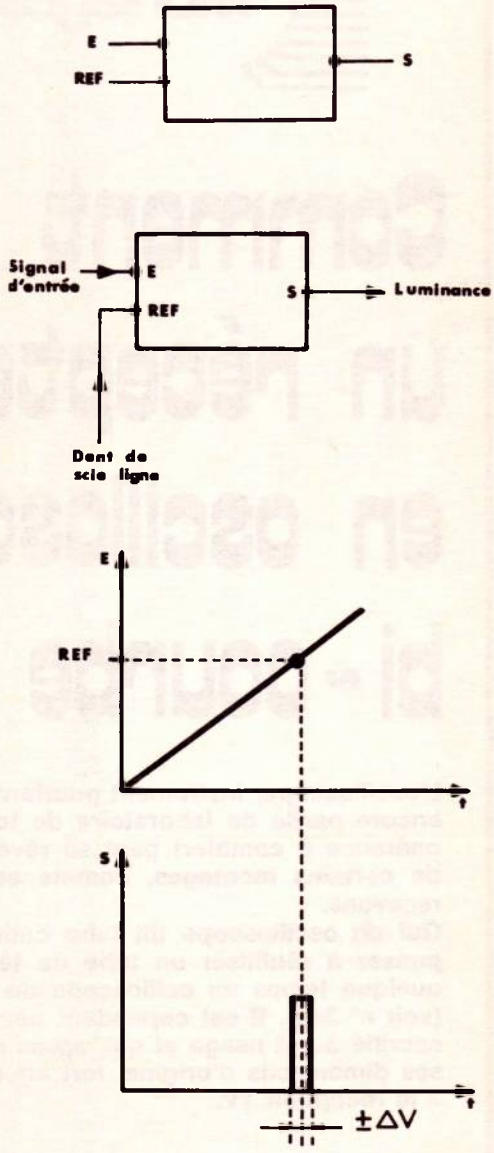


Figure 2

Le problème se ramène donc à déplacer le point d'allumage du spot le long des lignes de balayage proportionnellement à l'amplitude du signal d'entrée (balayage Y), tandis que le balayage X se trouve automatiquement assuré par le passage d'une ligne à la suivante, 15.625 fois par seconde pour 25 images de 625 lignes chaque seconde.

La **figure 1** donne le principe retenu pour créer ce fonctionnement. Un relaxateur à transistor unijonction (UJT) fournit les tops de synchro ligne (15.625 Hz) et synchronise donc à sa propre fréquence la base de temps ligne du récepteur. La dent de scie présente sur l'émetteur de l'UJT peut donc être considérée comme une image fidèle de la position du spot sur la ligne. Il suffit dès lors d'effectuer une comparaison entre le signal d'entrée et la dent de scie et de déclencher l'allumage du spot lorsque l'égalité est réalisée.

Cette fonction est assurée par un comparateur à fenêtre dont la fourchette de détection ΔV est choisie très petite, mais suffisante pour créer un spot de dimensions raisonnables. La **figure 2** explique le fonctionnement de ce sous-ensemble.

III. Le schéma de principe

La **figure 3** donne un synoptique général de l'appareil, utile pour aider à la compréhension du schéma de principe de la **figure 4.**

Deux intégrateurs-relaxateurs à UJT 2N2646 fournissent les tops ligne et trame nécessaires à la synchronisation du récepteur TV sur l'adapteur.

Un mélangeur fournit le signal vidéo complet à partir des tops ligne et trame associés au signal de luminance devant

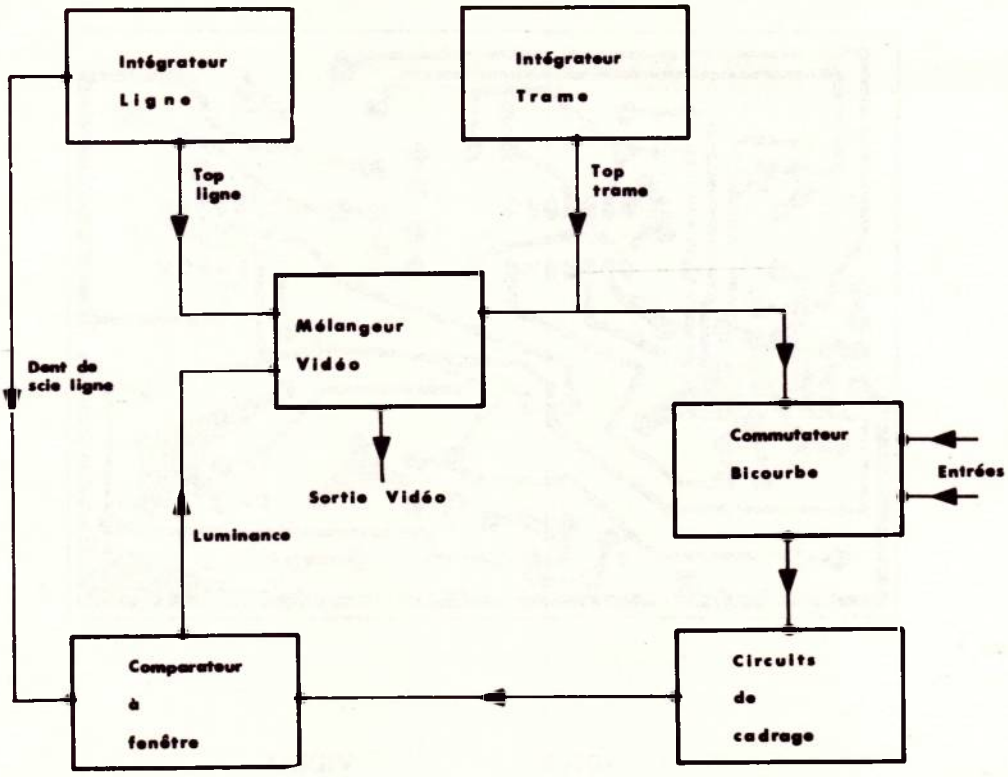


Figure 3

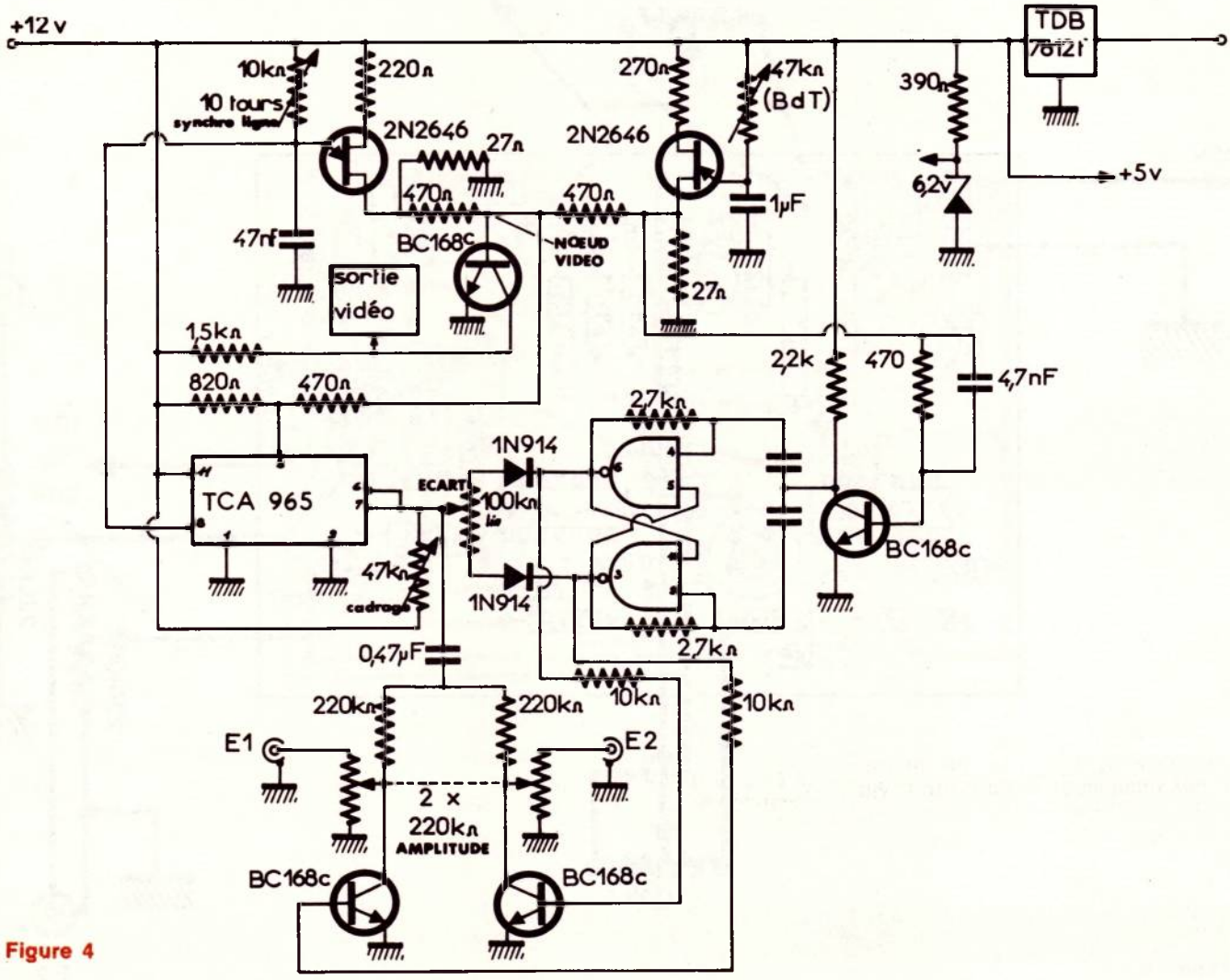


Figure 4

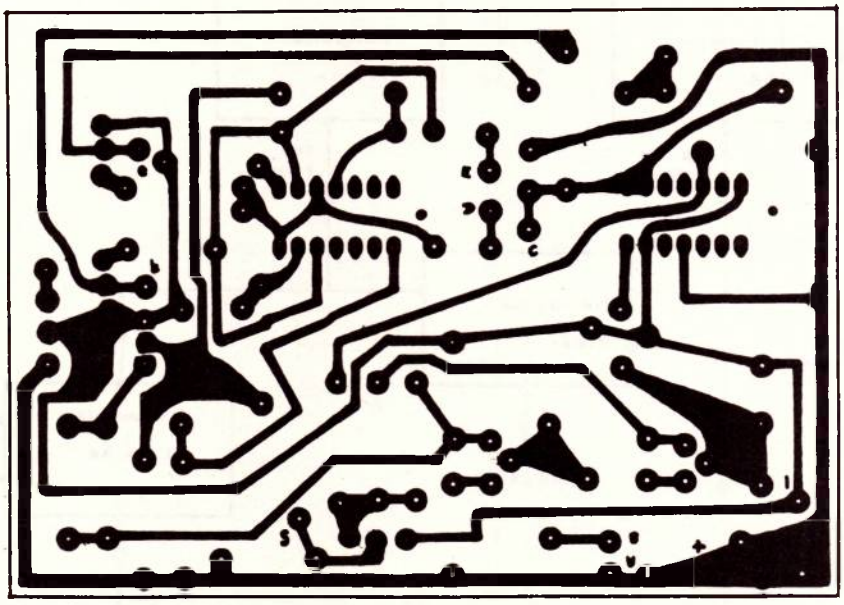


Figure 5

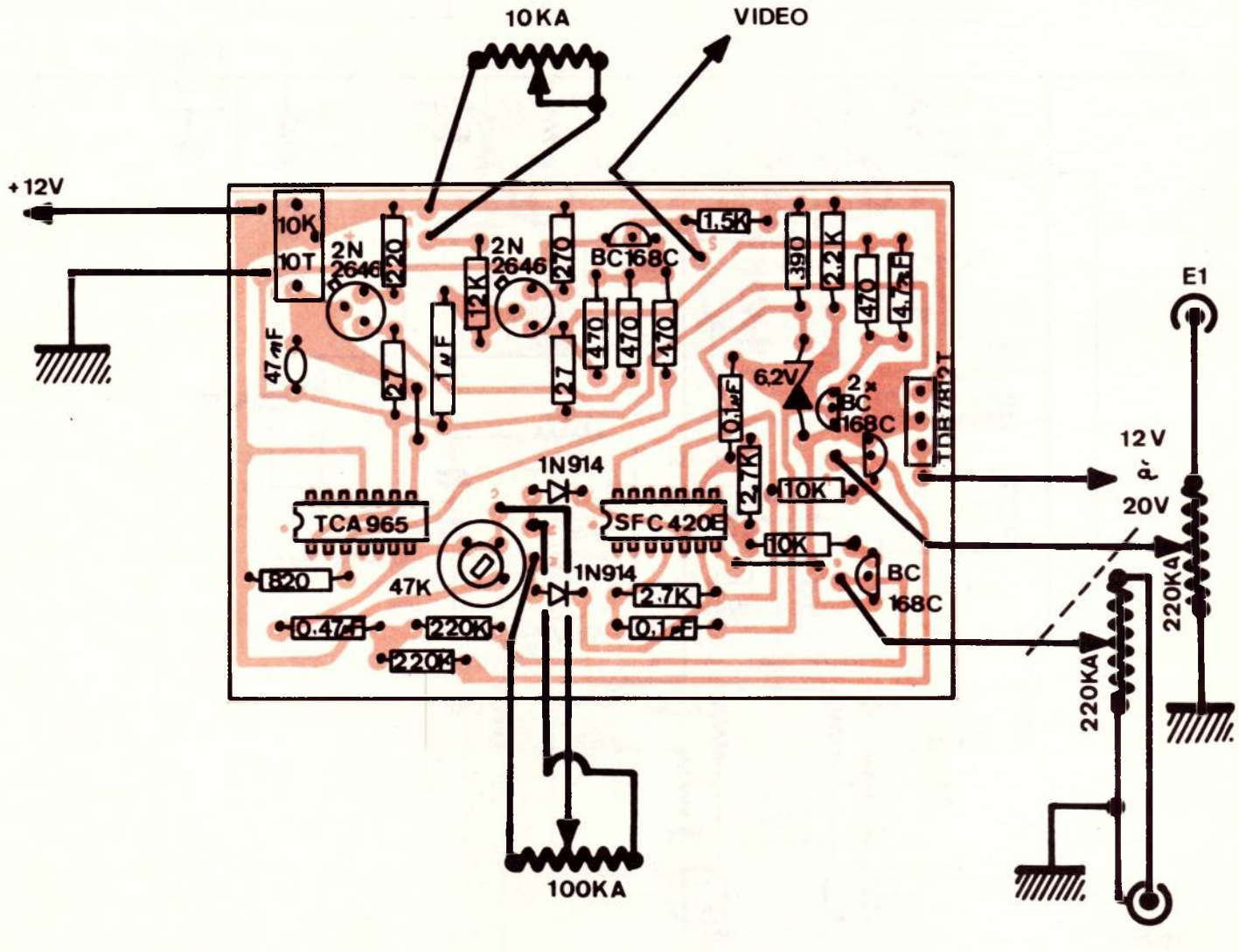
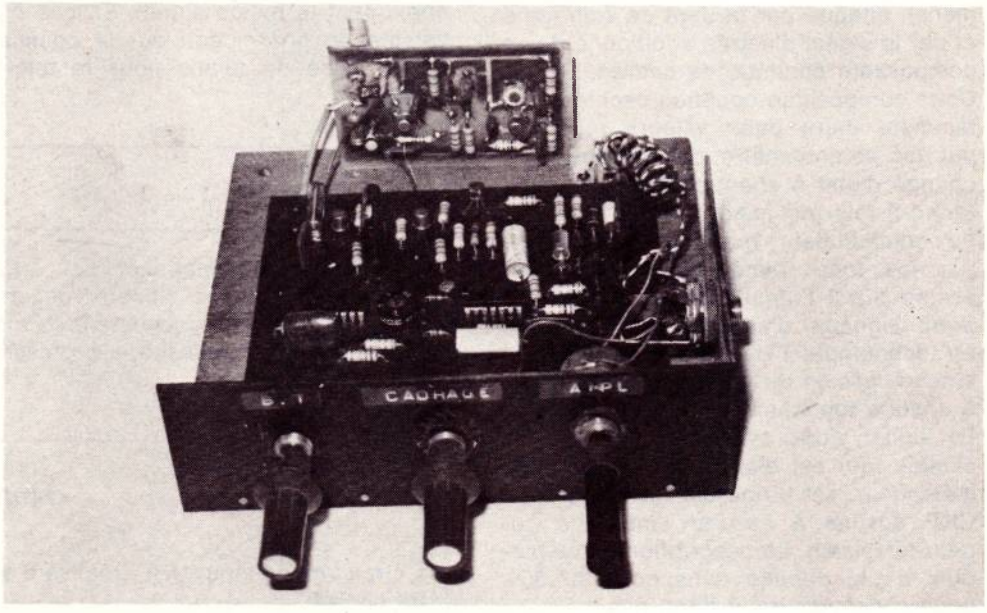
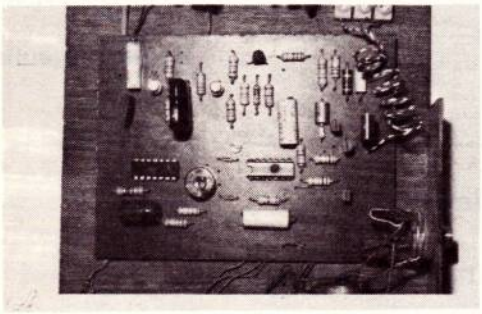


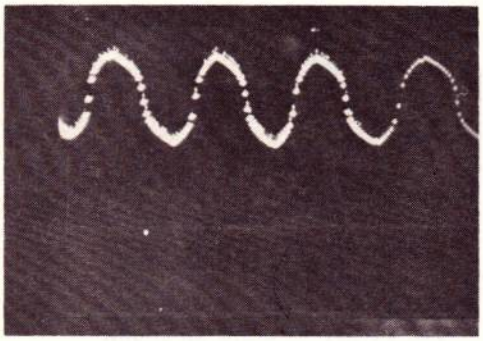
Figure 6

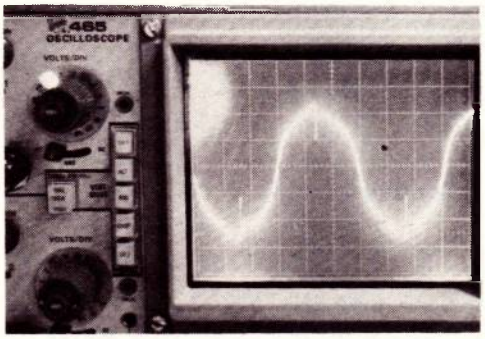
Les parties codeur vidéo et modulateur raccordées.

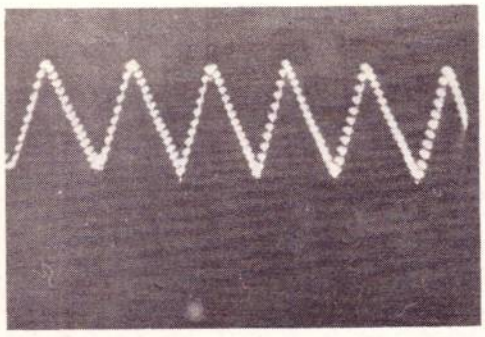


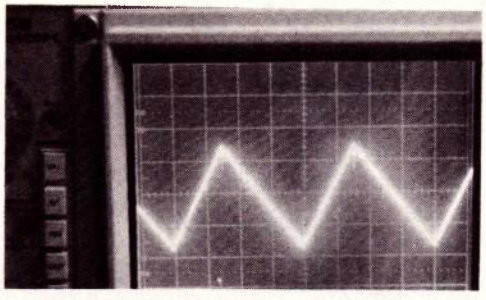
— Le circuit imprimé « codeur vidéo » câblé.

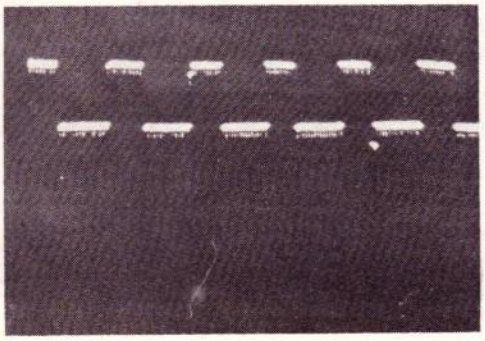


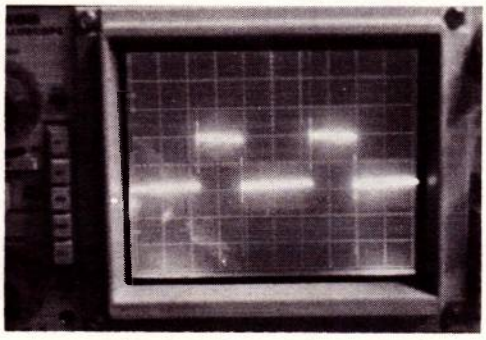












Visualisation de signaux sinusoïdaux, triangulaires et carrés, à droite sur oscilloscope, à gauche l'équivalent obtenu sur un écran de télévision.

déclencher l'allumage du spot. Ce signal de luminance provient directement du comparateur à fenêtre (TCA 965 Siemens), attaqué par la dent de scie ligne et par le signal d'entrée additionné d'une composante continue de cadrage.
Cette composante continue oscille constamment entre deux valeurs réglables par un potentiomètre de cadrage. Elle change d'état à chaque début de trame (donc 2 fois par image) sous l'influence du commutateur bicourbe synchronisé par les tops trame. Ce commutateur assure aussi l'aiguillage synchrone des deux signaux d'entrée ; il est réalisé en technologie TTL et est en réalité une simple bascule bistable changeant d'état à chaque top trame.
Le signal vidéo synthétisé par cet ensemble, qui est disponible en sortie de mélangeur, est dirigé sur un modulateur UHF destiné à assurer l'interface codeur-téléviseur. La description de ce module a été publiée dans notre n° 354, nous n'y reviendrons donc pas.
L'ensemble codeur - modulateur fonctionne sous une tension unique de + 12 V. Un régulateur 3 pattes TDB 7812 T Siemens a été prévu pour autoriser l'emploi de tension pouvant atteindre + 20 V.

IV. Réalisation pratique

Le codeur vidéo-fréquence est à câbler sur une carte imprimée représentée **figure 5.** Le plan de câblage est donné en **figure 6.** La carte « modulateur » sera raccordée à la sortie vidéo du codeur par un fil blindé aussi court que possible. On pourra alors connecter à l'ensemble un téléviseur réglé bien sûr sur le canal UHF convenant au modulateur. Les commandes de cadrage étant en position médiane, on mettra l'appareil sous tension, ce qui doit se traduire par l'apparition sur l'écran TV de très nombreux points blancs accompagnés d'une traînée de 1 à 2 cm. On ajustera alors le potentiomètre de synchro ligne de façon à obtenir 2 traces blanches verticales. Retoucher si nécessaire les commandes « cadrage » et « écart ». On vérifiera que la commande de « base de temps » agit bien sur le balayage trame du récepteur.
Dans le cas où seule une trace apparaîtrait, on pourra augmenter jusqu'à 0,22 µF ou plus les condensateurs de 2,2 nF prévus en entrée de la bascule à SN 7420 N.
Il est maintenant possible d'appliquer un signal sur les entrées. Régler l'amplitude au moyen du potentiomètre d'entrée et stabiliser l'image en agissant sur la commande de « base de temps ». Vérifier la phase des deux voies en leur appliquant le même signal. En cas d'inversion de phase, agir sur la commande de base de temps pour rétablir la normale.

V. Conclusion

Les photos accompagnant cet article montrent les mêmes signaux observés sur un récepteur TV connecté à ce montage et non un oscilloscope professionnel 465 Tektronix. On constate que les défauts des signaux sont décelables sur les deux images, ce qui est un gage de bon fonctionnement. Ce montage peu coûteux pourra rendre d'appréciables services lors de manipulations difficiles à conduire sans oscilloscope.

Aux fréquences assez basses (250 à 500 Hz), l'image est suffisamment grande pour pouvoir être lue par un large auditoire, ce qui peut être utile dans l'enseignement, où les récepteurs TV sont moins rares que les oscilloscopes.

Patrick Gueulle

Nomenclature

1 circuit modulateur UHF (réalisé d'après RP N° 354).

Semiconducteurs

1 × TCA 965	Siemens
1 × TDB 7812 T	Siemens
4 × BC 168 C	
2 × 2 N 2646	
1 × SN 7420 N	
1 × Zéner 6,2 V	
2 × 1 N 914	

Condensateurs

1 × 1	µF
1 × 47	nF
1 × 0,47	µF
2 × 2,2 nF à 0,22	µF (voir texte)
1 × 4,7	nF

Résistances 1/4 w 5 %

2 × 27	Ω
1 × 220	Ω
1 × 270	Ω
1 × 390	Ω
4 × 470	Ω
1 × 820	Ω
1 × 2,2	KΩ
2 × 2,7	KΩ
2 × 220	KΩ

Potentiomètres

1 × 220 KΩ	double LIN
1 × 100 KΩ	LIN
1 × 47 KΩ	LIN
1 × 10 KΩ	10 tours ajustable
1 × 47 KΩ	ajustable

Devenez collaborateur de « Radio-Plans » :

Vous avez réalisé un montage de conception personnelle et originale : faites-nous en part en quelques lignes.

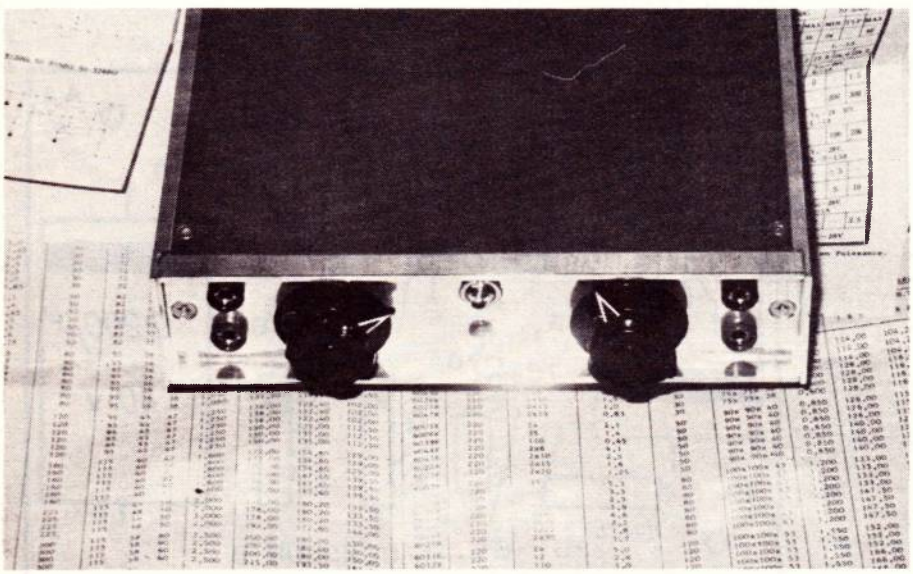
Si votre réalisation est retenue, elle pourra faire l'objet d'une parution dans votre revue.

Pour plus de détails (présentation, rémunération, etc...), écrivez à la rédaction :

2 à 12 rue de Bellevue
75019 PARIS

Double alimentation stabilisée à circuits hybrides

Une alimentation stabilisée se compose classiquement des éléments suivants : un transformateur, des redresseurs, un condensateur de filtrage et un circuit régulateur pilotant un transistor de puissance. Il existait déjà des circuits intégrés de puissance composés d'un transistor en boîtier TO 3 ou équivalent associé à un circuit régulateur intégré, composants connus sous le nom de régulateurs « 3 pattes » (entrée, sortie, masse). Nous vous proposons ici la réalisation d'une double alimentation de laboratoire utilisant des circuits hybrides regroupant transistor de puissance et régulateur mais aussi pont redresseur.



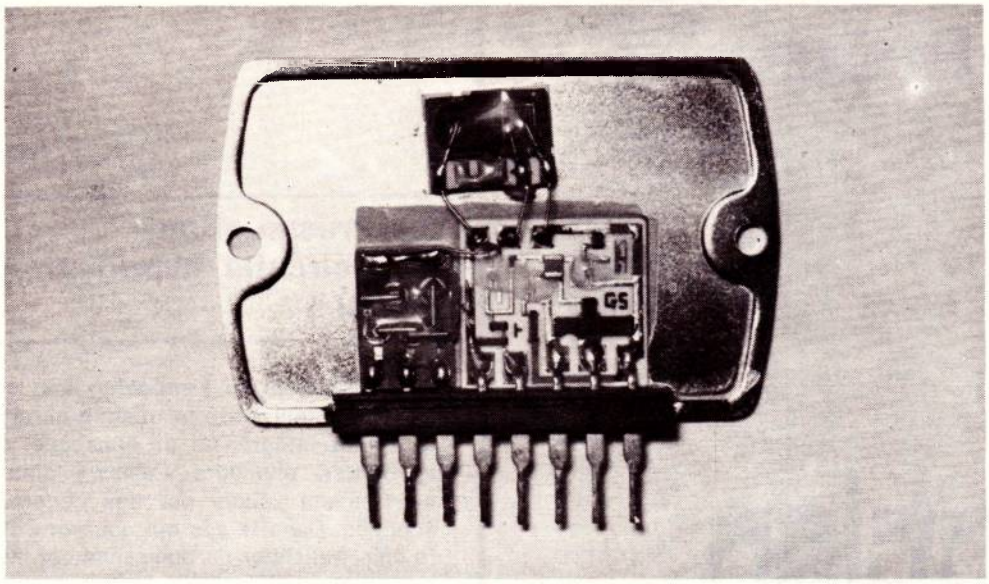
La face avant regroupe les 2 commandes et les sorties des alimentations + inter marche-arrêt donc un maniement très souple de cet ensemble.

1. Présentation des circuits hybrides utilisés

Le circuit hybride représente une sorte de compromis entre le module enrobé et le circuit intégré, en ce sens que, dans le boîtier, plusieurs « chips » distincts se trouvent réunis par des connexions soudées. Dans le cas qui nous intéresse, le chip transistor de puissance est monté sur un support isolé du boîtier, ainsi que les 4 chips de diodes de puissance. Le circuit régulateur est réalisé sur un substrat isolant sur lequel les résistances sont déposées et les chips de transistors collés. Des métallisations opèrent les liaisons nécessaires. Une telle disposition, utilisée de plus en plus dans les industries de pointe, présente les mêmes avantages que le circuit intégré dans des conditions peu favorables à la mise en œuvre des techniques monolithiques. Une excellente fiabilité et la simplification des problèmes d'évacuation thermique viennent compléter les caractéristiques de ce type de composant.
Le modèle que nous utiliserons ici fait partie de la famille SI 3000 G de Sanken (Japon). Prévu pour délivrer une tension de 24 volts, il pourrait être remplacé sans problème par un modèle 15 ou 12 volts.

2. Le schéma de principe

La **figure 1** donne le schéma complet de l'alimentation.
La **figure 2,** qui montre le schéma interne du circuit hybride, permet de comprendre le fonctionnement de l'ensemble. La tension minimale de sortie est fixée par la tension de zener de la diode régulatrice. Celle-ci se situe aux environs de 7 volts, car c'est là la tension presque idéale pour le meilleur fonctionnement d'une zener.
Un circuit de protection contre courts-circuits et surcharges évite la détérioration du circuit en cas de fausse manœuvre. Les deux parties de l'appareil, rigoureusement identiques, sont électriquement indépendantes, ce qui permet tous les types de couplages. On veillera cependant, en mode opposition, à se limiter à des utilisations en source de tension de référence car un débit important n'est pas autorisé.



On peut repérer aisément dans ce circuit hybride, à gauche les diodes de redressement, à côté le circuit de régulation proprement dit, en haut l'élément de puissance.

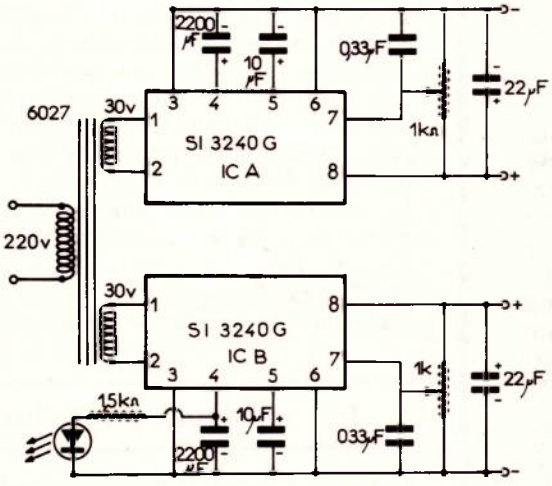


Figure 1

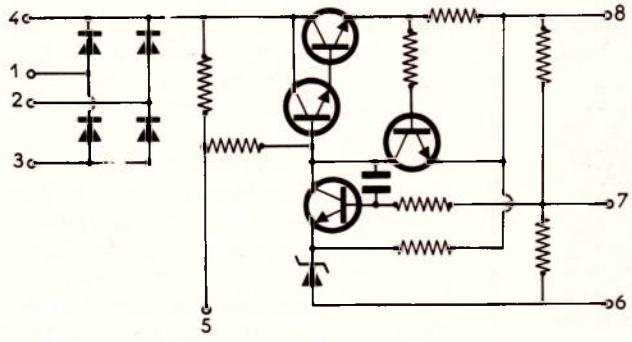


Figure 2

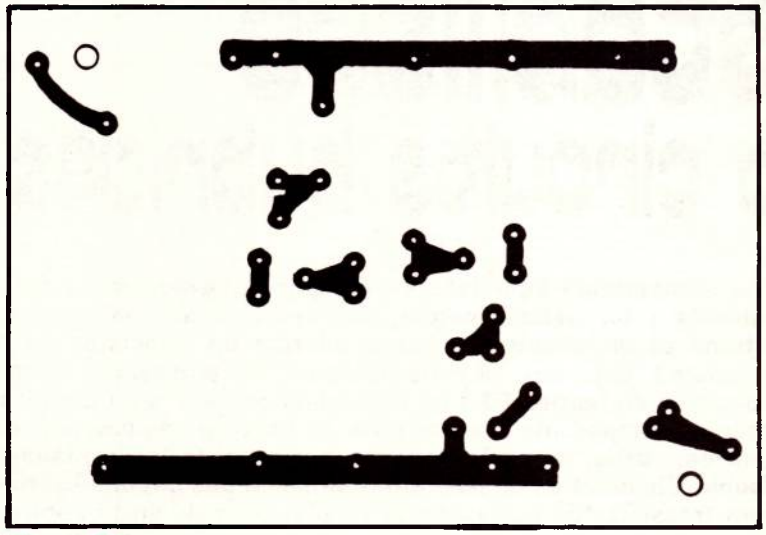


Figure 3

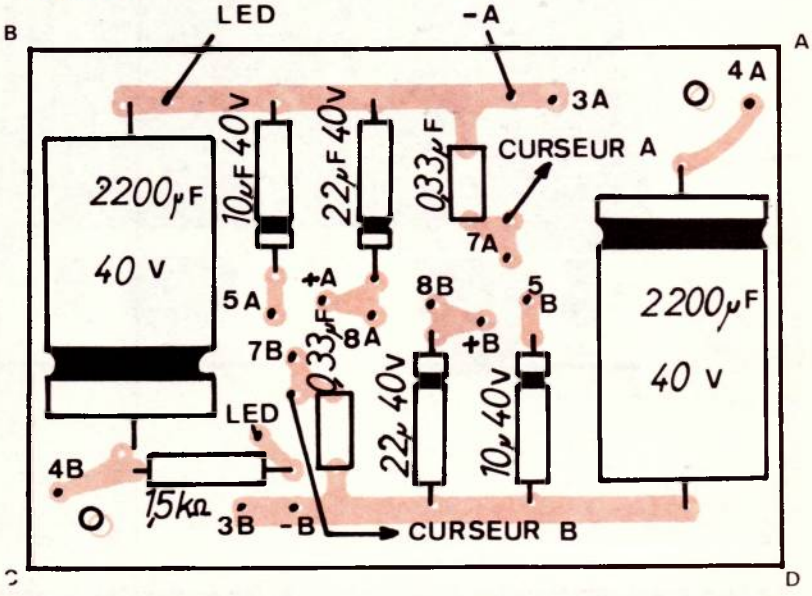
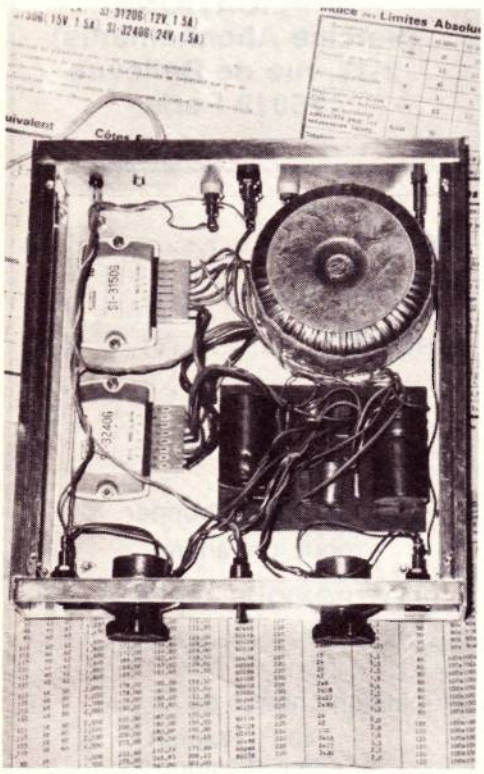


Figure 4

3. Réalisation

Notre prototype utilise un transfo toroïdal afin d'autoriser l'emploi d'un boîtier extra-plat, et de minimiser les rayonnements 50 Hz, toujours gênants pour un appareil de laboratoire.
Il est important d'employer un boîtier en aluminium épais afin de l'utiliser en tant que refroidisseur pour les 2 circuits hybrides. La **figure 3** donne le dessin du circuit imprimé devant être gravé et équipé conformément à la **figure 4.** Cette carte sera montée sur entretoises dans le boîtier précédemment percé et doté des accessoires tels que bornes, potentiomètres, interrupteur, LED du voyant, domino de raccordement secteur.
Le plan de câblage de la **figure 5** indique les divers raccordements à effectuer, et la **figure 6** un schéma directeur d'implantation intérieure du boîtier, schéma complété par la photographie d'illustration.
On veillera à assurer un bon contact thermique entre le boîtier des circuits hybrides et le fond du coffret. Les boîtiers étant isolés, aucun mica intercalaire n'est à prévoir. Le transfo sera fixé par une vis réalisant le serrage du tore entre la rondelle métallique et le fond du boîtier. Il conviendra de ne pas omettre les deux rondelles protectrices en caoutchouc devant être disposées tout contre le transfo.

L'emploi de circuit hybride permet de loger dans un assez faible volume le transfo et les éléments de filtrage.



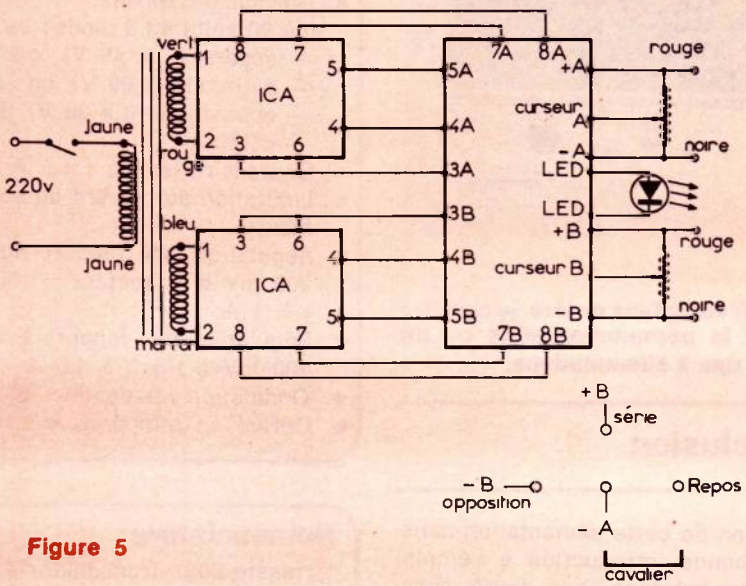


Figure 5

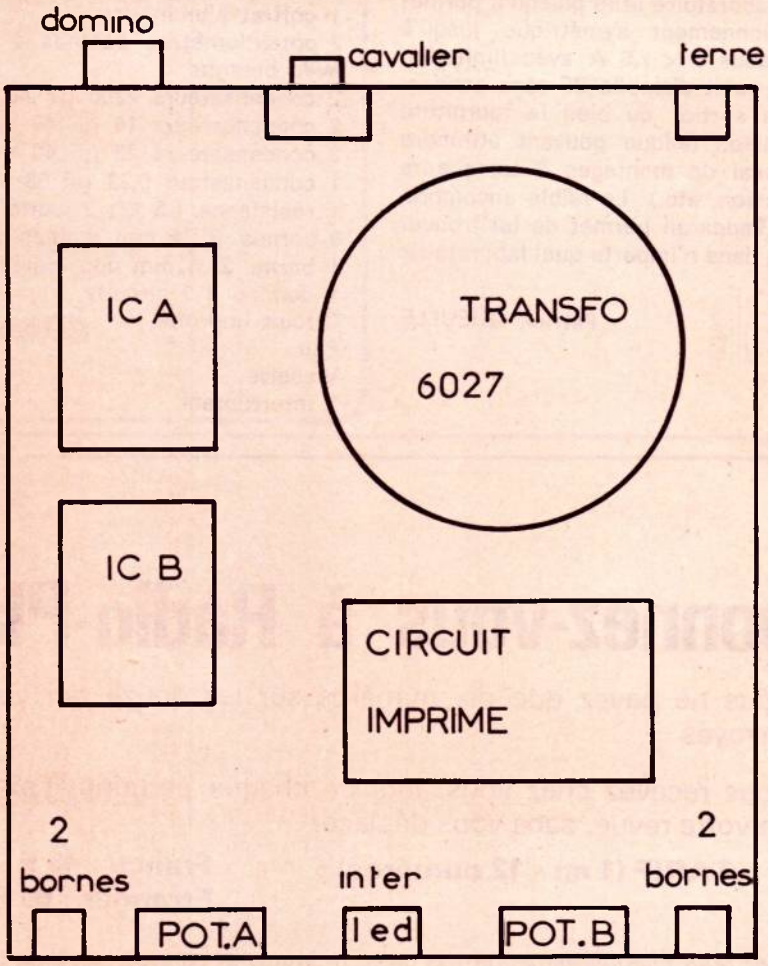
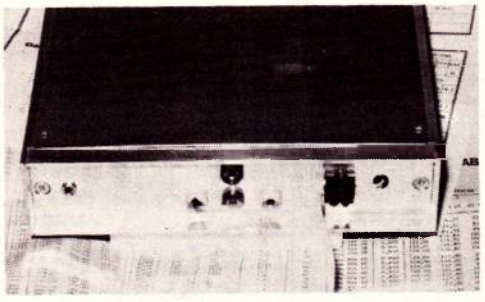


Figure 6



On peut voir sur la face arrière, le cavalier permettant la permutation série ou en opposition des 2 alimentations.

4. Conclusion

La réalisation de cette alimentation constitue une bonne introduction à l'emploi des circuits hybrides, que leurs avantages particuliers rendent précieux dans certains cas difficiles (place disponible réduite, environnement sévère, etc.). De plus, cet appareil constitue un instrument de laboratoire utile puisqu'il permet un fonctionnement symétrique jusqu'à ± 45 V sous 2 × 1,5 A avec limitation (mise au point d'amplis BF sans condensateur de sortie) ou bien la fourniture d'une tension unique pouvant atteindre 90 V (essai de montages à transistors haute tension, etc.). Le faible encombrement de l'appareil permet de lui trouver une place dans n'importe quel laboratoire.

Patrick GUEULLE.

Caractéristiques

- Tension de sortie :
  0 à 90 volts en 3 modes de couplage :
  — séparé (7 à 45 V) × 2
  — série (14 à 90 V) ou ± 7 à 45 V
  — opposition (0 à 38 V) pour faibles débits
- Courant de sortie : 1,5 A nominal
- Limitation du courant de sortie : 3,5 A maxi
- Régulation par rapport au secteur : 200 mV à V secteur = 180 à 240 V ; I = 1 A
- Régulation par rapport à la charge : 100 mV à I = 0 à 1,5 A
- Ondulation résiduelle : ⩽ 1,8 mV eff.
- Dérive en température : ⩽ 3 mV/°C

Nomenclature

1 transfo 6027 Transduktor AB (2 × 30 V 2 A)
2 circuits intégrés SI 3240 G Sanken avec connecteurs
1 LED ∅ 5 mm avec clip de montage sur panneau
1 coffret aluminium
2 potentiomètres bobinés 1 kΩ 1 watt avec boutons
2 condensateurs 2200 µF 40 V
2 condensateurs 10 µF 40 V
2 condensateurs 22 µF 40 V
1 condensateur 0,33 µF 63 V
1 résistance 1,5 kΩ 2 watts
8 bornes ∅ 4 mm isolées + 1 cavalier
1 borne ∅ 4 mm non isolée (terre)
1 domino à 2 circuits
Circuit imprimé
Fils
Visserie
1 interrupteur

Abonnez-vous à Radio-Plans

- Vous ne payez que dix numéros sur les douze qui vous sont envoyés
- Vous recevez chez vous, lors de chaque parution, l'exemplaire de votre revue, sans vous déplacer

TARIF (1 an - 12 numéros) : **France : 45 F**
Etranger : 60 F

Envoyez pour chaque demande vos nom, prénoms et adresse, ainsi qu'un chèque libellé à l'ordre de RADIO-PLANS.

Vous connaissez tous, maintenant

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Vous l'avez apprécié Alors ! Profitez du

TARIF ABONNEMENTS
1 AN (4 N°) : 40 F
(étranger) : 55 F

Il vous suffit de remplir le bon ci-dessous et de nous le faire parvenir à :

ELECTRONIQUE APPLICATIONS
(Sercice Abonnements)
2-12, rue de Bellevue
75019 Paris

NOM .....
PRENOM .....
ADRESSE .....
.....
.....

Je désire m'abonner pour un an à ELECTRONIQUE APPLICATIONS à partir du n° .....

Je joins un chèque de :
40 F (France)
55 F (Etranger)

CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT

CONTROLEURS et MULTIMÈTRES (fournis avec notices et jeux de cordons)

VOC

CONTROLEURS UNIVERSELS

VOC 10
VOC 20
VOC 40

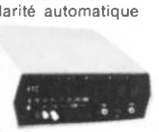
VOC 10 : 10 000 Ω/V. **152 F**
VOC 20 : 20 000 Ω/V • 43 gammes de mesure • tension continue, alternative • Intensité continue et alternative • **Ohmmètre, capacimètre** et dB • ..... **172 F**
VOC 40 : 40 000 Ω/V • 43 gammes de mesure • Tension continue, alternative • Intensité continue et alternative • **Ohmmètre, capacimètre** et dB ..... **193 F**

VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE

VOC VE 1 : Impédance d'entrée : 11 MΩ. Mesure des tensions continue et alternative en 7 gammes de 1,2 V à 1 200 V fin d'échelle. Résistances de 0,1 Ω à 1 000 MΩ. Livré avec sonde ... **505 F**

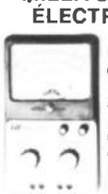
MULTIMÈTRE DIGITAL

Polarité automatique



• « **DIGIVOC** » 2 000 points. Impédance d'entrée 10 MΩ.
Continu et alternatif
• 2 V, 20 V, 200 V, 1 000 V.
• 2 mA, 20 mA, 200 mA, 1 A.
Résistances : 2 kΩ, 20 kΩ, 200 kΩ, 2 MΩ, 20 MΩ.
Alim. secteur : 110/220 V.
Prix ..... **850 F**

MILLIVOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE



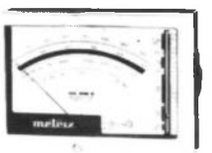
« **VOC'TRONIC** »
Entrée : 10 MΩ en continu et 1 MΩ en alt.
30 gammes de mesures :
0,2 V à 2 000 V
0,02 µA à 1 A
Résist. : 10 Ω à 10 MΩ. **505 F**

metrix GARANTIE 2 ANS

« MX 707 A » MULTIMÈTRE UNIVERSEL NUMÉRIQUE

LED. 7 segments de 16 mm.
Volt continu : ± 100 µV/1 000 V, 10 MΩ.
Volt alternatif : 5 mV à 600 V, 40 Hz à 25 kHz.
Intensité continu : ± 10 µA à 10 A.
Intensité alternatif : 10 µA à 10 A, 50 à 400 Hz.
Ohmmètre : 1 Ω à 20 MΩ.
Protection : 1 000 V sur calibre V et 220 V sur calibre Ω.
Polarité automatique.
Prix avec cordon ..... **1 160 F**

TOUS LES APPAREILS



MX 202

MX 202. Contr. 40 kΩ/V	**582 F**
MX 220. 40 000 Ω/V	**735 F**
MX 462 E. 20 000 Ω/V	**423 F**
MX 001. 20 000 Ω/V	**234 F**
MX 002.	**347 F**
MX 453 C. Contrôl. électric.	**388 F**
VX 213. Multimètre électron.	**1 235 F**
MX 780. Multimètre digital	**750 F**
MX 782. Multimètre digital avec poignée de transport	**1 500 F**
GX 956. Mire SECAM	**6 290 F**
OX 318 A. Oscilloscope	**4 360 F**
WOBULATEUR WX 601 B	**6 292 F**

VOC

GÉNÉRATEUR BF MINI-VOC 4

de 5 Hz à 500 kHz.
Signal : sinu. et rectang. Tens. de sortie : 10 V eff. en sinus. 20 Vcc, en rectangulaire sur 600 Ω.
Prix ..... **1 175 F**

GÉNÉRATEUR BF MINI-VOC 3

de 20 Hz à 200 kHz.
Signal : sinu. et rectang. Tens. de sortie max 10 V sur 600 Ω ..... **850 F**

GÉNÉRATEUR HF HETER VOC 3

Transistorisé de 100 kHz à 30 MHz « sans trou » en fondamental, 6 gammes. Précision : 1,5 %.
Tension de sortie : 100 mV à 99 µV.
Prix ..... **678 F**

TABLE-PLAN DE TRAVAIL

Pour dépannages rapides et fonctionnels

VOC 1 - Constituée par :
- 1 GÉNÉRATEUR BF HP 3 watts de 5 Ω (200 à 1 600 Hz).
- 1 ALIMENTATION stabilisée : 3 à 15 V, 2,5 A.
(Lecture par 2 galvano. séparés).
Alimentation : 220 V.
Dim. : 590×510×140 mm . **710 F**

VOC 2 - Laboratoire complet :
- 1 GÉNÉRATEUR BF HP 3 watts/5 Ω (multiples et sous-multiples de 435 Hz).
- 1 ALIMENTATION STABILISÉE de 4 à 25 V, 2 A) - Lecture sur galvanomètre commutable.
- 1 SIGNAL-TRACER sortie 1 watt.
Dim. : 700×550×145 mm . **1 295 F**

TESTEUR DE TRANSISTORS

TE 748
Permet la vérification de l'état des transistors en circuit et hors circuit.
Vérification :
- des fet
- des thyristors

Vérification des diodes.
Repérage de la cathode d'une diode.
Détermination du type de transistor (PNP ou NPN).
Alimentation : 1 pile 9 volts.
Connexion par 3 mini-grip-fils à l'élément à vérifier.
Dim. : 150×80×30 mm ..... **228 F**

« GRIP-DIP »

GD 743
Gammes couvertes par bobines interchangeables.
300 kHZ à 600 kHz
600 kHz à 2 MHz
2 MHZ à 6 MHz
6 MHz à 20 MHz
20 MHz à 60 MHz
60 MHz à 200 MHz
Précision : > 3 %,

émission pure ou HF modulée.
Réception.
Socle BF indépendant. Capacimètre (avec bobine spéciale en option).
Accord par galvanomètre, 100 mA.
Dim. : 15×8×6 cm.
Avec accessoires ..... **456 F**

CENTRAD

CONTROLEUR UNIVERSEL 819

20 000 Ω/V en CONTINU
4 000 Ω/V en ALTERNATIF
80 GAMMES DE MESURES
Cadran panoramique avec miroir de parallaxe.
Antichocs - Antisurcharges - Antimagnétique.
Dim. : 130×95×35 mm.
Poids : 300 g.
Livré avec jeu de cordons et piles ..... **286 F**

« 743 » MILLIVOLTMÈTRE

Électronique adaptable au contrôleur 819 ... **508 F**

• CONTROLEUR 312 •

LE PLUS PETIT CONTROLEUR SUR LE MARCHÉ
20 000 Ω/V en continu
4 000 Ω/V en alternatif
36 gammes de mesure.
Avec cordons ..... **187 F**

• CONTROLEUR 310 •

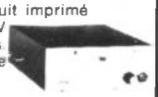
20 000 Ω/V en continu
4 000 Ω/V en alternatif
Cadran panoramique av. miroir de parallaxe.
48 gammes de mesure.
Dim. : 105×84×32 mm.
Avec cordons et piles **246 F**

• MIRES •

MIRE ÉLECTRONIQUE VHF - UHF - Type 483

• Mire Multistandard à fréquences variables.
• Convergence - Linéarité - Damier.
• Image blanche de pureté.
• Tous canaux VHF et 5 canaux UHF .. **2 170 F**

MINI-MIRE « 382 »
Standard 625/819 CCIR sur circuit imprimé
Alim. 9 V sur piles
Mire de convergence.



Prix 1 350 F

MIRE COULEUR Type 584 CS

La plus complète des mires couleur. Tiroirs enfichables SECAM-PAL.
Avec tiroir SECAM **5 850 F**

ISKRA

CONTROLEURS UNIVERSELS

UNIMER 3 (avec boîte)
20 000 Ω/volt
Classe précis. : 2,5
7 gammes de mesure

33 calibres. Miroir antiparallaxe. Tension cont.-altern. Intensité cont.-altern. Résistances. Capacité dBmètre.
Prix ..... **260 F**

UNIMER 1 (protect. fus.)
200 000 Ω/volt
Ampli incorporé
Précision : classe 2,5.

6 gammes de mesure.
38 calibres. Miroir antiparallaxe. Tension cont.-altern. Intensité cont.-altern. Résistances dBmètre ..... **399 F**

MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE

DIGIMER I. 3 digits. Précision de l'échelle de lecture : ± 0,5 %.

Tensions : en continu et alternatif jusqu'à 1 000 V.
Intensités : en continu et alternatif jusqu'à 1 A (10 A avec Shunt).
Ohmmètre : jusqu'à 10 MΩ.
Capacimètre, fréquence-mètre, sonde de température, transistormètre.
Complet avec boîtes d'accessoires .... **1 790 F**

Ga

102 « KIT »

20 000 Ω/V en continu et en alternatif

Continu - Tensions : 10 calibres. Intensités : 6 calibres de 50 µA à 5 A.
Alternatif - Tensions : 7 calibres. Intensités : 3 calibres. Ohmmètre : 1 Ω à 2 MΩ en 4 gammes.
En Kit 243 F • **Monté 273 F**

• ALIMENTATIONS STABILISÉES ELC •

• AL 745 A
Tension réglable de 3 à 15 V. Contrôle par vu-mètres. Sorties flottantes.
Intensité : réglable de 0 à 3 A. Contrôle par ampèremètre. Dimensions : 180×75×120 mm. Poids : 3 kg ..... **384 F**

• AL 747
Identique à AL 745 mais tension fixe 12 V (ajustable à l'intérieur 8 à 15 V.)
Prix ..... **252 F**

• AL 761
Tension réglable de 0 à 30 V en 2 gammes. Contrôle par voltmètre. **Intensité** réglable de 0 à 3 A. Contrôle par ampèremètre. **Protections** contre les courts-circuits par limitation d'intensité. Alimentation : 110/220 V. Dimension 265×165×200 mm. Poids 4,4 kg ..... **960 F**

ALIMENTATIONS STABILISÉES « VOC »

Lecture tension et courants/galvanom.

VOC AL 3
2 à 15 V, 2 A .... **388 F**
VOC AL 4
3 à 30 V, 1,5 A ... **455 F**
VOC AL 5. 4 à 40 V réglable de 0 à 2 A . **645 F**
VOC AL 6. De 0 à 25 V. Réglable de 0 à 5 A ..... **825 F**

PS 1. 12 V, 2 A ..... **139 F**
PS 2. 12 V, 3 A ..... **179 F**
PS 3. 12 V, 4 A ..... **205 F**
PS 3 A. 12 V, 4 A ..... **238 F**

SIGNAL-TRACER

Le stéthoscope du dépanneur localise en quelques instants l'étage défaillant et permet de déceler la panne.
MINITEST I, pour radio. Net ..... **99 F**
MINITEST II, pour technicien T.V. Net ..... **115 F**
MINITEST UNIVERSEL U, détecte circuits **BF, HF** et **VHF.** Net ..... **196 F**
Import. allemande, appareils livrés avec pile et notices.

A PARIS : 1 et 3, rue de Reuilly, 75012.
Tél. : 346.63.76 - 343.66.90 - 343.13.22 - 307.23.07
Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

A TOULOUSE : 25 rue Bayard, 31000. **Tél. : (61) 62.02.21**
Ouvert tous les jours de 9 h 30 à 19 heures sans interruption sauf dimanche et lundi matin

EXPÉDITIONS RAPIDES PROVINCE ET ÉTRANGER

CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT

1, rue de Reuilly
75012 PARIS
- Composants électroniques - Auto-radio
- Service Province - Comptabilité

3, rue de Reuilly
75012 PARIS
- Appareils de mesure - Vidéo
- Magnétoscopes

12, rue de Reuilly
75012 PARIS
- Stéréo Hi-Fi Club
- 1 Auditorium

Toulouse
25, rue Bayard
31000 TOULOUSE
- Libre-service composants électroniques
- Stéréo Hifi Club
- 1 auditorium
- Sonorisation
- Animation lumineuse

136, bd Diderot
75012 PARIS
- Stéréo Hifi Club
- 3 auditoriums dont 1 en quadriphonie
- Haut -parleurs
- Kits électroniques (choix énorme)
- Sonorisation
- Animation lumineuse

CIBOT

stéréo hi-fi CLUB

Prix "CIBOT"

LE RECEPTEUR QUE VOUS ATTENDIEZ !
"MARC" (Made in Japan)
VHF - AIR - MARINE - FM

Fonctionne sur secteur 110/220 V, avec piles incorporées (8 x 1,5 V), ou sur batterie voiture 12 V (cordon de branchement fourni).

2 antennes télescopiques incorporées : 1 pour O.C., 1 pour VHF. Prises pour antennes extérieures. 12 GAMMES - 5 gammes O.C. en AM, PO-GO-FM (2 gammes FM), bande Marine, VHF 400 Mcs, double conversion, VHF 144 Mcs, AIR - LPB - HPB.
Tous systèmes décodages incorporés (BLU, LSB, VSB). Squelch. Réglage de tonalité.
Complet avec piles
(prix exceptionnel) ..... 1.570 F

KITS AMTRON KITS

• **UK 220. Injecteur de signal**
Cet appareil est un instrument indispensable pour tous les techniciens qui s'occupent de la réparation des récepteurs radio et des amplificateurs BF. Alimentation pile de 1,4 V. Fréquence 500 Hz. Harmoniques jusqu'à 30 MHz. Tension de sortie 1 V crête à crête.
Prix sensationnel ..... 36 F

• **UK 230. Amplificateur d'antenne pour auto-radio.** Augmente considérablement la sélectivité et la sensibilité. Gammes AM/FM. Consommation 5 à 10 mA. Alimentation 9/15 Vcc. **Prix sensationnel ..... 43 F**

• **UK 262. Générateur de rythmes amplifié.**
Cet appareil est très utile pour ceux qui étudient la musique ou possèdent seulement un instrument et ont besoin d'accompagnement rythmique musical.

Alimentation 115/220-250 V - 50/60 Hz. Sortie HP 4 Ω. Niveau et impédance de sortie pour amplificateur externe 200 mV/1 kΩ. Puissance de sortie 10 W. Touche Stop/Start. Régulation de la vitesse de rythme et de volume. Rythmes obtenus Slow-rock - Latin - Twist - Fox - Valse.
Prix sensationnel ..... 320 F
Monté en ordre de marche ..... 420 F

• **UK 263. Générateur de rythmes à 15 rythmes.**
Complet. **Prix sensationnel ..... 630 F**
Monté en ordre de marche ..... 785 F

• **UK 527. Récepteur VHF 110-150 MHz.**
L'excellente sensibilité de ce récepteur, relativement simple permet de recevoir toutes les émissions AM ou FM qui transmettent dans la gamme de fréquences qui va de 110 à 150 MHz. Alimentation (piles incorporées), 12 Vcc. Consommat. max. = 100 mA. Haut-parleur 8 Ω.

Prix sensationnel ..... 205 F

SATEK 830 D
Chiffres verts. Extra-plate. 4 opérations, pourcentage, racine carrée, PI (π), x à la puissance 2 et inverse 1/x.
Prix ..... 66 F

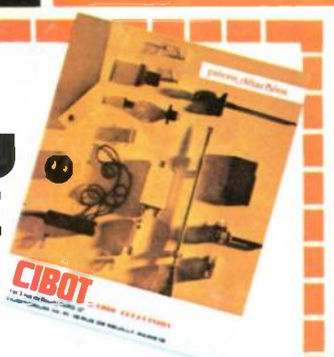
SHARP EL 5804
Scientifique. Extra-mince : 7 mm à 8 chiffres. Cristaux liquides. Décimalisation entièrement flottante. Calculs arithmétiques plus touches indépendantes pour les fonctions trigonométriques, logarithmiques et exponentielles. Touche de conversion degré / minute / seconde → degré en notation décimale. Les touches supplémentaires comportent des fonctions Pi (π), racine carrée (√), Y à la puissance x et inverses (1/x). Compacte et légère. Courant continu : 3 piles à l'oxyde d'argent.
Prix ..... 247 F

SATEK LC 1200
Cristaux liquides. Piles à l'oxyde d'argent. Mêmes fonctions que le modèle 830 mais, en plus, 3 touches mémoire.
Prix ..... 162 F

SHARP EL 8029
Calculatrice repliable à 8 chiffres avec affichage à cristal liquide. Décimalisation entièrement flottante. Touches de pourcentage et de racine carrée à une seule pression. Multiplications et divisions par une constante, calculs des puissances, inverses, en chaîne, de bénéfices / escompte. Résultats approchés pour les dépassements de 8 chiffres. Beau porte-crayon inclus. Courant continu : 2 piles à l'oxyde d'argent.
Prix ..... 257 F

SHARP EL 8130
Super mince : 5 mm. Cristaux liquides. Touches à effleurement émettant à volonté un signal sonore annonçant la manipulation correcte, 4 touches. Mémoire. Fonctionnement avec 2 piles à l'oxyde d'argent.
Prix ..... 257 F

enfin ! LE NOUVEAU CATALOGUE CIBOT 1978 EST SORTI !



182 pages de composants électroniques, pièces détachées et appareils de mesure. Dans tous nos magasins, en envoi direct à domicile.

Envoyez-moi d'urgence le nouveau CATALOGUE des composants.

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

N° de code postal : _____ Ville : _____

Ci-joint la somme de 20 F en chèque :
bancaire ☐, postal ☐, mandat-lettre ☐

C.C.P. 6616.59 PARIS

1 et 3, rue de Reuilly - 136, bd Diderot 75012 PARIS
25, rue Bayard, 31000 TOULOUSE

CIBOT

Tél :
PARIS 346.63.76
343.66.90
343.13.22
307.23.07
TOULOUSE .. (61) 62.02.21

CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT · CIBOT