

sommaire

MONTAGES PRATIQUES	40	Commutateur 8 voies programmable
	50	Diviseur 1 000 MHz
	54	Thermo-régulation
	60	Banc de mesure LC
	88	Télémètre à ultrasons
	94	Voltmètre 20 000 points
	108	Pupitre de câblage
	115	Fréquence-mètre 50 MHz
	126	Commutateur 4 voies pour oscilloscope

TECHNOLOGIE- METHODES DE MESURES	64	Indicateurs à LED
	75	Analyse spectrale
	132	Sachons mesurer

IDEES	139	Presse technique étrangère
--------------	------------	-----------------------------------

DIVERS	145	Caractéristiques et équivalences des transistors
	149	Mini fiches techniques "appareils de mesures"
	200	Répertoire des annonceurs

Ce numéro comporte un encart Micro Systèmes numéroté 35, 36, 37, 38 et un encart TEKO, Haut-Parleur, Librairie Parisienne de la Radio, Hifi Stéréo numéroté 71, 72, 73, 74.

NOTRE COUVERTURE :

La mesure est indispensable à de nombreuses professions, elle est la base de toute mise au point ou dépannages en électronique (Cliché Max Fischer)

Société Parisienne d'Édition
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, 75940 Paris Cédex 19
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

Rédacteur en chef :
Christian DUCHEMIN

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Courrier technique :
Odette Verron

Tirage du précédent numéro
108 000 exemplaires
Copyright 1979
Société Parisienne d'Édition

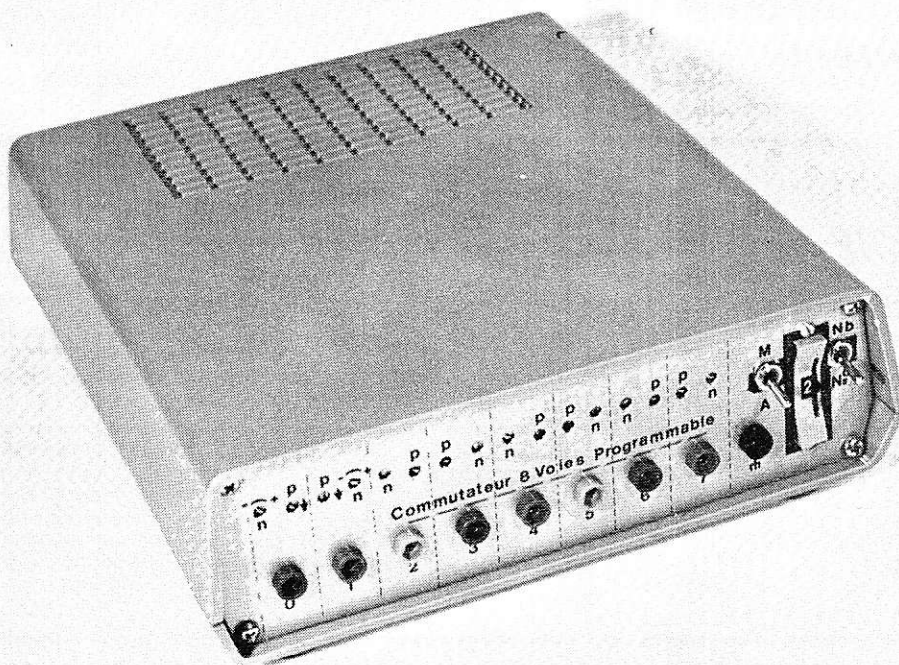


Publicité : Société Parisienne d'Édition
Département publicité - **M^{me} A. DEVAUTOUR**
206, rue du Fg-St-Martin, 75010 Paris
Tél. : 607-32-03 et 607-34-58

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **50 F** - Etranger : 1 an **65 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

La diffusion de plus en plus grande des microprocesseurs et des montages de logique câblée de plus en plus complexes, dans le domaine du « hobbyiste » d'électronique, nous a amené à rechercher la réalisation d'un commutateur à 8 voies. Cet équipement ne se trouve que sur des oscilloscopes de très grande valeur à multicanons. La plupart des fanatiques d'électronique possèdent un oscilloscope à simple ou double trace qui ne permettent pas de se placer en divers points d'un montage et de visualiser les différents états en ces différents points. A l'aide du montage qui fait l'objet du présent article il leur sera possible de réaliser le test complet d'un montage de logique très complexe. Qui peut le plus, peut le moins, aussi à la possibilité de sélectionner un nombre de traces variable il a été ajouté la possibilité de sélectionner une trace bien particulière.

Commutateur électronique programmable à 8 voies



On voit que si on a un « 1 » sur la patte 1 on fait le transfert des informations des roues codeuses aux sorties 9₁ à 9₃ aussi en imposant un « 1 » à ce niveau on réalise un blocage du décompteur ce qui permet de sélectionner une trace unique. Les n° des traces et de la roue codeuse sont équivalents et permettent donc une sélection directe de la voie. La liaison entre les pattes 2 et 1 se fera à l'aide d'un ensemble résistance de 10 kΩ et une capa de 10 nF en parallèle. L'entrée T4 de programmation étant à la masse afin de ne jamais bloquer le système à l'aide de la roue codeuse. Les sorties 9₁- 9₂- 9₃ sont dirigées vers le multiplexeur pour faire la commutation des traces. (Voir **figure 2**).

3) LE COMMUTATEUR DE VOIES est réalisé à partir d'un circuit CD 4051 (multiplexeur-démultiplexeur 1 → 8). Ce circuit étant composé de switchs analogiques permet de visualiser des signaux de toutes formes même les signaux continus. La sélection des switchs se fait à l'aide d'un décodeur binaire → octal. On relie donc les sorties 9₁ à 9₃ aux entrées ABC du CD 4029. L'entrée 7 de ce circuit (VEE) sera reliée au -V de façon à permettre le passage de signaux qui sont symétriques par rapport au zéro. La sortie se faisant sur la patte 3 du circuit (**figure 3**).

Les éléments expliqués plus haut font partie de la platine de commande regroupés sur le circuit n° 1. La distribution des voies en fonction du code BCD de sortie du 4029 est donnée en **figure 4** ; le diagramme des temps donne une présentation du fonctionnement de la partie commande.

4) LE CIRCUIT D'ENTREE regroupe les 8 amplis d'isolement entre le signal à tester et la commutation, ce qui évite les retours et le mélange des signaux sur le circuit à tester. De plus ces amplis permettent d'introduire en superposition sur le signal à tester une tension continue variable qui permet de faire varier la position de la trace à visualiser et ainsi bien occuper l'écran dans le cas où l'on a moins de 8 voies. L'impédance d'entrée du système est de 1 MΩ le signal est atténué dans un potentiomètre de 1 MΩ puis présenté à l'ampli d'un gain $\cong 1$ dans lequel on introduit par l'entrée + la composante continue. L'ampli est alimenté entre ± 6 V, ce qui permet d'amplifier des signaux situés de part et d'autre de la masse. L'ampli utilisé est un 72458 (2 amplis par boîtiers). Les sorties des 8 amplis sont dirigés sur les entrées S₀ → S₇ du CD 4051 (Voir **figure 5**).

Les éléments nécessaires à la réalisation de la platine amplification sont regroupés sur le circuit imprimé n° 2.

REALISATION DU COMMUTATEUR

Ce commutateur est réalisé intégralement en technologie C.MOS permettant une alimentation par pile ± 6 V (8 piles petit modèle). Le schéma général est donné **figure 6**. Tous les circuits nécessaires à cette réalisation sont disponibles chez les différents revendeurs. Deux circuits imprimés simple face dont les tracés sont donnés **figure 7 a et b** et l'implantation **figure 8 a et b**, et comportant un minimum de straps regroupent les différents éléments. L'utilisation de support pour les circuits intégrés est conseillée, ce qui évite de souder les CI, ce qui pourrait les détériorer. La réalisation ne pose pas de problème si l'on prend les précautions d'usage pour les C.MOS. Il n'y a que peu de réglage car ceux-ci sont regroupés dans l'utilisation. Le boîtier TEKO qui peut recevoir à la fois le montage et une alimentation symétrique ± 6 V permet aussi de loger des piles. Il ne faut pas dépasser cette tension de ± 6 V car le commutateur ne peut réaliser de commutation pour des tensions supérieures à 15 V CC. Le montage marche très bien pour des piles de 4,5 V. La face avant pose un problème de perçage car l'utilisation de potentiomètres multitours à circuit imprimé impose le perçage. Cepen-

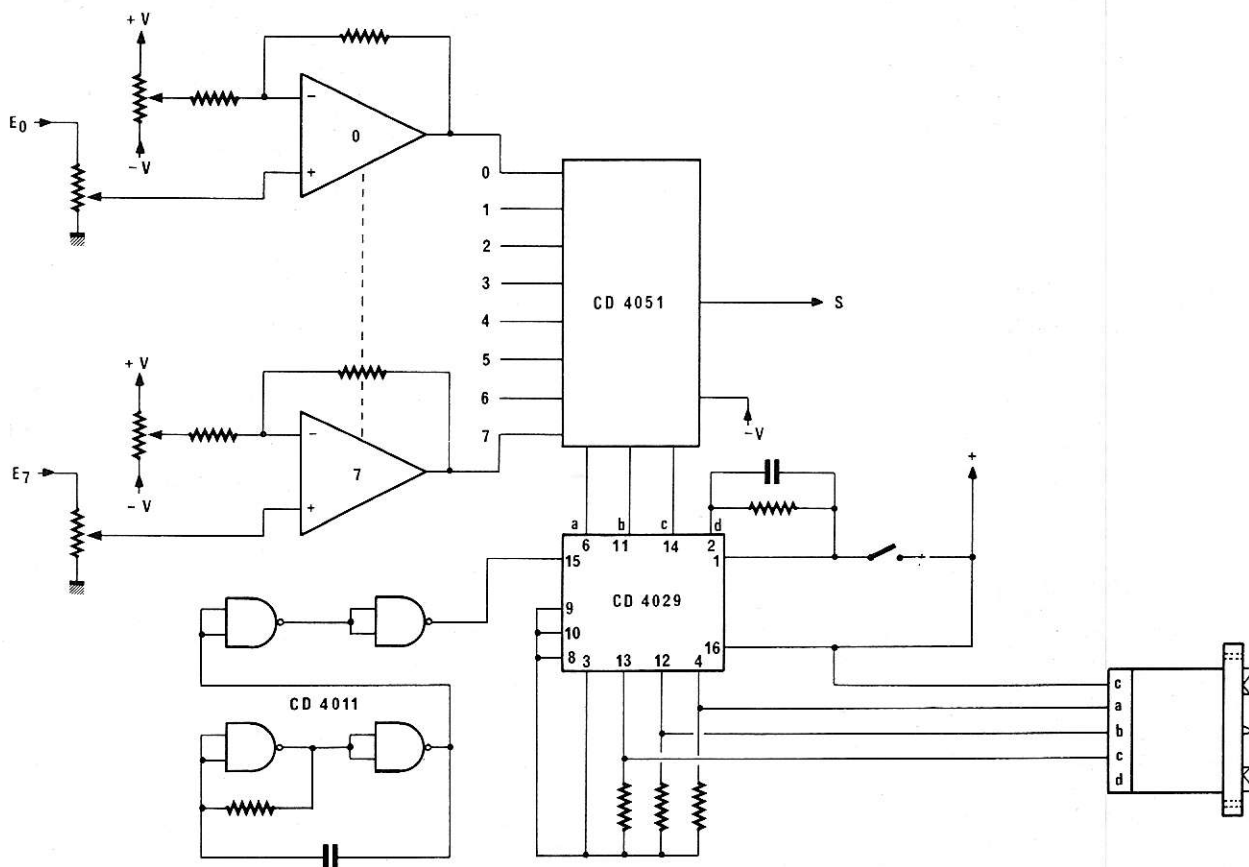


Figure 6

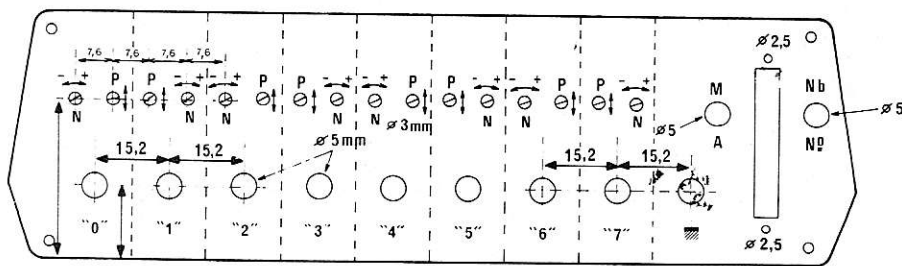


Figure 9

dant l'utilisation de potentiomètres normaux est possible, nous donnons le perçage de notre version en **figure 9**. La sortie du commutateur se fait à l'arrière de l'appareil par une fiche B.N.C. ce qui permet

un raccordement à l'oscilloscope dans de très bonnes conditions et qui est pratique, de plus c'est compatible avec les fréquences à visualiser.

Caractéristiques Techniques

nombre mini de traces	: 1 par sélection individuelle
nombre maxi de traces	: 8 par sélection variable
Sélection des traces	: 8 par roue codeuse
fréquence oscillateur	: ≈ 50 kHz
bande passante ampli	: 1,2 MHz à 3 d6
fréquence max « chopping »	: 200 kHz en 3 traces
» » »	: 200 kHz en 8 traces
» » « direct »	: 1,2 MHz à 1 trace individuelle
niveau de sortie	: fonction de l'atténuation
position des traces	réglable pour chaque trace
niveau d'entrée	± 0 V max.
impédance d'entrée	: 1 M Ω

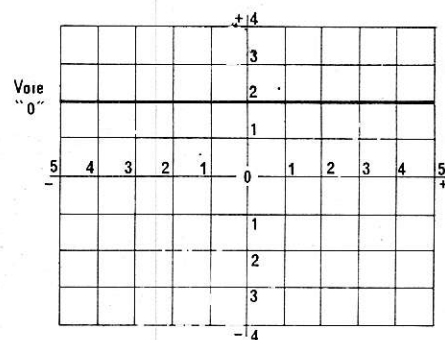


Figure 10

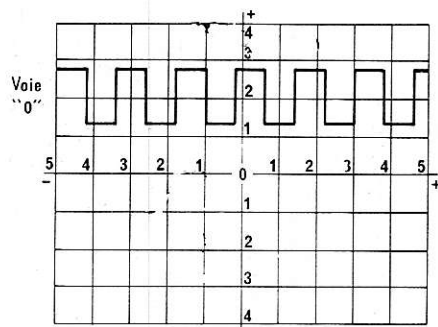


Figure 11

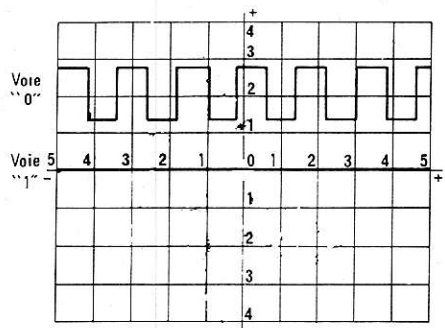


Figure 12

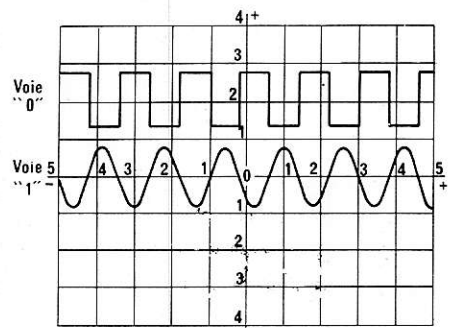


Figure 13

MISE EN SERVICE DU COMMUTEUR

1) Raccorder la sortie du commutateur électronique avec l'entrée d'une voie du scope à l'aide d'un cordon possédant une fiche B.N.C.

2) A l'aide du bouton de position du scope, positionner la trace sur le milieu de l'écran. Placer le commutateur de niveau du scope sur la position 1V/canaux.

3) Mettre le sélecteur de voie du CEP. à « 0 », l'inverseur Nb/No sur la position Nb, tous les potentiomètres de niveau à zéro.

4) Mettre en marche le CEP à l'aide de l'inverseur M/A.

5) La trace du scope correspond à la voie zéro du CEP. En jouant sur le potentiomètre de position de cette trace on peut la déplacer sur tout l'écran. La placer environ au milieu de la partie haute de l'écran (**figure 10**).

6) Placer un signal sur l'entrée zéro, tourner le potentiomètre de niveau afin d'obtenir l'image du signal à visualiser (la base de temps du scope doit être compatible avec le signal à analyser) d'une grandeur approximative de 1 carreau (**figure 11**).

7) Mettre le sélecteur de voie à « 1 » une nouvelle trace apparaît sur l'écran, celle-ci représente la voie « 1 ». Agir sur le potentiomètre de position de la voie « 1 » afin de placer la trace au centre de l'écran (**figure 12**).

8) Placer un signal sur l'entrée « 1 » (ce signal doit être synchrone du signal se trouvant sur la voie « 0 »). Agir sur le potentiomètre de niveau de la voie « 1 » pour faire apparaître le signal. Régler le niveau pour obtenir une hauteur de 1 carreau (**figure 13**).

9) Mettre le sélecteur de voies à « 2 », une nouvelle voie apparaît sur l'écran. Celle-ci représente la voie 2. Agir sur le potentiomètre de position de la voie « 2 » afin de placer cette trace environ au milieu de la partie basse de l'écran (**figure 14**).

10) Placer un signal sur l'entrée « 2 » (ce signal doit être synchrone du signal se trouvant sur les autres voies). Agir sur le potentiomètre de niveau de la voie « 2 » pour faire apparaître le signal sur l'écran. Régler le niveau pour obtenir une hauteur de 1 carreau (**figure 15**).

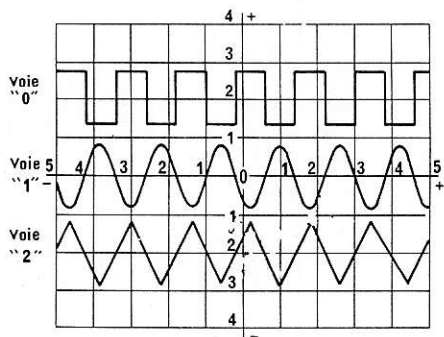


Figure 14

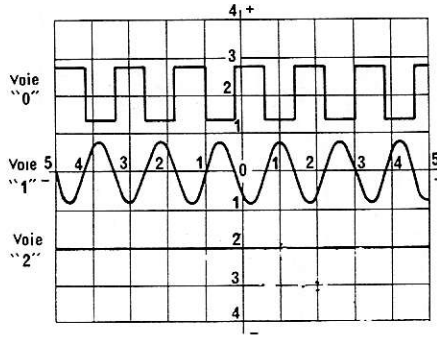


Figure 15

11) Faire de même pour la mise en service de chaque trace en veillant bien à ne pas superposer 2 traces sur la même position. On peut ainsi placer les 8 traces sur l'écran du scope en gardant le synchronisme des 8 signaux introduits dans le commutateur électronique. Chaque trace ne doit pas occuper trop de place afin que l'on garde une bonne visibilité (figure 16).

12) Une fois les huit tracés sur l'écran, on peut vérifier le bon fonctionnement de l'inverseur Ns/No. On doit ainsi faire apparaître une trace et une seule à la position où elle était au paragraphe 11, cette trace est celle qui a le numéro qui est indiqué sur le sélecteur de voie (figure 17).

Le diagramme des temps est donné figure 18.

La planche de photographies ci-après permet de repérer les différents réglages et montre quelques mesures effectuées à l'aide de l'appareil.

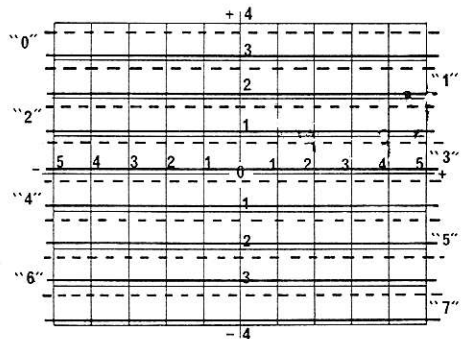


Figure 16

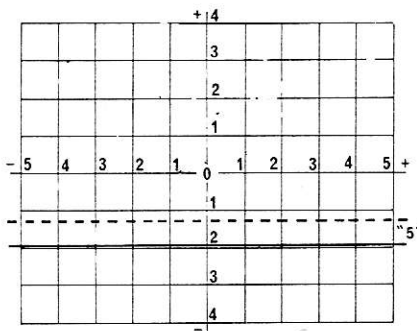


Figure 17

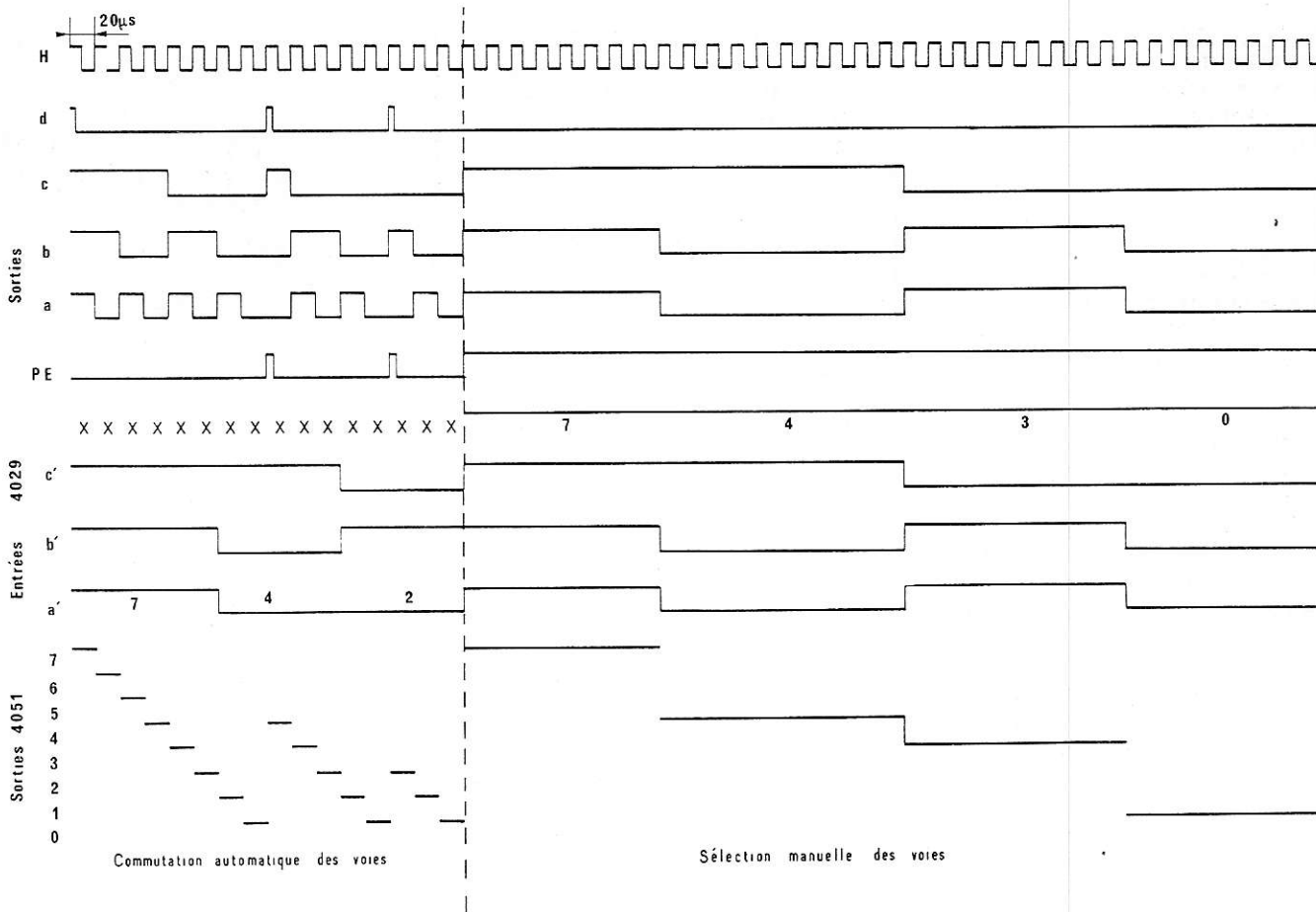


Figure 18

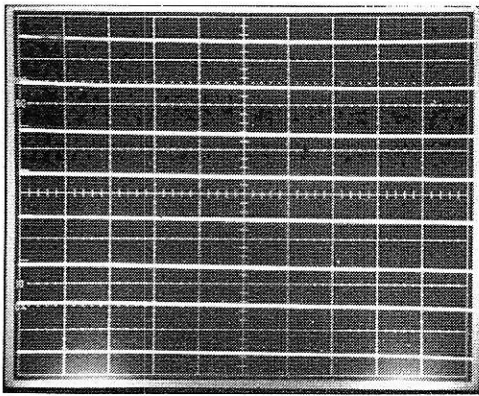


Photo 1 : Photo réalisée sur un scope type 317 de Tecktronics mono-trace.

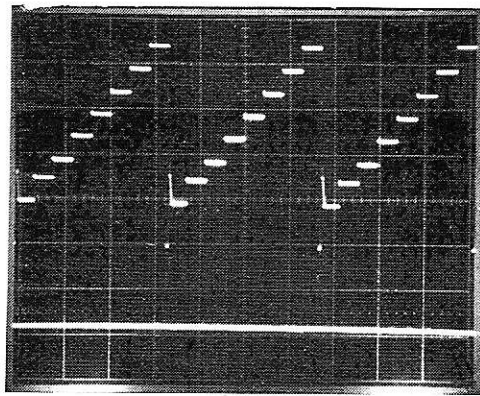


Photo 2 : 2Vicarreaux et 50 μ S par carreaux. Trace en haut de la photo : les différents pas de sélection la voie 7 est en bas puis en remontant voie 6 - puis voie 5 - voie 4, etc. En haut, la voie 0. On remarque sur la voie 7 un temps de présence inférieur au temps des autres traces, ceci est dû à la durée de l'impulsion de preset. Trace en bas de la photo représente l'impulsion de preset prise sur la patte 1 du 4029.

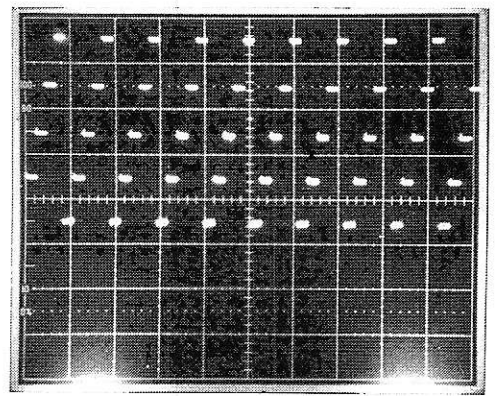


Photo 3 : Montre les différents pas de sélection le sélecteur placé sur (4) et « Nb » (1Vicarreaux - 100 μ Sicarreaux).

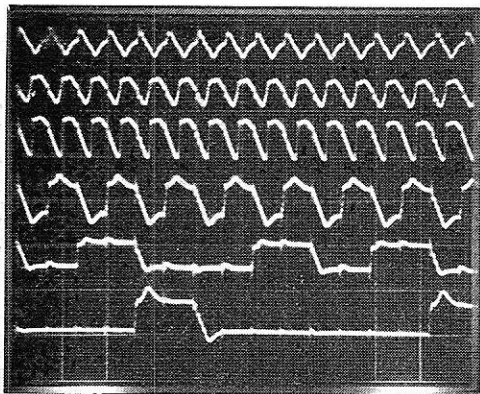


Photo 7 : Montre les différentes traces avec un signal actif plus rapide le sélecteur de voies sur (5) on enlève ainsi la visualisation des points alimentation (1Vicarreaux - 5 μ Sicarreaux - signal à 300 KHz). 1^{er} cas de test avec synchro externe.

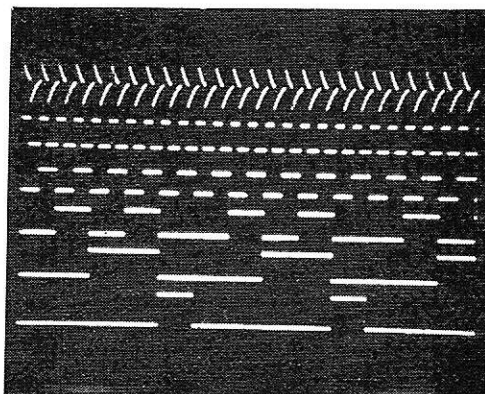


Photo 8 : Montre les différentes traces avec un signal actif à 6 KHz, sélecteur (5) avec les branchements relatifs au 2^e cas de test on remarque sur :
 la voie 0 le signal sur R_1 (1Vicarreaux - 50 μ Sicarreaux)
 la voie 1 le signal de sortie de l'oscillateur.
 la voie 2 le signal divisé par 2 sortie A du compteur.
 la voie 3 le signal divisé par 4 sortie B du compteur.
 la voie 4 sortie C du compteur divisé par 10.
 la voie 5 sortie D du compteur divisé par 10.

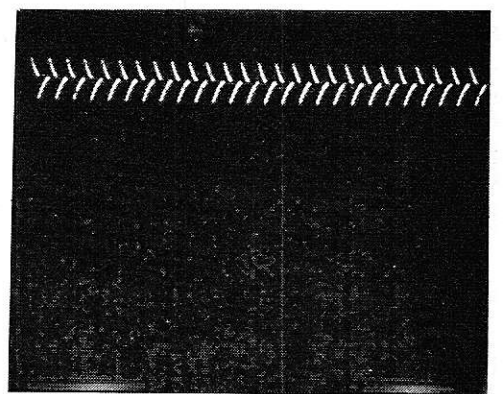


Photo 9 : Voie 0 signal isolé commutateur sur 0 position N0

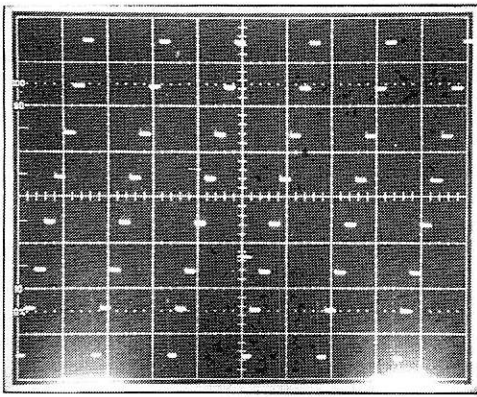


Photo 4 : Montre les différents pas de sélection le sélecteur placé sur (7) et Nb (1V/carreaux - 100 μ S/carreaux).

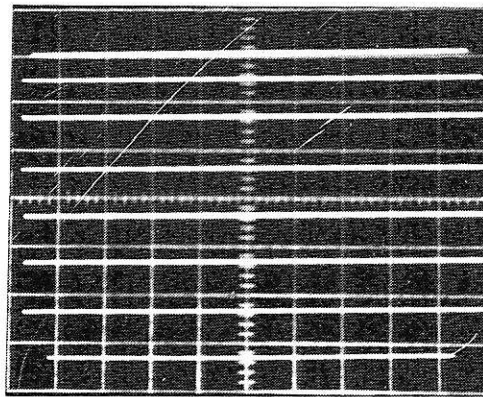


Photo 5 : Montre les différentes traces, on peut en dénombrer 8. Le sélecteur placé sur (7) et Nb (1v/carreaux - 1 μ s/carreaux).

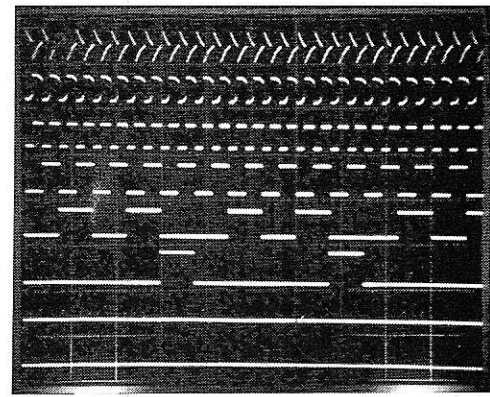


Photo 6 : Montre les différentes traces avec un signal actif dessus, il est à remarquer que les traces du bas (Voie 6 placée sur +V et voie 7 sur -V) sont confondues lorsqu'il n'y a pas de tension. Le schéma donné à la fin des photos montre les points de mesure. Pris sur un montage oscillateur et compteur diviseur par 10, type 4518 (1V/carreaux - 0,5 mm/carreau - signal à 6 KHz) 1^{er} cas de test.

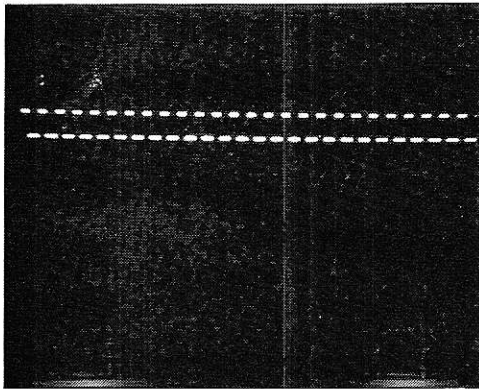


Photo 10 : voie 1 signal isolé commutateur sur 1 position. 1

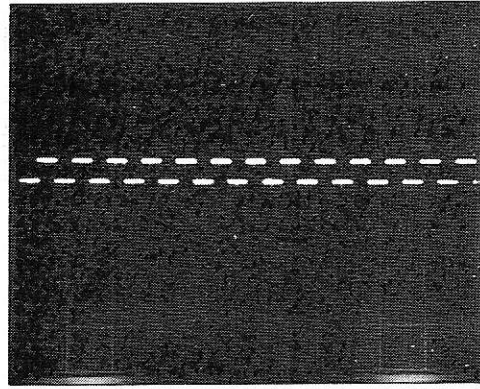


Photo 11 : Voie 2 signal isolé commutateur sur 2 position 2

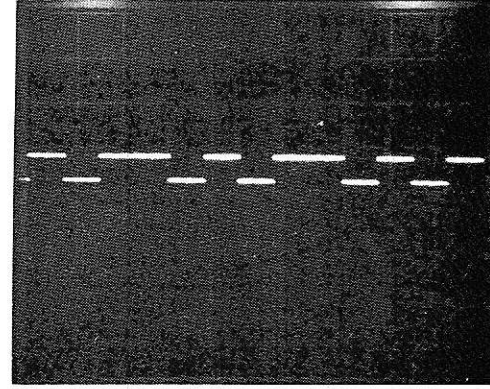


Photo 12 : Voie 3 signal isolé commutateur sur 3 position 3

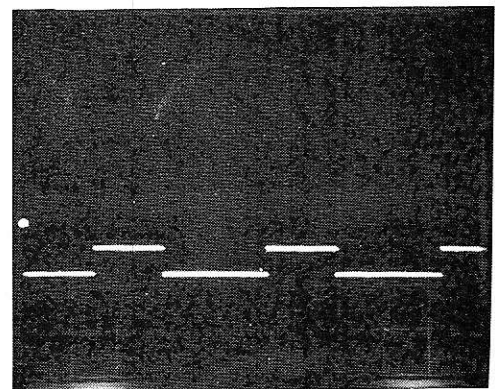
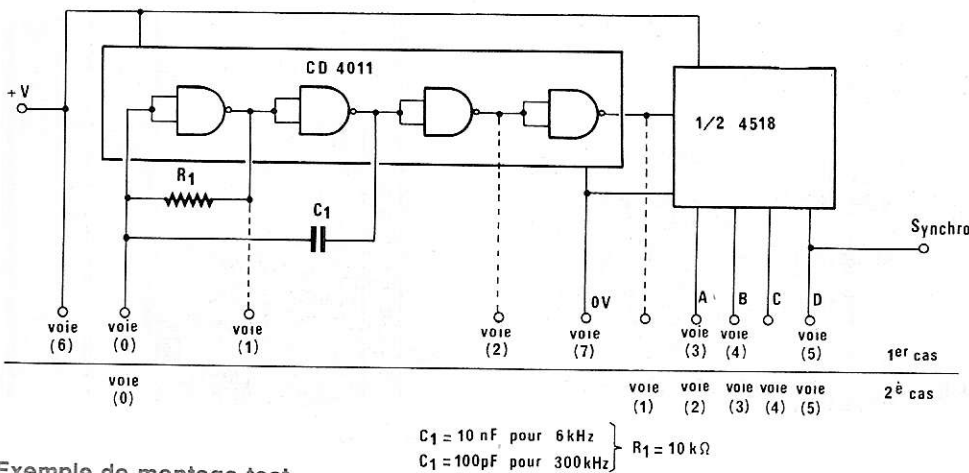


Photo 13 : Voie 4 signal isolé commutateur sur 4 position 4



Exemple de montage test

Remarque :

Il est nécessaire de placer le commutateur de niveau du scope à 1 V/carreaux, car dans les limites supérieures et inférieures de l'écran, on visualise des tensions de sortie du CEP de l'ordre de $\pm 4 \text{ V}$ suivant que l'on est en haut ou en bas de l'écran, ce qui permet d'éviter de se trouver dans la zone de saturation de l'ampli opérationnel d'entrée qui se situe pour $\pm 5 \text{ V}$; il y aurait alors écretage du signal à visualiser. Pour mettre en évidence ce phénomène, placer le commutateur de niveau du scope sur 2 V/Carreaux. Agir sur le potentiomètre de niveau d'une voie que l'on visualisera seule, pour obtenir un si-

gnal d'une hauteur de 1 carreaux. Agir sur le potentiomètre de position afin de faire monter ou descendre la trace, on remarque alors que lorsque l'on s'approche de la ligne représentant les 6 V il y a de moins en moins de signal visible et que pour 6 V on a seulement un trait. Cette saturation n'agit que sur la trace qui est hors limite, les autres voies ne sont pas influencées, on peut le vérifier en repassant en position Nb qui permet de visualiser les autres traces.

L'interrupteur S_2 (M/A) doit avoir 2 circuits afin de pouvoir couper les deux sources d'alimentation + 6 et - 6, on ne peut se contenter de couper seulement par la masse commune car les amplis sont alimentés en ± 6 avec masse flottante.

Nomenclature des composants

- | | |
|-------------------------------|---------------------------------|
| CI 1 : CD 4011 | C_1 : 1 nF |
| CI 2 : CD 4029 | C_2 : 10 nF |
| CI 3 : CD 4051 | P_{11} : 10 K Ω |
| CI 4-5 : 72458 ou 1458 | P_{21} : 11 Ω |
| CI 6-7 : 72458 ou 1458 | |
| $R_{1-4-5-6}$: 10 K Ω | Roue codeuse : FM 12001 |
| R_7 : 10 K Ω | S_1 : 2 positions-1 circuit |
| R_{21} : 47 K Ω | S_2 : 2 positions- 2 circuits |
| R_{31} : 47 K Ω | Boîtier : TEKO AUS 21 |

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

SYSMIC

72, rue de Nancy,
44300 NANTES

composants pour
micro-amateurs

microprocesseurs - mémoires
afficheurs - claviers - touches
circuits intégrés, etc.

— LES PRIX LES PLUS BAS —
REMP LISSEZ ET ENVOYEZ-NOUS CE
BON POUR UNE LISTE COMPLETE
DE TOUS NOS ARTICLES

NOM

ADRESSE

**N'oubliez pas dans votre correspondance
de mentionner notre nouveau code postal**

75940 PARIS CEDEX 19

**CONTROLE
AUTOMATIQUE
EN CIRCUIT
DES
SEMI-CONDUCTEURS**



même dans un
CIRCUIT
SHUNTE
par
10 ohms

**CONTROLE
EN CIRCUIT
sans
dessouder**

de tous les
TRANSISTORS
BIPOLAIRES
DARLINGTON

TRANSISTORS
THYRISTORS
FET - DIODES
le contrôle
prend 9 secondes

IDEAL
POUR LE DEPANNAGE
LA PRODUCTION SÉRIE

BK 520

FRÉQUENCEMÈTRES

520 MHz



BK 1850

- Lecture de 5 Hz à 520 MHz.
- Stabilité 1 ppm de 0 à 50 °C.
- Périodemètre de 5 Hz à 1 MHz.
- Sensibilité 50 mV à 520 MHz.
- TCXO.

30 MHz



BK 1827

- Résolution 1 cycle, même à 30 MHz.
- 2 gammes donnant la précision de 8 digits.
- Economiseur automatique de piles



**GENERATEUR de FONCTION
à faible distorsion**

BK 3010

- 0,1 Hz à 1 MHz en 6 gammes.
- Amplitude variable et sortie carrée TTL.
- Tension de décollage.
- Entrée V.C.O. de wobulation.



Dernier-né

**CAPACIMÈTRE digital
BK 820**

- De 0,1 pF à 1 Farad.
- Précision 0,5 %.
- Résolution 0,1 pF
- Piloté quartz.



TRANSISTORMÈTRE

BK 530

- Mesure FT jusqu'à 1 500 MHz
- Mesure les tensions de claquage, les bétas, Gm et paramètres de fuite.
- Contrôle en circuit des semi-conducteurs.

CONTRÔLEUR en CIRCUIT



BK 510

Contrôle bons, mauvais transistors, thyristors. FET en circuit même lorsque le semi-conducteur est shunté par 10 Ω.

**BK 2040
GÉNÉRATEUR
POUR RADIO-
TÉLÉPHONE**

**BK 1040
BANC D'ESSAI
EMETT.-RECEPT.**

Autres productions
au catalogue

BLANC-MECA (division Electronique)
Zone Industrielle 36300 LE BLANC. Tél. 37.09.80

Distributeurs dans toute la France

Les fréquencemètres numériques usuels, utilisant les technologies TTL ou CMOS, ne peuvent guère mesurer que des fréquences allant jusqu'à quelques dizaines de MHz et bien souvent quelques MHz seulement. Le domaine des fréquences radio, et spécialement des VHF et UHF (où l'emploi d'un fréquencemètre s'avère hautement souhaitable) ne peut être atteint que par l'adjonction d'un prédiviseur très rapide ramenant la fréquence à mesurer à l'intérieur de l'une des gammes dont dispose l'appareil. L'artifice est d'ailleurs également utilisable avec un oscilloscope, lorsqu'une mesure extrêmement précise n'est pas indispensable.

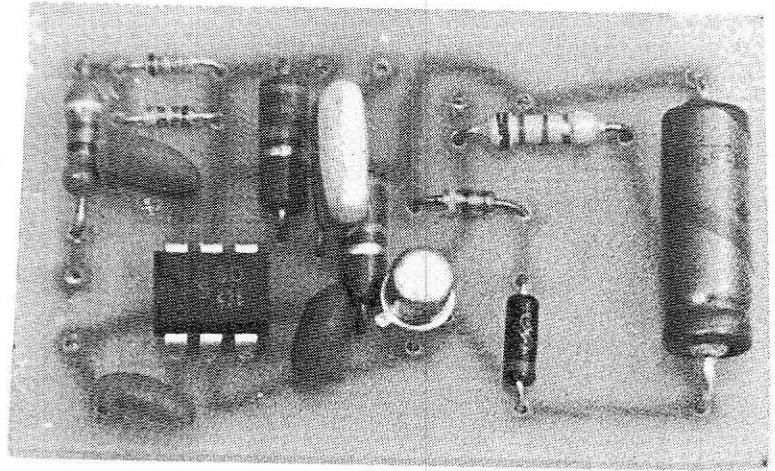


Photo 1 : Le circuit imprimé câblé.

PREDIVISEUR 1 000 MHz pour fréquencemètre

I) LE PROBLEME DU DIVISEUR RAPIDE :

Le rôle du prédiviseur est, comme son nom l'indique, de diviser la fréquence à mesurer par une quantité connue, par laquelle il suffira de multiplier la lecture opérée sur le fréquencemètre pour obtenir la valeur réelle. L'instrument travaille ainsi dans ses conditions habituelles. Cependant, l'utilisateur ne dispose plus de l'étage d'entrée du fréquencemètre pour prélever le signal à mesurer; c'est donc le prédiviseur qui doit présenter à sa place les qualités de sensibilité, d'indépendance vis à vis de la forme du signal, et de résistance aux surcharges. Ces qualités étaient jusqu'à présent difficiles à réunir dans un même montage, utilisant soit des bascules à transistors UHF, soit des circuits de comptage de la famille ECL, bien connue pour son exceptionnelle rapidité. Le montage que nous vous proposons ici utilise bien un circuit intégré réalisé en technologie ECL, mais présentant deux caractéristiques très intéressantes :

— Etudié spécialement en tant que prédiviseur devant attaquer d'autres compteurs à partir d'un signal de caractéristiques mal définies, ce circuit contient un système de polarisation de l'entrée autorisant une sensibilité de 200 mV quelle que soit la forme du signal (sinusoïdal ou rectangulaire). Les circuits

standards de la famille ECL habituellement utilisés pour ces applications exigent, pour leur part, un système de polarisation séparé de grande précision.

— Pour les mêmes raisons, le boîtier ne comporte que six broches, d'autant que toutes les connexions inter-basculées sont réalisées intérieurement. Ceci ajouté à la destination « Radio TV grand public » de ce composant a pour conséquence un prix de vente très inférieur à celui des compteurs ECL souvent utilisés à ce niveau.

Ce nouveau composant Siemens est référencé SO436 Il doit, comme les circuits TTL, être alimenté sous une tension très précise, ici 6,8 V (en pratique 6,45 à 7,15 V). Sa consommation peut atteindre 75 mA, chiffre assez élevé mais classique pour un circuit de cette rapidité. En effet, plus un circuit logique est rapide, et plus sa dissipation augmente. L'ECL consomme donc beaucoup, alors que la CMOS, relativement lente, pulvérise des records de faible dissipation. Il sera donc normal de constater un échauffement non négligeable du SO436, malgré ses petites dimensions.

Le synoptique de la **figure 1** indique l'organisation interne du circuit intégré, ainsi que son brochage. La division commence par deux bascules asynchrones, dont

l'entrée de la première est polarisée de façon à admettre des signaux n'ayant subi aucune mise en forme préalable. Deux compteurs synchrones par 4 opèrent ensuite sur un signal de fréquence maximum 250 MHz, amenant à 1/64 le rapport global de division. Deux sorties complémentaires sont disponibles, capables chacune de supporter un courant de 3 mA. Les niveaux logiques typiques sont + 5,3 V pour le niveau bas et + 6,2 V pour le niveau haut. Des circuits d'interface seraient donc nécessaires pour l'attaque de circuits logiques d'autres familles. Cependant, par le biais d'un simple couplage capacitif, il est facile d'extraire un signal rectangulaire symétrique par rapport à la masse, dont l'amplitude crête à crête dépasse 600 mV. Ceci suffit largement pour attaquer l'étage d'entrée de n'importe quel fréquencemètre.

II) LE SCHÉMA DE PRINCIPE :

La **figure 2** montre le faible nombre de composants nécessaires à la mise en œuvre du SO436. L'entrée est couplée capacitivement à un limiteur de tension à diodes. En effet, l'entrée du CI ne supporte pas les niveaux supérieurs à 1 volt. Les diodes choisies sont des BA243, diodes de commutation rapide pour signaux UHF. Il est

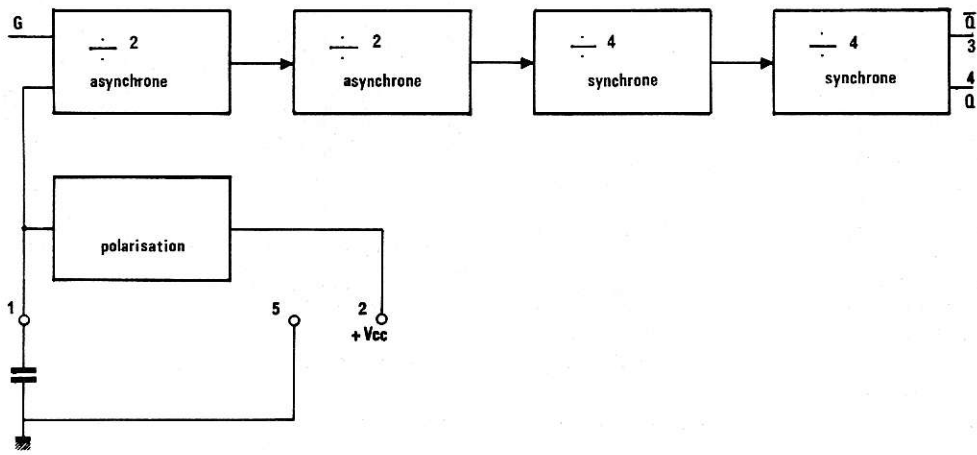


Figure 1 : Organisation interne du SO436

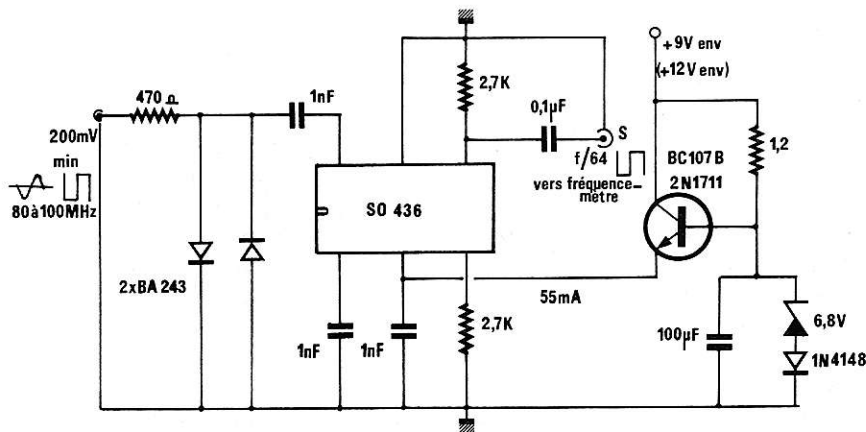


Figure 2 : Schéma de principe

souhaitable de s'en tenir à ce type exact pour garantir le meilleur fonctionnement du montage. A défaut, cependant, on pourra utiliser des diodes de détection au germanium genre OA85. La résistance de 470 Ω constitue la branche supérieure de ce pont de limitation et fixe l'impédance d'entrée du montage. Deux condensateurs de 1 nF découplent jusqu'en UHF la tension d'alimentation et la tension de polarisation reconstituée intérieurement. Côté sortie, deux résistances de charge de 2,7 K Ω fixent le courant débité par les deux sorties à une valeur voisine de 3 mA. Le couplage vers l'extérieur se fait par un 0,1 μ , puisque la fréquence de sortie n'est plus que de 1 à 15 MHz pour 80 à 1 000 MHz en entrée.

L'alimentation du circuit intégré se fait à partir d'une source quelconque de 9 ou 12 V environ par l'intermédiaire d'un transistor ballast devant supporter jusqu'à 75 mA. Pour 9 V en entrée un BC 107 B suffira, mais pour 12 V, il faudra recourir à un 2N1711 car la dissipation devient notable.

La référence est fournie par une zener de 6,8 V en série avec une 1N4148 dont le rôle est double :

- compensation en température de la zener.

- compensation du V_{BE} du transistor.

La tension d'alimentation du SO436 reste donc toujours dans la fourchette autorisée et son filtrage est excellent puisque réalisé de façon électronique par un 100 μ F découplant la zener.

III) RÉALISATION PRATIQUE :

L'ensemble du montage est logé sur un petit circuit imprimé en epoxy (impératif à ces fréquences) de dimensions 55 x 35 mm. C'est dire qu'il peut se loger dans un boîtier séparé ou bien à l'intérieur même d'une fréquence-mètre existant sur la façade duquel deux douilles BNC seront alors ajoutées.

Le tracé de ce circuit imprimé, donné en **figure 3** ne devra pas être modifié. La lar-

geur des pistes ne doit pas être augmentée et en aucun cas il ne devra être fait usage de condensateurs plus gros que ceux équipant notre maquette (voir photo). Une tension de service de 63 volts est le maximum au-dessus duquel même les condensateurs céramique commencent à introduire des réactances parasites de par leurs dimensions trop importantes, et cela se paie cher en UHF. Le plan de câblage est donné en **figure 4**.

Il est conseillé de loger le circuit imprimé dans un boîtier métallique afin de soustraire le montage aux influences extérieures nombreuses dans un laboratoire d'électronique. Les connexions d'entrée et de sortie se feront en fil blindé, jusqu'au niveau des prises de raccordement.

IV) UTILISATION :

La sensibilité d'entrée de 200 mV suffit largement à toutes sortes de mesures sur des oscillateurs. Ceci présente un grand intérêt en émission comme en réception (oscillateurs locaux). Une simple petite bobine de \varnothing 1 cm réalisée au moyen de trois spires de fil de câblage rigide isolé permet la mesure dès lors que, reliée à l'entrée du préamplificateur, elle est approchée à 1 ou 2 cm de la bobine oscillatrice. En

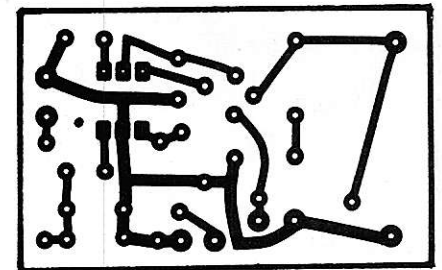


Figure 3 : Circuit imprimé

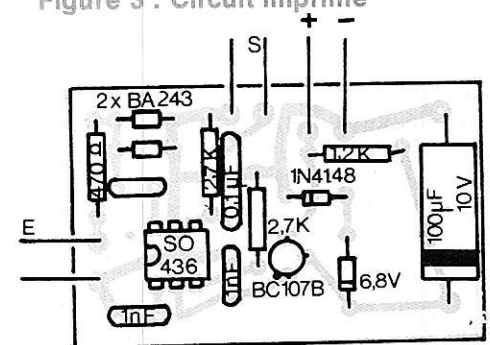


Figure 4 : Plan de câblage

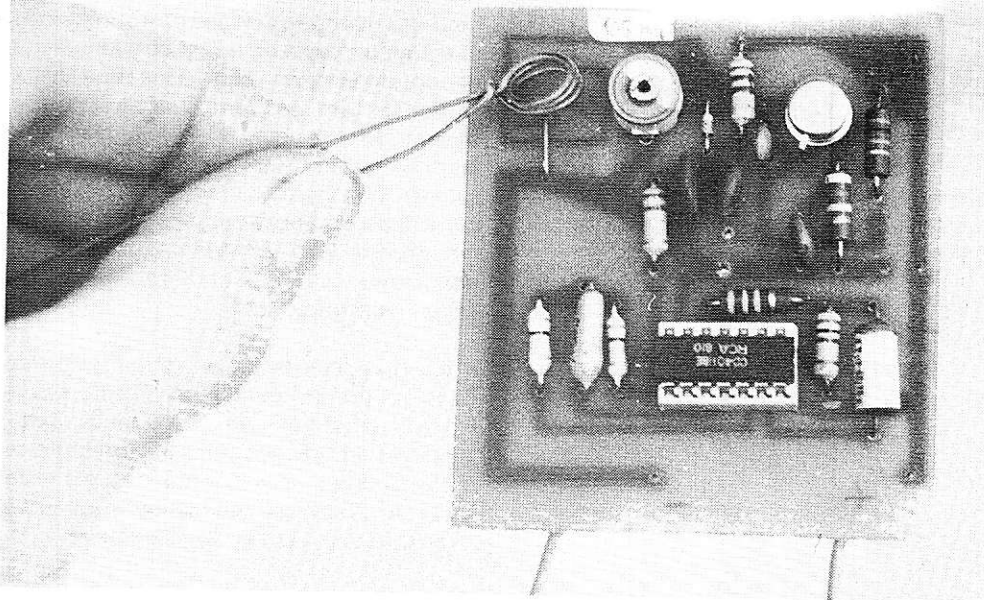


Photo 2 : Mesure de fréquence dans un circuit VHF (oscillateur 105 MHz) au moyen d'une petite bobine de couplage reliée au prédiviseur.

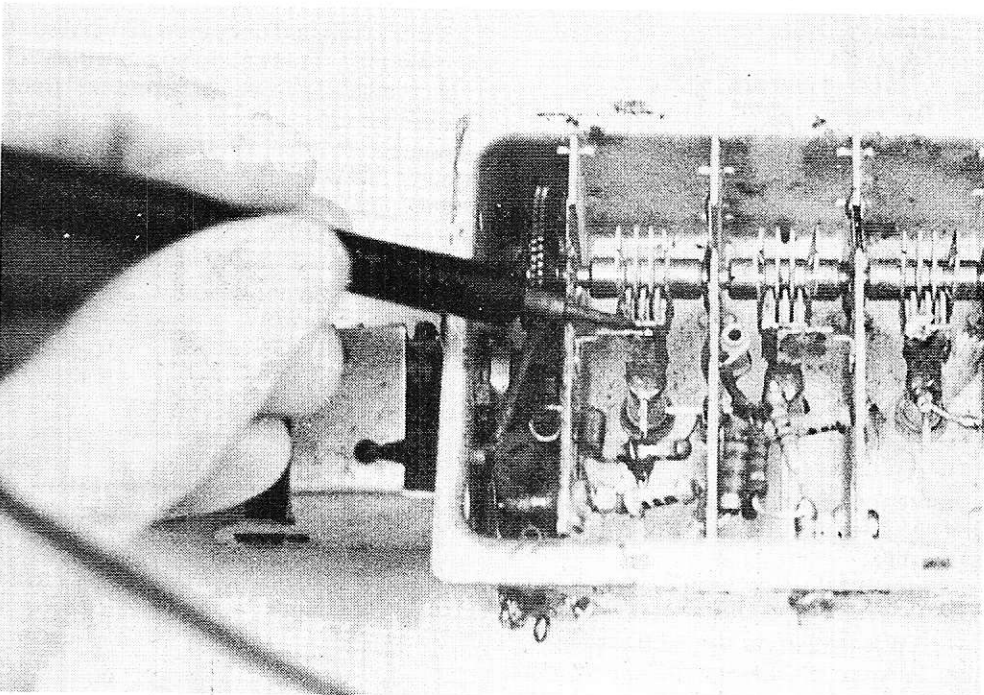


Photo 3 : Mesure de fréquence dans un tuner UHF au moyen d'une pointe de touche reliée au prédiviseur (fréquence 800 MHz).

UHF, il suffit le plus souvent d'approcher une pointe de touche de la ligne d'accord de l'oscillateur (cas des tuners TV ou des réalisations 432 MHz).

Pour les mesures plus fines sur des niveaux très faibles, on pourra faire précéder le montage d'un amplificateur à large bande analogue à ceux rencontrés dans les installations d'antennes TV. La figure 5 donne un exemple de ce type d'amplificateur, pouvant également faire appel à un module hybride (SH120 S6S par exemple).

Toutefois, chaque fois que cela est pos-

sible, il est préférable de travailler en direct, sans préampli. L'immunité aux parasites est de la sorte bien meilleure.

Les premiers essais seront de préférence effectués avec un oscilloscope, qui permettra une vérification du niveau de sortie en même temps que de la fréquence. Dans ce cas comme dans celui d'un fréquencemètre, on se souviendra que la lecture de fréquence est à

multiplier par 64

pour obtenir la valeur de la fréquence d'entrée. Bien que le prédiviseur décrit puisse fonctionner jusqu'à 1 GHz (1 000 MHz), il est bien évident que l'étendue de mesure permise dépend des possibilités du fréquencemètre auquel le montage est associé. Par exemple, un fréquencemètre 1 MHz ne peut pas recevoir le montage, puisque sa fréquence de sortie minimum est de 1,25 MHz correspondant à 80 MHz d'entrée. Par contre, un modèle 10 MHz pourra couvrir en supplément la gamme de 80 à 640 MHz.

Nous espérons, les progrès de la technologie aidant, pouvoir proposer bientôt un prédiviseur offrant un rapport de division plus élevé et donc compatible avec les fréquencemètres de « bas de gamme ».

Caractéristiques :

Tension d'entrée : sinusoïdale ou rectangulaire

Niveau d'entrée :

f = 80 MHz : 200 mV min.

f = 300 MHz : 150 mV min.

f = 470 MHz : 100 mV min.

f = 800 MHz : 150 mV min.

f = 950 MHz : 200 mV min.

Fréquence d'entrée : 80 à 1 000 MHz.

Rapport de division de fréquence : 1/64.

Alimentation : 6,45 à 7,15 V 55 à 75 mA.

Tension de sortie : rectangulaire 600 mV crête à crête au minimum.

Impédance d'entrée : 470 Ω (montage décrit).

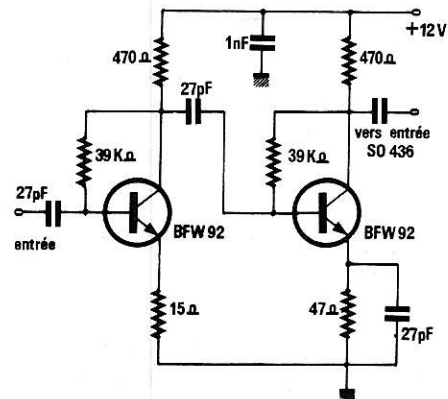


Figure 5 : Un exemple de préamplificateur d'entrée.

V) CONCLUSION :

Le circuit intégré utilisé dans cette réalisation a été développé pour équiper les systèmes de synthèse de fréquence des nouvelles générations de téléviseurs. C'est dire qu'il peut également être utilisé par les radios amateurs avertis désirant doter leur station d'un synthétiseur VHF ou UHF (144 ou 432). L'emploi du SO436 comme prédiviseur permet de réaliser toute la logique de synthèse de fréquence dans une famille logique courante, TTL ou même CMOS, donc à moindres frais, et sans précautions particulières, indispensables lors de la mise en œuvre de circuits logiques extrêmement rapides.

En fait, ce circuit intégré met à la disposition de l'utilisateur les avantages de la famille ECL (extrême rapidité), en éliminant ses principaux inconvénients (coût élevé et précautions d'emploi), grâce à une conception particulière de ce composant spécialement destiné à la réalisation de prédiviseurs VHF ou UHF.

Nomenclature : semiconducteurs

1 x SO436 Siemens
2 x BA243 Siemens
1 x 1N4148
1 x zener 6,8 V
1 x BC 107 B ou 2N1711

résistances 1/4 W 5 % :

1 x 470 Ω 1 x 1,2 KΩ 2 x 2,7 KΩ

condensateurs :

1 x 100 μF chimique
1 x 0,1 μF
3 x 1 nF
céramique 63 V

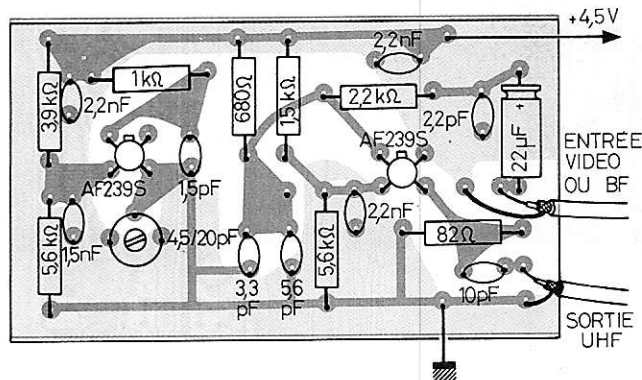
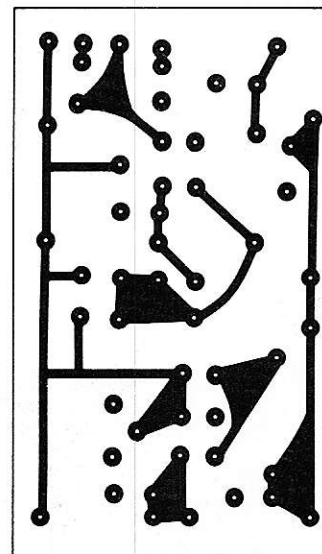
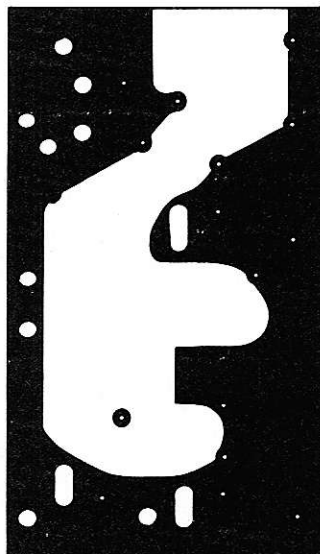
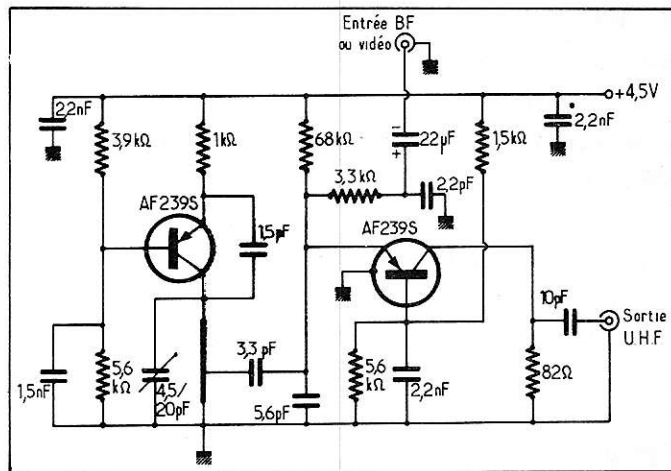
divers :

1 circuit imprimé époxy.

Patrick GUEULLE

Modulateur UHF de notre n° 354 de mai 1977

A la demande de nombreux lecteurs nous reproduisons les plans et nomenclature de ce modulateur publié dans le n° 354 épuisé. Nous espérons leur être agréables.



Transistors :

2 x AF 239 S Siemens (impératif).

Condensateurs :

1 x 22 μF 10 v chimique
1 x 1,5 pF
1 x 2,2 pF
1 x 3,3 pF
1 x 5,6 pF
1 x 10 pF
1 x 1,5 nF
3 x 2,2 nF
1 x 4,5/20 pF ajustable

Résistances 5 % 1/4 w :

1 x 82 Ω
1 x 680 Ω
1 x 1 kΩ
1 x 1,5 kΩ
1 x 3,3 kΩ
1 x 3,9 kΩ
2 x 5,6 kΩ

Pour la mesure de telles températures un thermomètre ordinaire même à mercure est inutilisable car le plafond se situe vers les 300°C.

On a souvent besoin de connaître la température d'un four, en particulier pour la confection d'émaux

ou encore pour les traitements thermiques de matériaux.

Le capteur capable de mesurer ces températures est un thermocouple qui offre en plus

l'avantage d'avoir une surface de mesure de quelques millimètres carrés, ce qui peut être intéressant dans la mesure de température de boîtier de transistor ou de petite flamme comme celle d'un chalumeau modeste.

Ce type de thermomètre permet, en ajoutant un détecteur de seuil, de réguler la température d'un four ou d'un bain, ce qui peut être intéressant pour ceux qui développent des photos couleurs.

Thermo-régulation 0 à 1200°C par thermo-couple

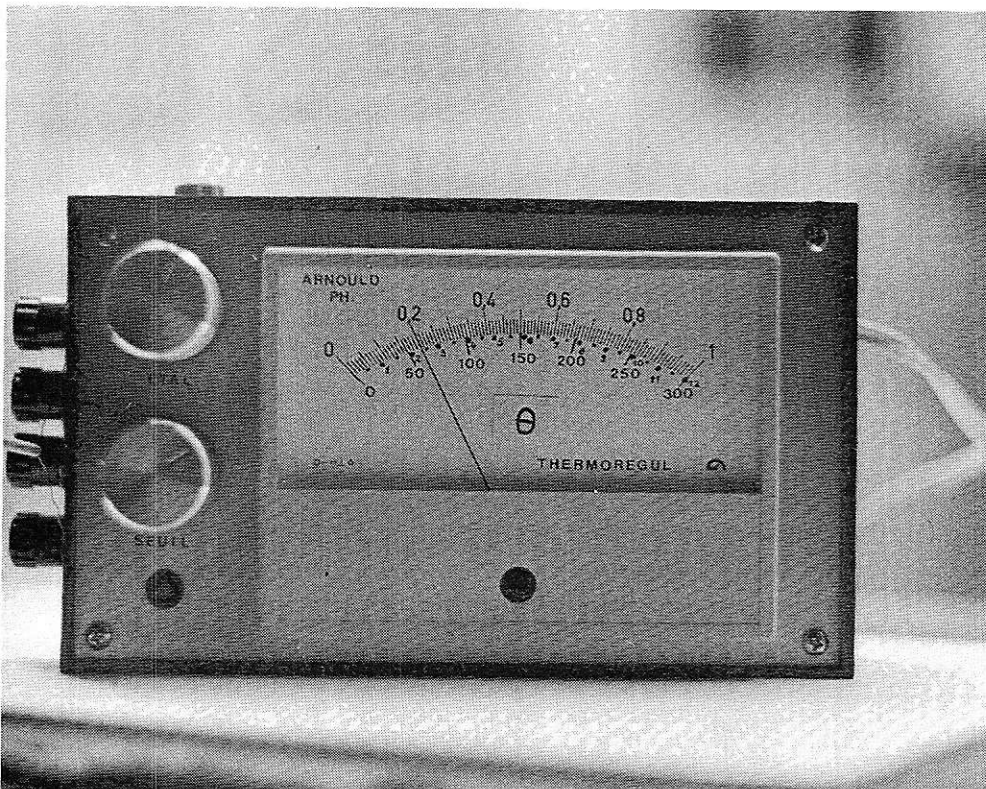


Photo n° 1 : Vue d'ensemble de l'appareil.

DESCRIPTION D'UN THERMOCOUPLE

En prenant deux alliages différents et en réalisant les soudures de la **figure 1**, on obtient une d.d.p. qui est proportionnelle à la différence des deux températures. L'une est appelée « source froide » qui est généralement à température ambiante ou à zéro degré grâce à de la glace fondante, l'autre est la « soudure chaude ». Le coefficient « k » est d'environ 41 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ pour un

couple Nickel Chrome — Nickel Allié comme le montre le tableau de la **figure 2**.

On obtient la tension pour une température donnée en additionnant la ligne du haut avec la colonne de gauche. Ainsi pour une différence de tension de 650°C on a une d.d.p. de 27,03 μV .

On peut utiliser d'autres thermocouples, en particulier de Chrome-Alumel qui a aussi une réponse de 41 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

On remarquera que cette perte est indépendante de l'intensité passant dans le

thermocouple: il n'y a donc pas d'étalonnage à effectuer, de plus sa stabilité est parfaite dans le temps.

L'affichage de la température se fait ici à l'aide d'un galvanomètre.

Certains millivoltmètres sont gradués directement en degrés. Il suffit alors d'ajuster l'aiguille à la température ambiante à l'aide du zéro mécanique et la lecture se fait alors directement. Mais ce type d'appareil est assez coûteux et difficile à se procurer pour un amateur.

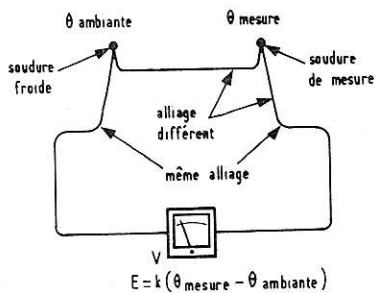


Figure 1

L'appareil qui va être décrit utilise un milliampèremètre de bas de gamme avec un amplificateur à gain constant afin que les graduations correspondent aux températures.

Un potentiomètre servira de zéro mécanique et un autre détermine la température où doit se faire la régulation.

DESCRIPTION DU SCHÉMA

La figure 3 nous montre le schéma de l'ensemble. Le CI 1, qui est un 741 banal, amplifie le signal provenant du thermocouple. La tension aux bornes de Rg est amenée à l'entrée e- de l'amplificateur grâce au pont diviseur R8 P3 et R6. L'ensemble R1 R2 R3 R4 P1 R5 sert à régler la température ambiante.

Le thermocouple peut se brancher sur 3 bornes et 1 commune. La première sert aux mesures de 0 à 100°C et est directement reliée à l'ampli CI1. Tandis que les deux autres forment un pont diviseur et permettent de mesurer de 0 à 300°C et de 0° à 1200°C.

Un potentiomètre P7 supprime l'off-set de CI 1.

Le galvanomètre dévie de 1 mA à pleine échelle.

La tension aux bornes de R9 est prélevée par R10 et va au détecteur de seuil CI2 qui est aussi un 741.

CI2 compare la tension existant aux bornes de R9 et celle de P2. Lorsque R9 a une tension supérieure, la sortie de CI2 passe à -12V. Dans le cas inverse la sortie est à +12V et allume une LED et rend conducteur T1 grâce à D21. T1 étant conducteur enclenche la gâchette du triac qui alimente une charge (four, réchaud...).

L'alimentation est composée d'un transformateur 220/24V d'un redressement en pont à diodes D1 D2 D3 D4. Le +12V et le -12V sont obtenus aux bornes des 2 zeners.

	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1200
0,96	5,09	8,10	13,21	17,41	21,67	25,93	30,14	34,28	38,32	42,25	46,07	49,76
02	6,13	10,16	14,29	18,51	22,78	27,03	31,23	35,34	39,35	43,25	47,04	50,69
01	7,09	11,14	15,30	19,54	23,8	28,04	32,83	36,31	40,30	44,17	47,93	51,55
1	8,13	12,81	16,40	20,65	24,91	29,14	33,30	37,36	41,31	45,16	48,89	52,46
1,0	40,3	40,8	41,9	42,5	42,6	42,3	41,6	40,6	39,5	38,5	37,3	35,7

Jonction de référence à 0°C

Figure 2

On remarquera qu'une des bornes de l'alimentation (-12V) est reliée au secteur, ce qui peut être ennuyeux pour certaines mesures si le thermocouple venait à toucher des masses reliées à la terre ou à une des bornes du secteur.

Ainsi, il est impossible de mesurer la température de l'eau chaude sortant d'un

robinet car celui-ci est relié à la terre.

On peut remédier à cet inconvénient en utilisant une commande par photo-coupleur comme le montre la figure 4. Le transistor allume une ampoule de voyant 24V - 0,03A qui éclaire une photo-résistance. Ainsi le thermocouple est isolé du secteur.

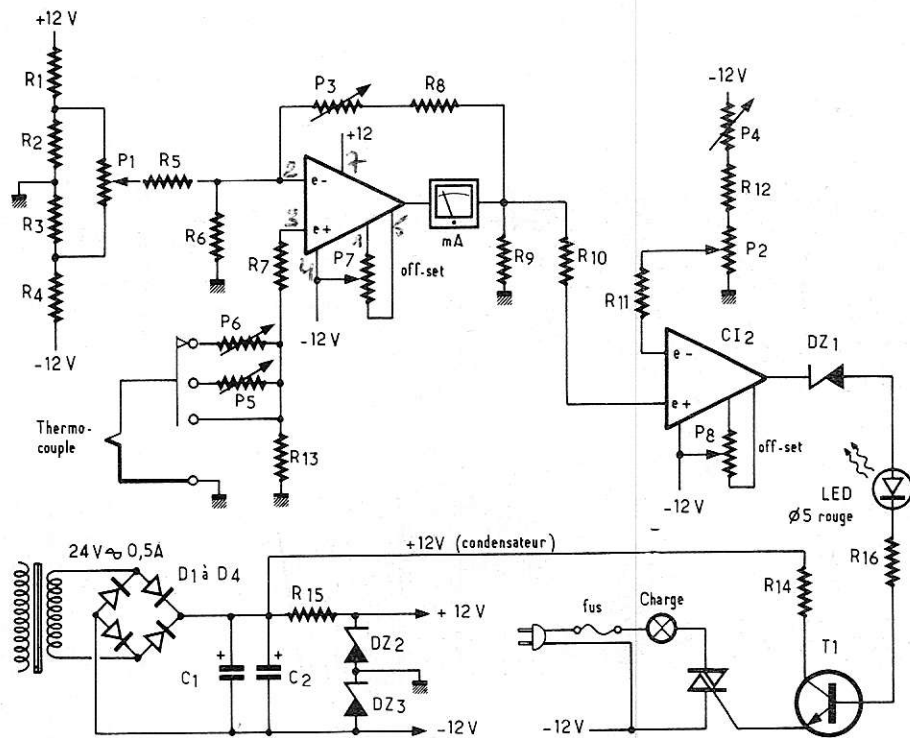


Figure 3

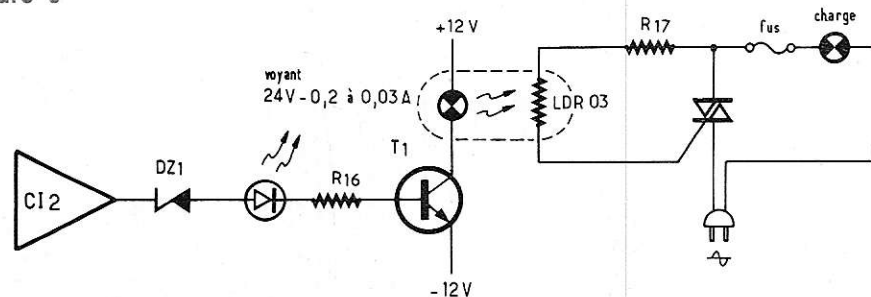


Figure 4

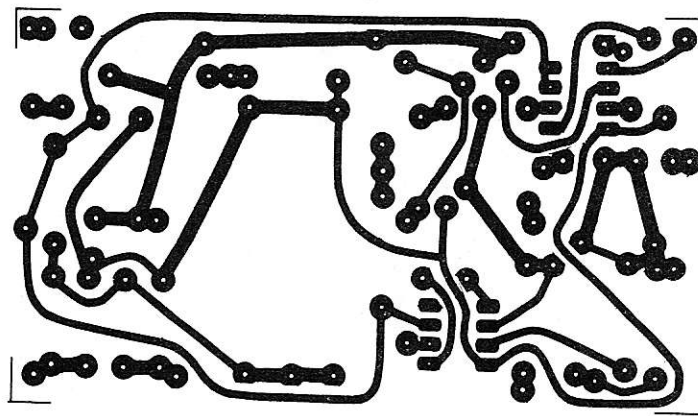


Figure 5

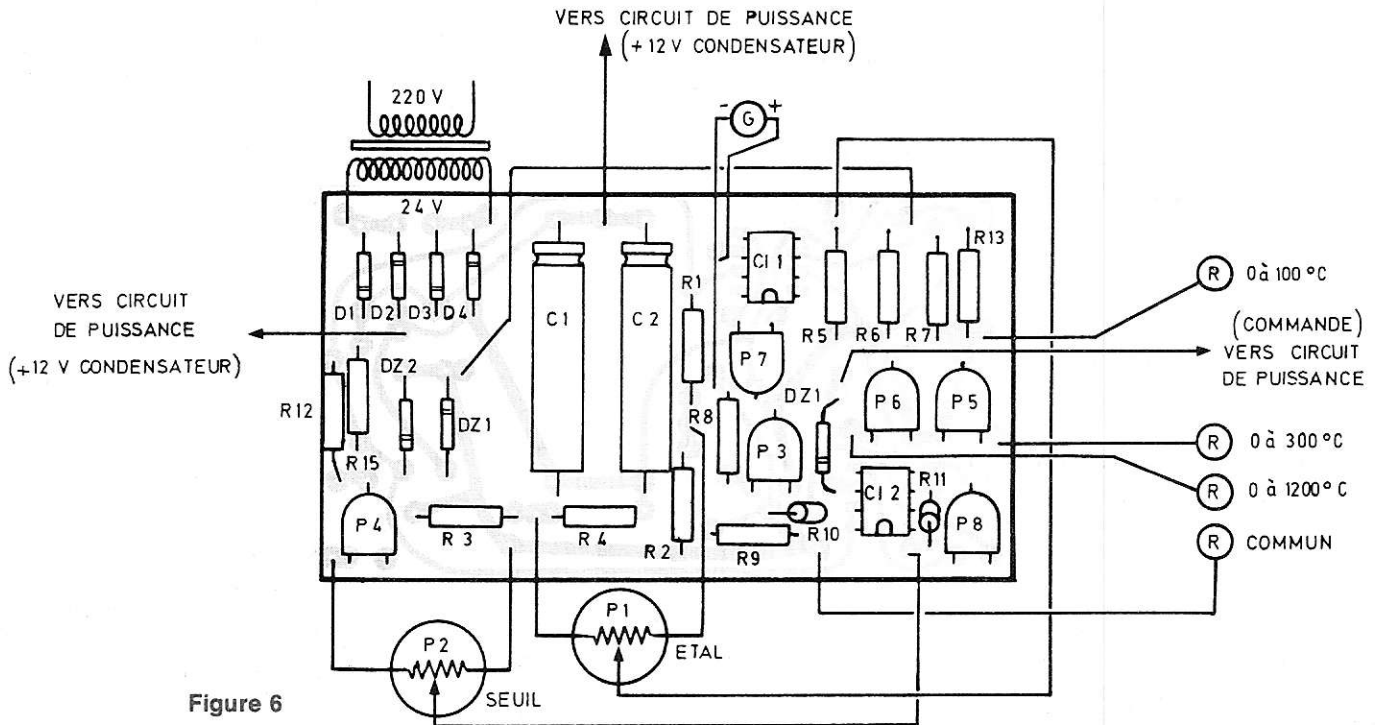


Figure 6

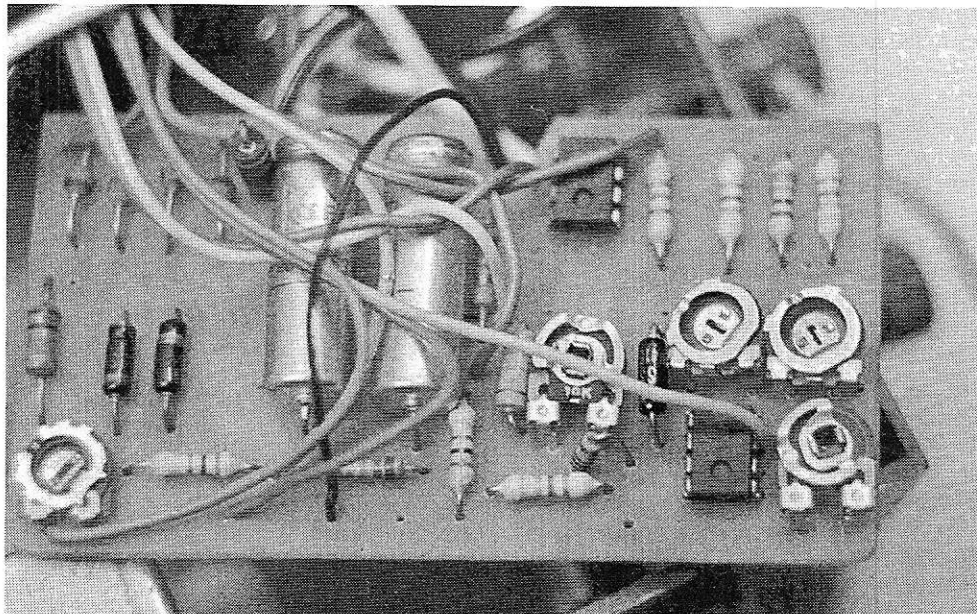


Photo n° 2 : Vue de dessus du circuit imprimé de mesure.

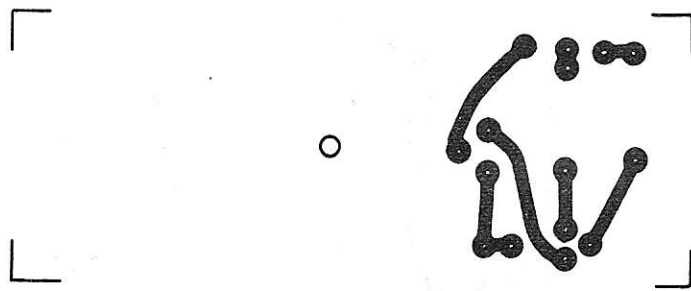


Figure 7

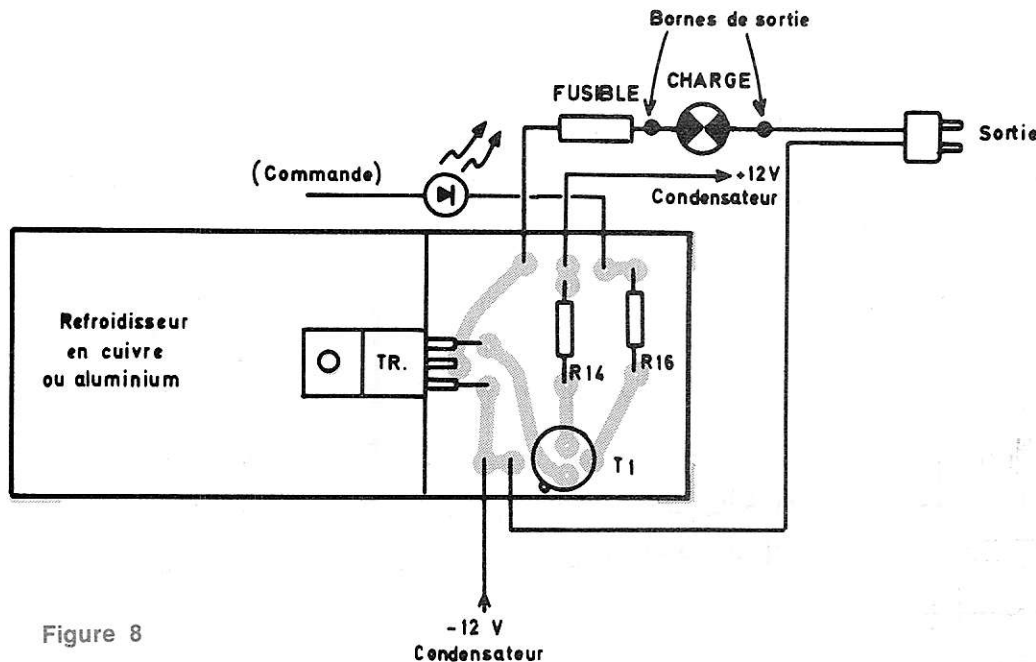


Figure 8

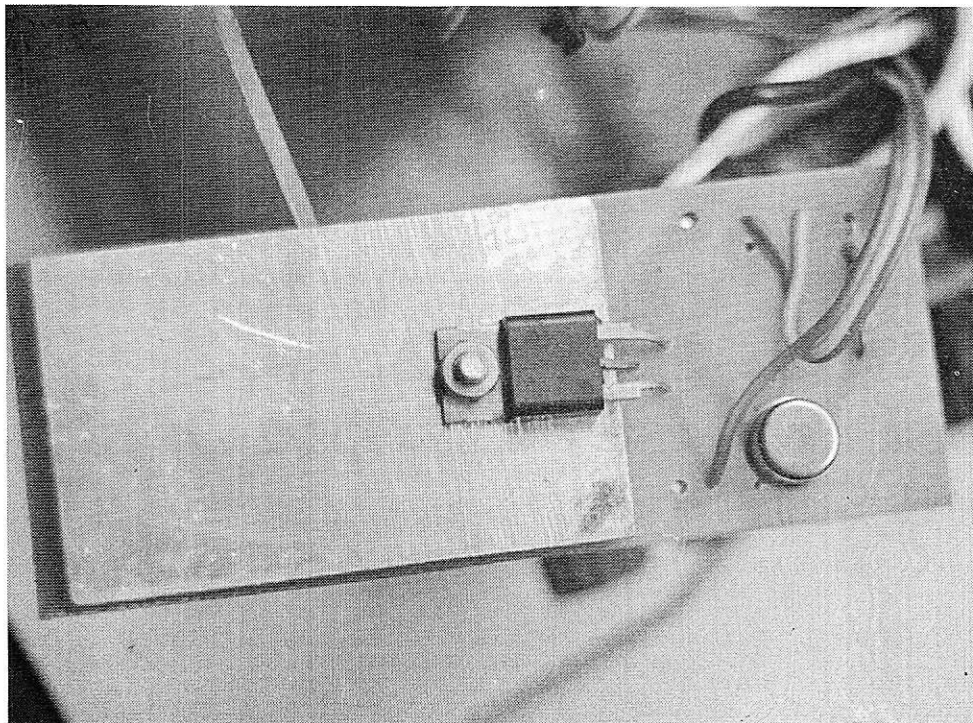


Photo n° 3 : Vue du circuit imprimé de commande.

RÉALISATION PRATIQUE

La **figure 5** donne le circuit imprimé de la plaque principale, tandis que la **figure 6** donne l'implantation des composants.

Trois bornes rouge et une noire servent à la liaison de l'appareil au thermocouple.

Le circuit imprimé a juste la largeur pour rentrer dans les rainures du coffret TEKO type P3 (155x90x50 mm).

Les **figures 7 et 8** donnent le circuit et l'implantation des composants du circuit de commande.

La **figure 9** donne le brochage du 741 qui devra être un DIL8 broches ou cylindrique.

La **figure 10** donne la disposition des éléments sur la face avant.

La **figure 11** donne la correspondance entre le milliampèremètre et les températures.

RÉGLAGE ET MISE AU POINT

Le premier réglage va consister à s'occuper des off-sets.

— Court-circuiter l'entrée 0-100°C de façon que l'entrée e+ du CI1 soit à 0. De même à l'aide d'un voltmètre on ajuste l'entrée e- à la tension zéro à l'aide de P1.

On règle P7 jusqu'à ce que le milliampèremètre de l'appareil soit à zéro.

De même on ajuste P2 à la masse de façon à avoir zéro de tension sur l'entrée e- de CI2.

A l'aide d'un voltmètre on réglerà P3 de façon à ce que la sortie de CI2 soit à zéro.

— Le réglage suivant consiste à régler le gain de CI1.

— On branche le thermocouple sur 0-100°C.

— On le plonge dans un bain à 0°C (glace fondante), on utilisera P1 (Etal.) pour amener le milliampèremètre à zéro.

— Ensuite on plonge la sonde dans de l'eau bouillante (98°C à 300m d'altitude) ou on utilisera un thermomètre à alcool pour vérifier la température). On règle P3 pour amener l'aiguille sur la graduation 0,98 (pour 98°C).

— On réglerà P4 de façon à avoir 1,1 mA dans R12 et P2.

— Pour le réglage de P5 et P6 on utilise une source extérieure de façon à avoir les rapports de tension de la **figure 12**.

L'appareil est prêt à fonctionner.

Milliampèremètre	0	0,04	0,08	0,13	0,17	0,22	0,25	0,3	0,34
Degrés 0 à 1200	0	50	100	150	200	250	300	350	400
Degrés 0 à 300	0				50				100
Milliampèremètre	0,38	0,42	0,47	0,50	0,55	0,6	0,64	0,68	0,72
Degrés 0 à 1200	450	500	550	600	650	700	750	800	850
Degrés 0 à 300				150					200
Milliampèremètre		0,76	0,8	0,82	0,92	0,96	1		
Degrés 0 à 1200		900	950	1000	1050	1100	1150	1200	
Degrés 0 à 300				250					3000

Figure 11

Photo n° 4 : Disposition des circuits imprimés dans le boîtier.

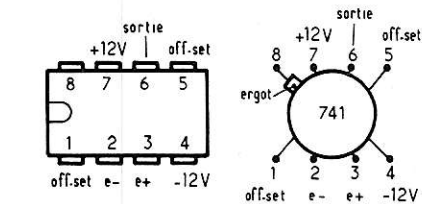
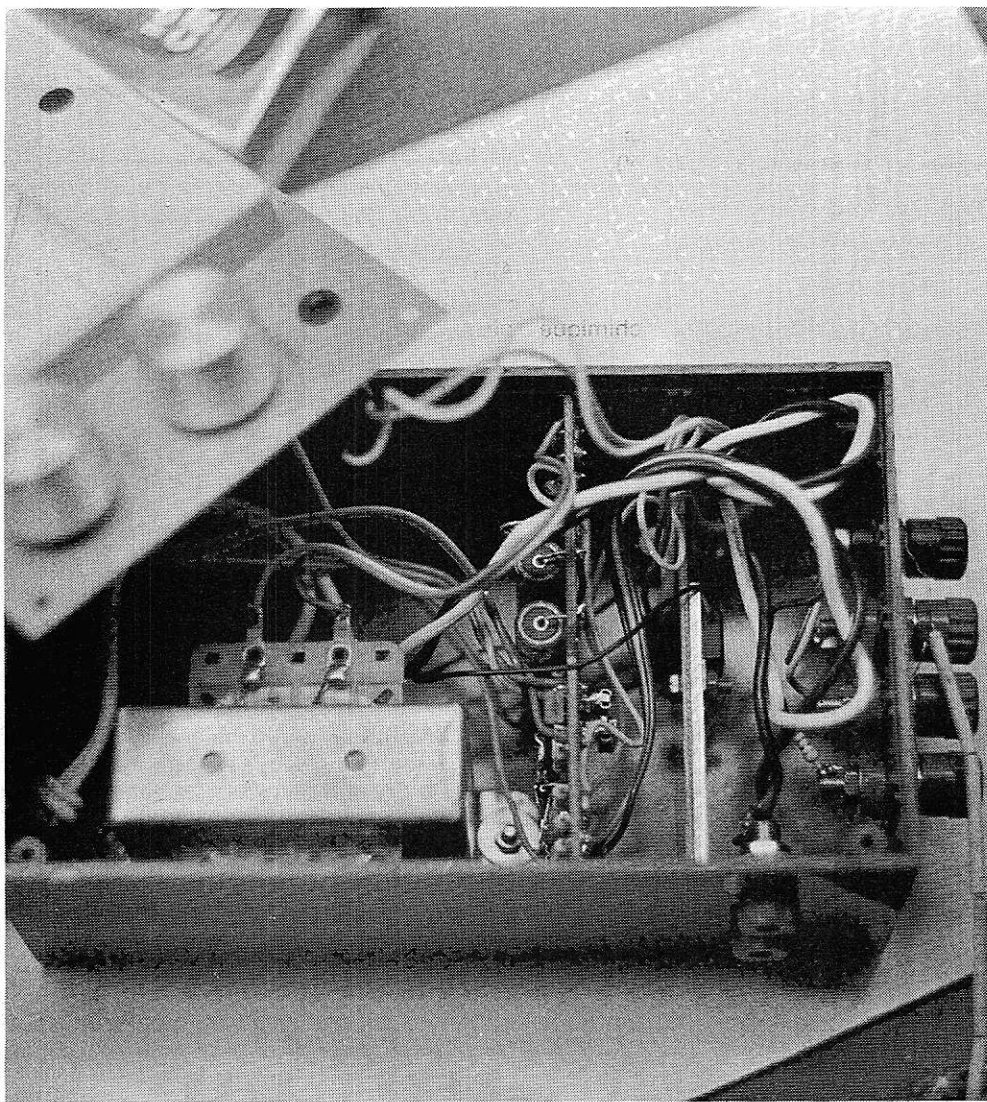


Figure 9

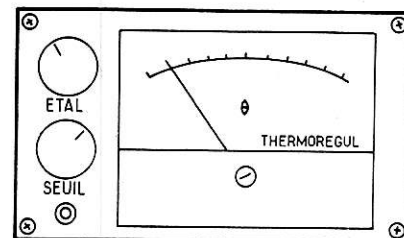


Figure 10

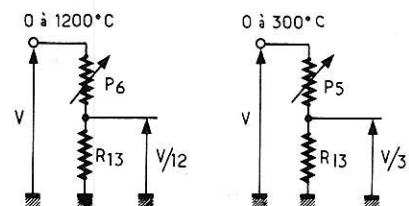
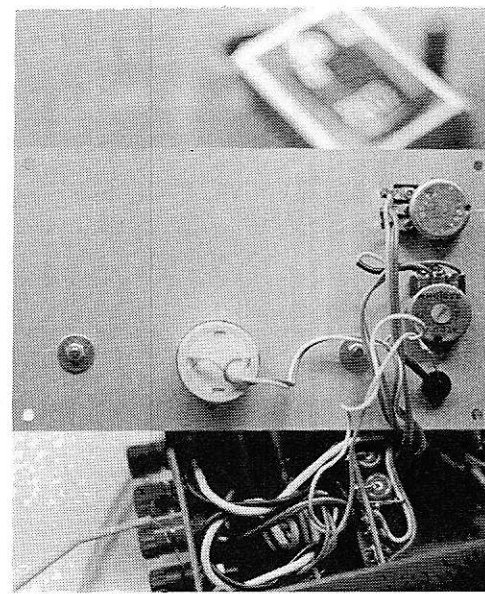


Figure 12

Photo n° 5 : Vue du côté arrière de la façade



MODE D'EMPLOI

— Brancher le thermocouple sur le calibre 0-100, 0-300 ou 0-1200°C.

— Avec le bouton ETAL. ajuster l'aiguille à la température de régulation (supposons 950°C).

— Avec le bouton SEUIL on se placera à la limite d'extinction et d'allumage de la LED.

— Puis avec le bouton ETAL. on placera l'aiguille devant la température à laquelle se trouve la sonde (température ambiante ou bain de glace fondante à 0°C).

— On place la sonde dans le four. La LED doit être allumée tant que la température de 950°C n'est pas atteinte. De même le four sera en marche tant que cette température n'est pas atteinte.

RÉALISATION DE LA SONDE

On se référera à la **figure 13** pour la confection de la sonde.

On torsade l'extrémité des 2 alliages et on les présente à la flamme d'un chalumeau que tout chaudronnier, carrossier, plombier, bijoutier ou mécanicien posséderont.

Les fils passent dans des perles représentées à la **figure 14**.

On peut au besoin limer la sonde de façon à améliorer les contacts thermiques lors d'une mesure sur petites surfaces. On peut améliorer le contact en utilisant de l'huile ou de la graisse aux silicones.

La soudure peut être trempée dans de l'eau car elle a une résistance bien plus forte que l'entrée de l'appareil 470 Ω.

De même la correction de température ambiante doit être faite à chaque changement de gamme.

CONCLUSION

Cet appareil de mesure rendra de grands services dès qu'un problème de température stable sera nécessaire.

Cet appareil permet de stabiliser facile-

ment des températures à 1% de l'échelle.

Ainsi pour l'échelle 0 à 100°C on obtient des bains à des températures de $\pm 0,5^\circ\text{C}$.

Tandis qu'un four à émaux est stable à $\pm 6^\circ\text{C}$.

Ph. ARNOULD

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R4 :	12 KΩ	1/4 W
R2, R3 :	47 Ω	1/4 W
R2, R5 :	47 KΩ	1/4 W
R13, R9, R6 :	470 Ω	1/4 W
R7 :	330 Ω	1/4 W
R11, R10 :	1 KΩ	1/4 W
R12 :	10 KΩ	1/4 W
R14 :	560 Ω	1/1 W
R15 :	47 Ω	1/2 W
R16 :	2,2 KΩ	1/4 W
R17 :	100 Ω	1/2 W

Semi-conducteurs :

T₁ : 2 N 1711
D₁ D₂ D₃ D₄ : 0,2 A 50 V
D₂, D₂₂, D₂₃ : 12 V 1 A zener
LED : rouge Ø 5 mm + socle
Tr. : TRIAC 8 A — 400 V
+ gros radiateur dans le cas de forte puissance (> 600 W)

Circuit intégré :

CI1 - CI2 : 741 à 8 pattes

Conducteurs :

C1 - C2 : 100 μ F 63 V électrochimique

Potentiomètres :

P₁ : 10 k Ω
P₂ : 470 Ω

Ajustables :

P₃, P₇, P₈, P₆ : 10 k Ω
P₄, P₅ : 4,7 k Ω

Divers :

- Coffret TEKO type P3
- Transfo 220 / 25 V 0,5 A
- Prise
- Fusible (intensité suivant le radiateur)
- 3 bornes rouges à vis
- 1 borne noire à vis
- 2 bornes pour sortie de la charge (fixées à 19 mm l'une de l'autre sur le coffret)
- Circuit imprimé simple face
- Radiateur
- Bouton pour potentiomètre
- galvanomètre de 1 mA (précision suivant le prix de revient de l'appareil)
- Thermocouple Nickel Chrome - Nickel Allié Chrome - Alumel
- Perles d'isolement pour le thermocouple

Salon des Composants Electroniques

(Porte de Versailles du 2 au 7 avril de 9 h à 18 h)

Comme chaque année, votre mensuel

RADIO PLANS

sera présent au Salon des Composants

Notre stand portera sur le plan la référence P9

(zone presse)

Venez nombreux. Une surprise vous y attend !

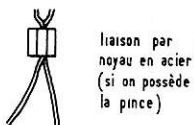
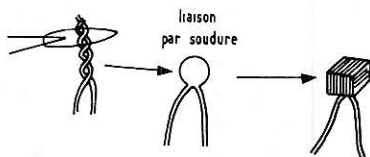


Figure 13

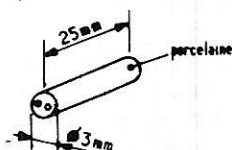


Figure 14

Bien des amateurs rencontrent encore des problèmes de mise au point de montages comportant des circuits LC comme en témoigne le courrier que nous recevons. Si dans le domaine des VHF et des UHF les bobinages imprimés et les lignes microstrip permettent de contourner les problèmes de reproductibilité, il n'en va pas de même dans le cas des circuits devant fonctionner à des fréquences plus basses. Il s'avère donc indispensable de disposer de moyens de mesure permettant de déterminer les caractéristiques des circuits LC que chacun réalise selon ses possibilités propres. Le petit accessoire dont nous proposons ici la réalisation doit précéder un oscilloscope ou un fréquencemètre numérique dont les possibilités se trouveront ainsi étendues de façon importante.

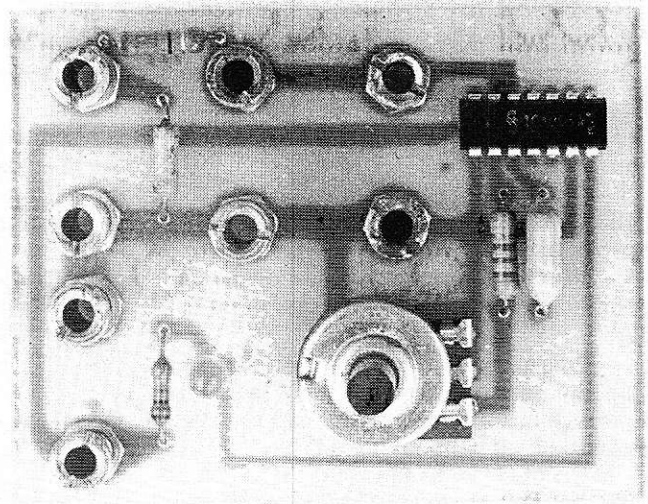


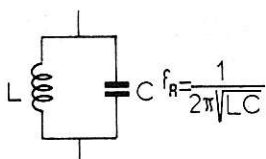
Photo A : le circuit imprimé terminé

Petit banc de mesure pour circuits LC

I) LES MESURES DE BASE DES CIRCUITS LC :

Un circuit LC, dit « circuit accordé » et dont la **figure 1** donne la forme la plus simple présente une fréquence de résonance donnée par la formule de Thomson :

$$f_r = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$



En conséquence, la mesure de cette fréquence permet de déterminer la self si la capacité est connue ou inversement :

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f_r C} = \frac{1}{38,48 f_r C}$$

$$C = \frac{1}{4 \pi^2 f_r L} = \frac{1}{38,48 f_r L}$$

Il est relativement facile de se procurer quelques condensateurs de bonne précision et de constituer grâce à eux une série de selfs dont la valeur ne fait aucun doute. Ces deux ensembles d'éléments « étalons » peuvent ainsi servir à mesurer les différents composants L et C que l'on construit ou que l'on récupère. Par exemple, la mesure des paramètres C_{MAX} et C_{MIN} d'un condensateur variable devient un jeu d'enfant.

Pour toutes ces mesures, la méthode la plus simple de détermination de f_r est d'incorporer le bobinage et sa capacité d'accord dans un circuit oscillateur. C'est précisément de la construction d'un oscillateur spécialement destiné à ce type d'utilisation que nous allons traiter ici. Un avantage supplémentaire de ce montage est qu'il permet sinon des mesures, du moins des comparaisons de coefficients de surtension « Q ». On sait que ce paramètre joue un rôle important dans tous les montages utilisant des circuits accordés et que s'il existe de nombreuses combinaisons LC résonant sur la même fréquence, leurs coefficients « Q » peuvent être extrêmement différents.

Schématiquement, le coefficient de surtension ou de qualité « Q » caractérise la hauteur du pic de résonance de la courbe de sélectivité d'un circuit accordé. On peut donc se douter que, dans un oscillateur bâti autour d'un amplificateur à gain ajustable, il faudra prévoir un gain d'autant plus important que « Q » est fai-

Figure 1 : Le circuit LC le plus général.

ble. Un gain insuffisant ne permettra pas l'entrée en oscillation du circuit. Dans notre montage, le gain est réglable dans une très large plage au moyen d'un potentiomètre. De plus, une LED s'allume dès que le gain a été suffisamment réduit pour faire décrocher l'oscillateur. Il suffit donc de repérer les positions du potentiomètre conduisant à l'arrêt de l'oscillateur pour différentes configurations LC pour obtenir un classement selon les valeurs de « Q ». On peut ainsi choisir le circuit convenant le mieux à telle ou telle application.

II) PRINCIPE DE L'APPAREIL

Les considérations précédentes limitent nettement les choix possibles pour le circuit oscillateur : il doit pouvoir fonctionner dans un large domaine de fréquences, s'accommoder de n'importe quels types de selfs et de capacités, même de qualité médiocre, et offrir une possibilité de réglage de gain sur une large plage.

Photo B : Mesure des caractéristiques d'un circuit accordé à l'aide du montage.

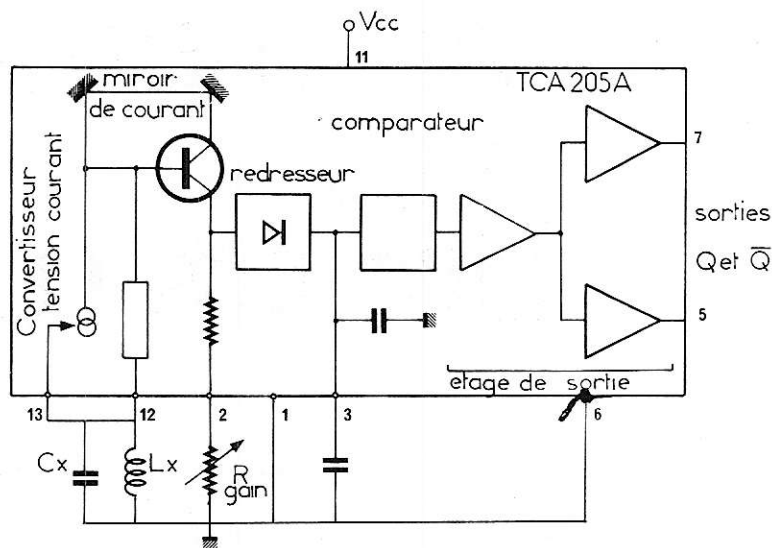
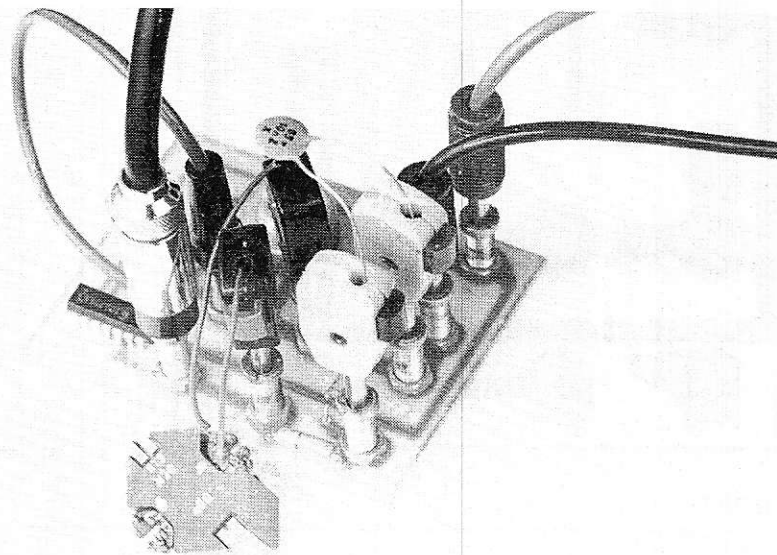


Figure 2 : Schéma simplifié des fonctions du TCA205A utilisé dans cette application.

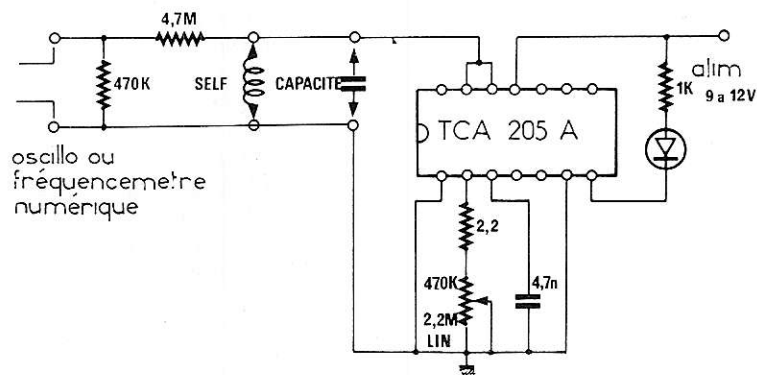


Figure 3 : Schéma de principe

Nous avons choisi d'utiliser un circuit intégré TCA 205A de Siemens, servant dans les détecteurs de proximité inductifs. Il présente toutes les qualités requises et est muni de tout le circuit de détection d'oscillation nécessaire aux mesures de « Q ». Enfin et surtout, il n'exige pas de prise ou d'enroulement de couplage sur la bobine qui peut ainsi être absolument quelconque. Le domaine de fréquence d'oscillation nominale de ce circuit va de 15 KHz à 1,5 MHz mais peut être élargi dans notre cas d'application où l'on ne recherche pas les mêmes caractéristiques.

La figure 2 donne quelques indications sur ce circuit, et plus spécialement sur l'étage oscillateur. Il s'agit d'un oscillateur Meissner, qui exige habituellement deux bobines couplées. Son principe repose en effet sur la mise en phase, à la fréquence d'oscillation, des courants d'entrée et de sortie d'un amplificateur, fournissant ainsi une réaction positive. Le courant de sortie de l'amplificateur parcourt le circuit accordé qui, dans la configuration classique, induit un courant dans l'enroulement de réaction attaquant l'entrée. Dans le cas du TCA 205A, ce courant en phase est obtenu par le biais d'un convertisseur tension-courant piloté par la tension présente aux bornes du circuit accordé, tension en phase avec le courant à la résonance seulement.

Le réglage de gain de l'étage s'opère par variation de la valeur de la résistance d'émetteur (non découplée bien sûr) du transistor oscillateur. C'est sur ce même émetteur qu'est prélevée en « basse impédance » la tension qui, redressée et filtrée,

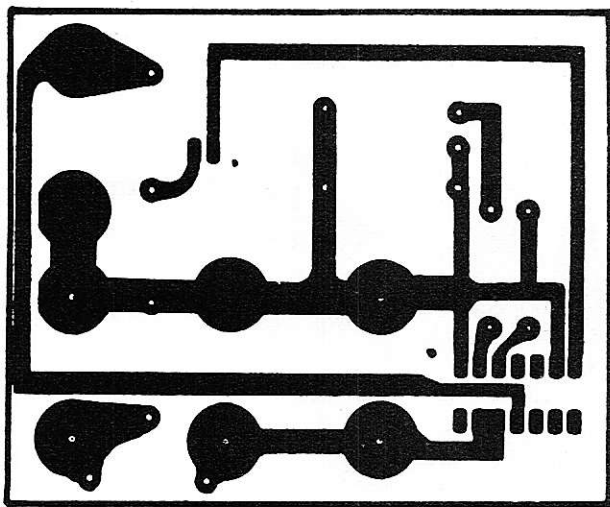


Figure 4

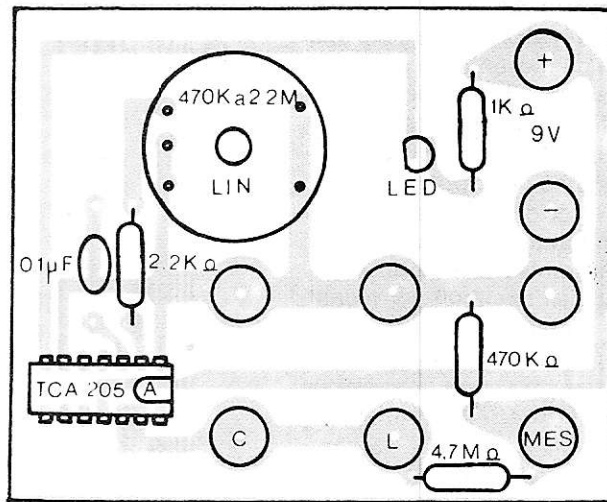


Figure 5

attaque le comparateur décidant de la présence ou de l'absence de l'oscillation. Les étages de sortie complémentaires sont capables de débiter chacun 50 mA en collecteur ouvert.

Ceci étant dit, la compréhension du très simple schéma de la **figure 3** ne pose aucun problème. En plus des éléments déjà cités, on remarque le condensateur de filtrage monté à la broche 3 et la LED de visualisation du décrochage. Un diviseur de tension prélève le signal présent aux bornes du circuit LC sans l'amortir de façon notable. La tension divisée par 10 reste très suffisante pour attaquer un oscilloscope ou un fréquencemètre à comptage, appareil maintenant assez répandu.

III) RÉALISATION PRATIQUE :

Les **figures 4 et 5** donnent les renseignements relatifs au câblage de l'appareil sur un circuit imprimé epoxy de 65 x 80 mm, conçu pour recevoir directement le potentiomètre et les huit douilles $\varnothing 4$ mm d'accès au montage, ainsi que la LED dont les pattes seront sondées longues, afin de permettre un montage aisé dans un boîtier quelconque. Les douilles pourront avantageusement servir d'entretoises pour ce montage.

IV) UTILISATION :

L'appareil étant alimenté par une tension de 9 ou 12 V (piles), on connectera l'oscilloscope ou le fréquencemètre. Les éléments L et C à mesurer étant branchés par des fils aussi courts que possible, on

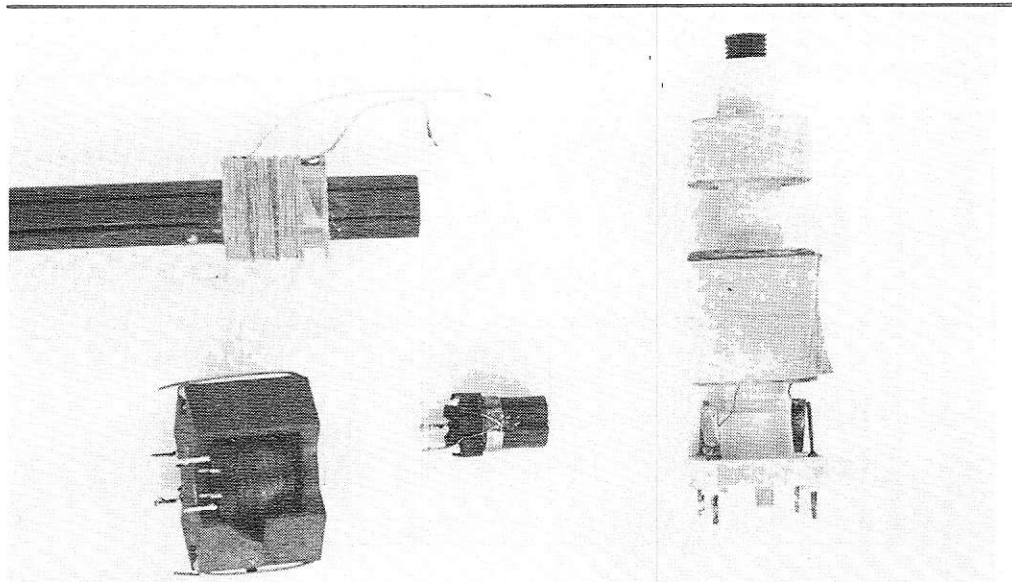


Photo C : Notre montage permet de relever les caractéristiques de circuits LC dans une longue gamme de fréquence.

tournera le potentiomètre jusqu'à l'une des positions où la LED est éteinte. On pourra alors lire la fréquence de résonance f_r . Si maintenant le potentiomètre est à nouveau tourné jusqu'au point précis d'allumage de la LED, sa position est représentative du coefficient « Q » du circuit accordé, qui pourra alors être comparé à d'autres ensembles LC résonant sur la même fréquence.

V) CONCLUSION :

Ce montage comble, à notre avis, un vide entre le travail purement intuitif et « à l'estime » sur les circuits accordés et les mesures au grid-dip. Descendant assez bas en fréquence, il peut donner de bons

résultats pour la mise au point des filtres rencontrés dans divers systèmes de transmission à sous-porteuses, que ce soit sur infrarouges, par radio, etc..., qu'il s'agisse d'ordres de télécommande, de son, de SSTV ou de données numériques.

Enfin et surtout, son prix de revient négligeable et sa simplicité de réalisation le met à la portée de tous ceux qui butent plus ou moins souvent sur des problèmes d'étalonnage de circuits accordés.

Patrick GUEULLE

LE 935 NOUVEAU MULTIMÈTRE DIGITAL 2000 Pts

QUALITÉ ET PRÉCISION
PROFESSIONNELLES

UN PRIX GRAND PUBLIC

945 F

- 2000 Pts • 3 1/2 Digits
- Précision 1.10^{-3} un an
- Resol $100 \mu\text{v}$ - $100 \text{ m}\Omega$ - $1 \mu\text{A}$
- 6 Fonctions - 29 Gammes
- Protection 1000 volts
- Affichage LCD de 13 mm très contrasté
- Autonomie 200 heures

ET EN OPTION :

SONDES TEMPÉRATURE - THT - RF 700 MHz etc... pour le 935

 DATA PRECISION

EUROTRON
INSTRUMENTATION ET SYSTEMES

34, Avenue Léon-Jouhaux, ZI 92467 ANTONY Cedex, Tél. 668 10-59 (5 lignes)



- LE PLUS PRÉCIS DES 2000 Pts DU MARCHÉ
- LE PLUS LISIBLE
- LE PLUS PRATIQUE
- LE MIEUX PROTÉGÉ
- LE MOINS CHER

AIR! TERRE! MER! Le Nouveau 585

250 MHz - 8 chiffres - Portatif

Présent partout où vous le désirez...

Applications :

- Maintenance * Contrôle
- Laboratoire * Télécoms
- * Radiotéléphones



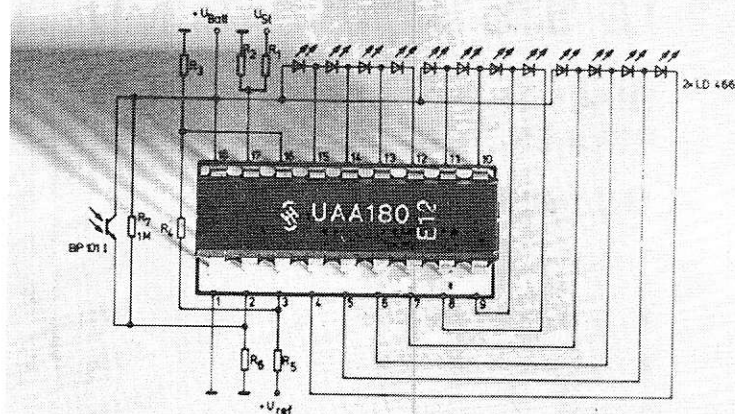
EUROTRON
INSTRUMENTATION ET SYSTEMES

34, Avenue Léon-Jouhaux, ZI 92467 ANTONY Cedex, Tél. 668 10-59 (5 lignes)

...Pour 2.780 F! HT

- * Haute résolution 0.1 et 10 Hz
- * Atténuateur 10 à 100
- * Entrée double 50Ω - $1 \text{ M}\Omega$
- * Haute stabilité
- * Batterie et secteur

Les diodes électroluminescentes (LED) représentent la solution idéale pour remplacer les différents types de voyants lumineux utilisés pour la visualisation des niveaux logiques caractérisant le fonctionnement des systèmes « tout ou rien ». Nous allons décrire ici des circuits permettant d'élargir le domaine d'application des LED à la visualisation des grandeurs analogiques habituellement mesurées à l'aide d'instruments à aiguille ou d'indicateurs à affichage numérique. Nous étudierons successivement deux types d'afficheurs linéaires à diodes et un indicateur à fenêtre permettant de situer une grandeur par rapport à une fourchette de référence.



Affichage à LED pour les grandeurs analogiques

1) AFFICHAGE LINÉAIRE PAR DÉPLACEMENT D'UN POINT LUMINEUX

Les montages que nous allons étudier ici permettent de commander l'allumage d'une LED parmi toute une rangée, sachant que le rang de cette LED dans la rangée est proportionnel à la tension d'entrée du circuit. Le point lumineux mobile ainsi créé remplace l'aiguille des classiques galvanomètres. Plusieurs couleurs de diodes étant disponibles sur le marché, il est possible de créer différentes zones à l'intérieur de la rangée, de façon à faciliter l'interprétation de la mesure (bon, mauvais, etc.).

Un circuit intégré spécial, le UAA 170 Siemens, peut avantageusement être utilisé pour ces applications. Ce composant contient un pont diviseur de précision, à prises multiples, attaquant une batterie de comparateurs recevant par ailleurs la tension d'entrée à mesurer. Un système de matricage réalise enfin l'interface entre la sortie des comparateurs et le réseau des diodes électroluminescentes, tout en

utilisant un strict minimum de broches du boîtier, (8 broches permettent d'adresser jusqu'à 16 diodes).

Deux broches sont prévues sur le circuit pour introduire deux tensions de référence fixant les limites entre lesquelles le circuit répondra de façon proportionnelle à la tension d'entrée qui, pour sa part, ne devra pas excéder 6 volts. La **figure 1** montre un branchement adapté à toutes les situations, à condition de choisir des valeurs de résistances appropriées. Le cas le plus simple consiste à prendre une tension de référence égale à la valeur maximale de la tension d'entrée. On respectera alors les formules suivantes :

$$R_2 = R_5 \text{ et } R_4 = R_3 + R_1.$$

On notera que R_3 peut être remplacée par un court-circuit ($R_3 = 0$) si l'on désire un fonctionnement linéaire à partir de zéro. Dans le cas où la tension à mesurer reste toujours supérieure à un certain seuil, ou bien si l'on désire ne visualiser qu'une partie de son domaine de variation, la tension aux bornes de R_3 fixera le « zéro vrai » de l'échelle. La **figure 2** donne un exemple pratique de montage destiné à visualiser une tension évoluant

entre 2,4 et 28 V (tension de commande de diodes varicap). Cette même figure donne également le schéma de branchement de la matrice à 16 diodes électroluminescentes qui devront, à l'intérieur d'un même groupe de 4 pièces, être de même couleur, donc de même seuil de conduction.

On remarquera que la résistance placée entre les broches 14 et 16 sert à régler la luminosité des LED ; sa valeur ne devra pas être inférieure à 3,3 k Ω . Une photorésistance peut servir à adapter la luminosité de l'affichage à l'intensité de l'éclairage ambiant.

La **figure 3** montre comment commander moins de 16 LED avec ce circuit, pour des problèmes particuliers. La configuration à 4 LED est assez intéressante, car toutes les LED ont un point commun qui est le + alimentation. Ceci permet d'exploiter le niveau logique les attaquant pour d'autres applications, sans problème de commun.

Pour ce qui est de la réalisation pratique, on se souviendra qu'il existe dans le commerce non seulement des LED « discrètes », mais aussi des barrettes de LED miniatures en ligne, fort utiles pour les cas qui nous intéressent (voir photo).

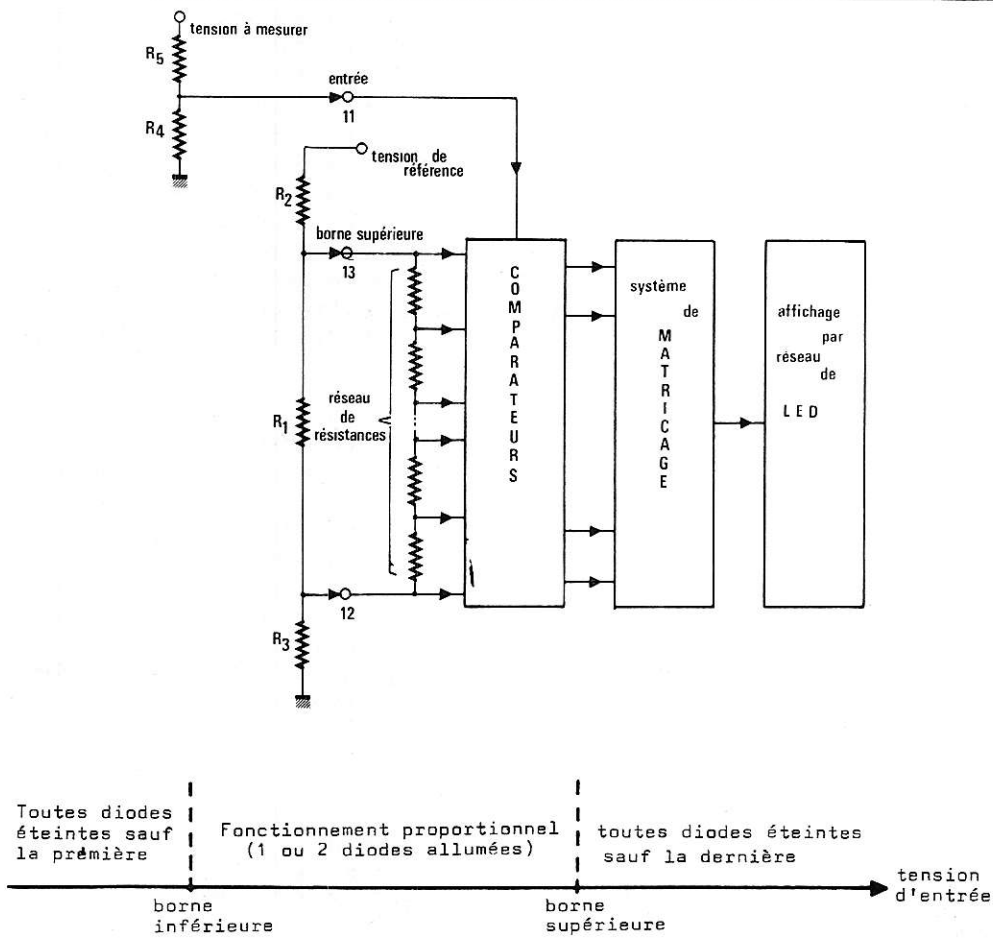
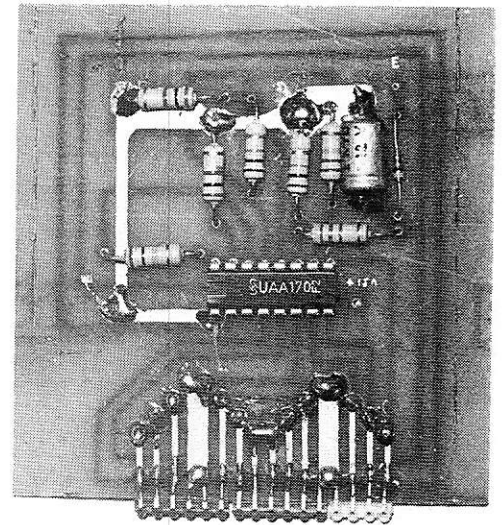


Figure 1



Un circuit utilisant le UAA 170, associé à des LED miniatures en ligne.

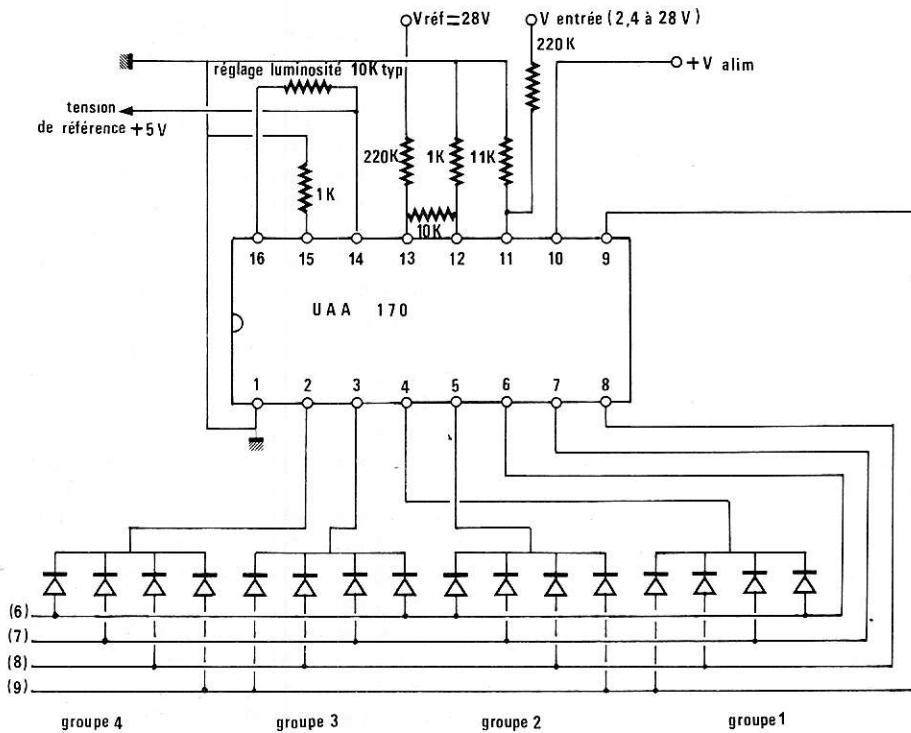
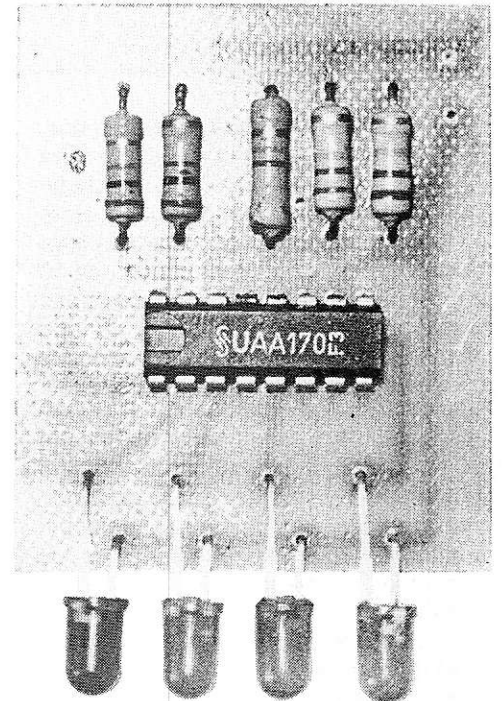


Figure 2



Un circuit utilisant le UAA 170 en montage 4 sorties à référence commune.

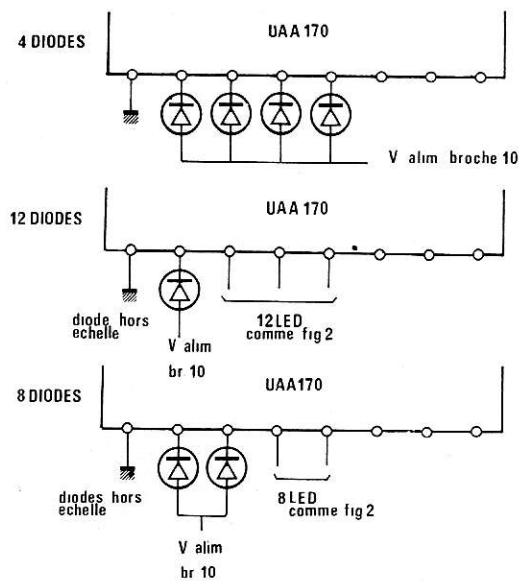


Figure 3

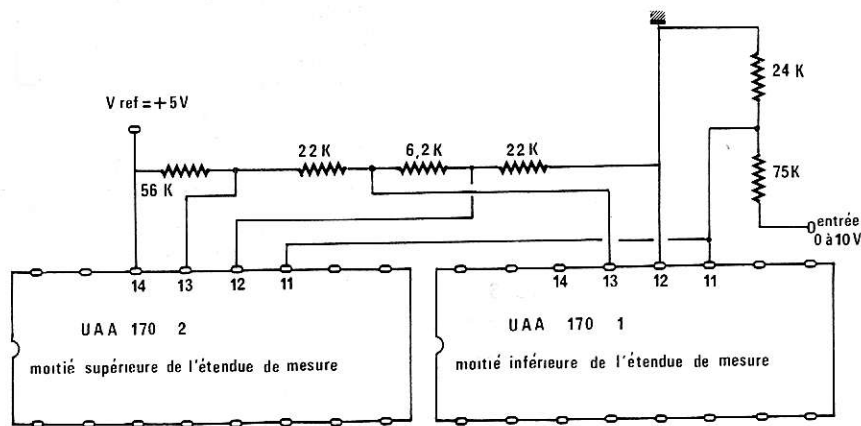


Figure 4

Il est des cas où la précision demandée, ou bien la grande étendue de mesure rendent indispensable un affichage comportant plus de 16 diodes. Il est alors possible de monter en parallèle plusieurs boîtiers UAA 170, équipés chacun de 16 LED, en échelonnant judicieusement des tensions de références maxi et mini de chacun. La figure 4 donne un exemple d'une telle réalisation. Il convient toutefois de remarquer que lorsqu'un boîtier se trouve hors gamme, il maintient l'une de ses diodes éclairée (soit la dernière soit la première suivant que le dépassement s'effectue en plus ou en moins). Il faut donc retirer de l'échelle (sans les supprimer pour autant) les diodes suivantes :

- dernière diode pour tout boîtier suivi d'un autre ;
- première diode pour tout boîtier précédé d'un autre.

Sur cette figure, on notera que la tension de référence est de + 5 V, fournie par un circuit interne au boîtier, sortant sur la broche 14.

II) AFFICHAGE LINÉAIRE PAR RUBAN LUMINEUX DE LONGUEUR VARIABLE

Il est également possible de réaliser un affichage linéaire par LED sous la forme d'un ruban lumineux de longueur variable en fonction de la tension d'entrée. Ceci signifie que, parmi les N diodes composant l'échelle, les n premières sont éclairées, n étant proportionnel à la tension d'entrée du circuit. Dans ce cas également, il est loisible d'affecter telle ou telle couleur à telle ou telle partie de l'échelle de diodes.

La figure 5 donne le schéma de branchement des diodes, qui est tout à fait différent de celui relatif au UAA 170, puisque le UAA 180 emploie un autre procédé de montage : 12 diodes se voient adressées au moyen de 12 broches, ce qui oblige à recourir à un boîtier à 18 broches. Le fonctionnement en « ruban

lumineux » ne permet pas de réduire le nombre de connexions d'adressage comme c'était le cas avec le UAA 170. Par contre, cette configuration se prête beaucoup mieux à un câblage sur circuit imprimé simple face, sans exiger aucun strap (voir photo). La figure 6 donne le schéma permettant de régler la luminosité des LED en agissant sur des générateurs de courant internes. Une commande automatique tenant compte de l'éclairage ambiant est également envisageable.

Sur la même figure se trouvent les branchements à effectuer dans le circuit « mesure ». Ceux-ci sont identiques à ceux du UAA 170, au brochage près. Les seuils haut et bas s'utilisent de la même façon, et le montage de plusieurs boîtiers en cascade est tout aussi possible. Avec le UAA 180, il n'est d'ailleurs pas nécessaire de retirer de diodes de l'échelle si l'échelonnement des seuils est correctement réalisé.

III) REMARQUE GÉNÉRALE SUR L'EMPLOI DES UAA 170 ET 180

L'un des nombreux avantages de ce type d'affichage analogique est l'absence totale d'inertie. Des variations très rapides ou très brèves peuvent aisément être décelées, alors qu'un appareil à aiguille, ou même numérique à cadencement lent, les laisseraient passer inaperçues.

Toutefois, cette caractéristique limite le champ d'utilisation de ces circuits à la mesure de **tensions continues vraies**. Si la tension d'entrée comporte une composante alternative, même de très haute fréquence, toutes les diodes correspondant à l'écart entre les crêtes positives et négatives du signal en suivront la fréquence simultanément, ce qui peut être gênant. Dans tous les cas où une composante alternative est susceptible d'être présente dans la tension d'entrée, un très énergique filtrage s'impose, beaucoup plus efficace que les réseaux simples d'intégration précédant parfois les galvanomètres. Il faut alors être conscient que l'inertie de l'ensemble cesse d'être négligeable et peut, à la limite, dépasser celle d'un appareil à aiguille. Ces considérations s'appliquent spécialement à la réalisation de VU-mètres électroniques pour équipements BF : il est possible de construire des indicateurs de grande classe, précis et à réponse rapide, à condition de soigner à l'extrême l'étude des circuits de filtrage précédant le montage.

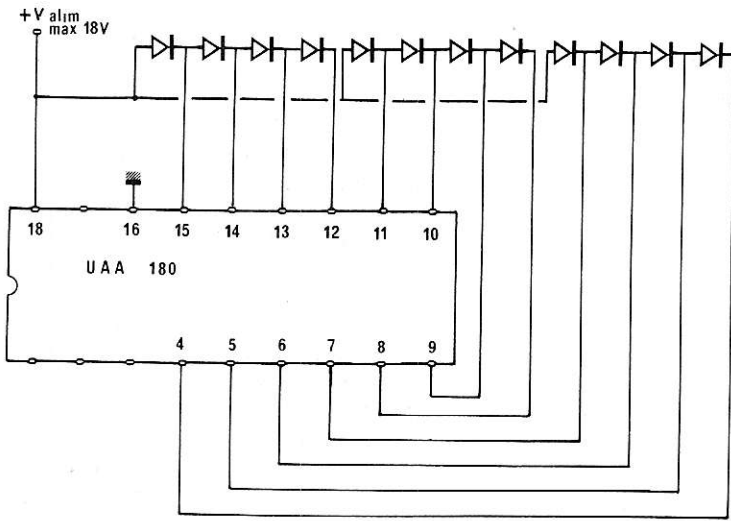


Figure 5

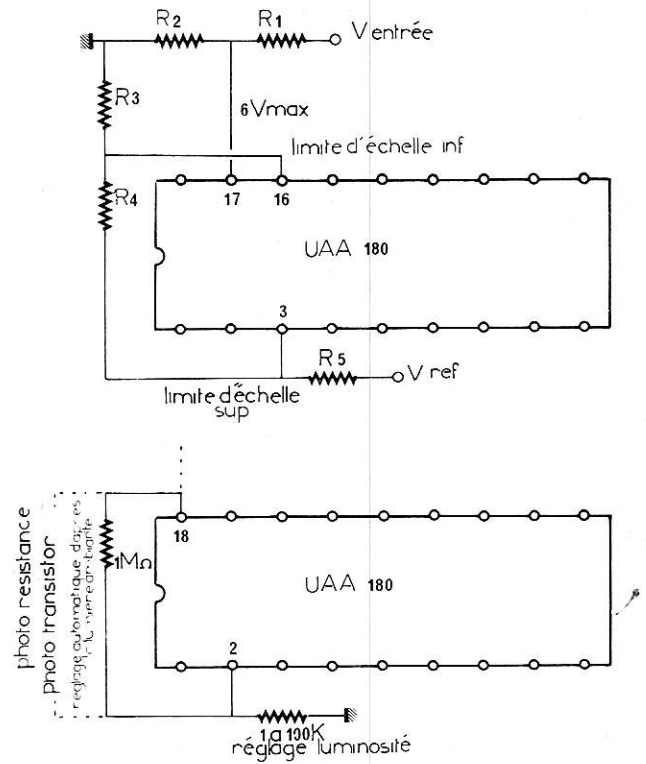
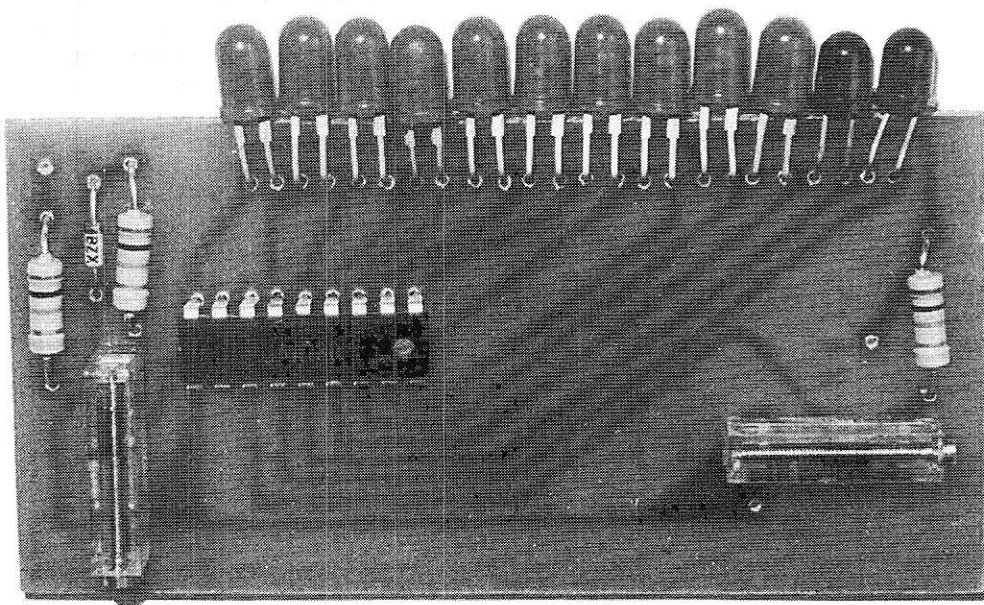


Figure 6

IV) CIRCUITS A FENÊTRE POUR VISUALISATION « TROIS ÉTATS »

Le but de ces circuits, très pratiques à l'usage est de situer une grandeur par rapport à une fourchette de référence limitée par deux valeurs. Trois indications sont disponibles: correct, trop élevé, trop faible. Les comparateurs et la logique de décodage nécessaires existent en un seul boîtier référencé TCA 965 dans la marque Siemens. La **figure 7** représente les connexions d'entrée et le branchement des tensions de référence (seuils) selon la configuration souhaitée. Il est en effet possible de fixer les deux seuils de la fourchette séparément (en veillant à leurs positions relatives) ou bien de fixer le centre de la fourchette ainsi que sa longueur. Chaque schéma a ses avantages et ses inconvénients: c'est l'application envisagée qui guidera le choix de l'expérimentateur. Les tensions fixant des seuils pourront provenir de potentiomètres de 10kΩ environ, alimentés par une tension de référence très stable disponible à la broche 10. On notera que la tension d'entrée doit toujours rester inférieure à la tension d'alimentation.



Un voltmètre 0-12 V réalisé avec le UAA 180.

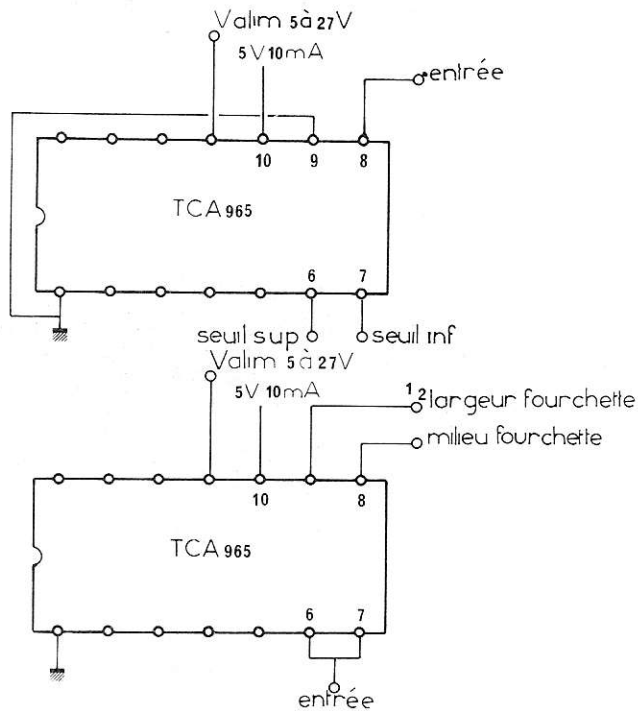


Figure 7

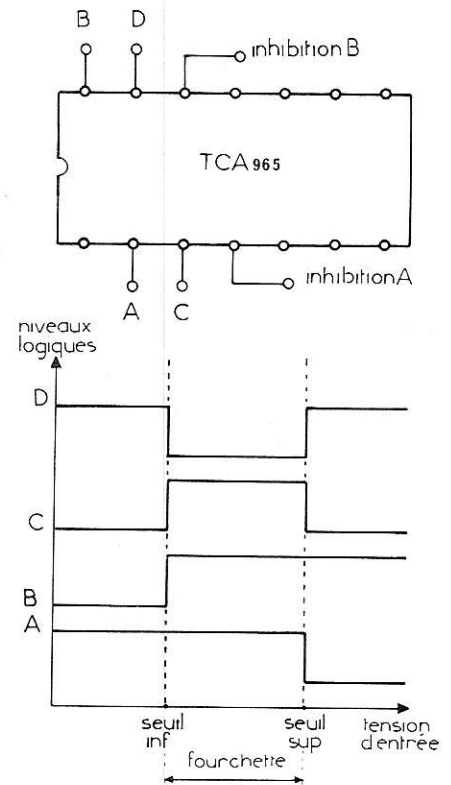
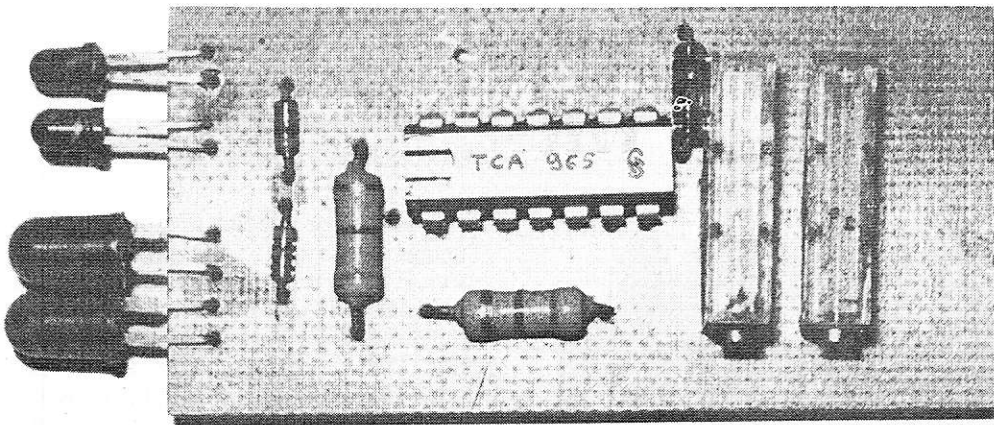


Figure 8



Un circuit de surveillance utilisant le TCA 965.

La figure 8 donne l'affectation des quatre sorties logiques dont est muni le circuit, ainsi que des commandes d'inhibition.

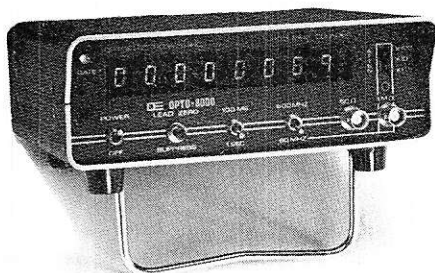
Les sorties sont toutes du type « collecteur ouvert » et peuvent donc commander des LED de signalisation, des relais, etc., raccordé au + Valim.

V) CONCLUSION

Les trois types de circuits intégrés que nous venons de présenter ici permettent de réaliser à peu de frais de nombreuses versions des systèmes d'affichage par LED de grandeurs analogiques. Ils s'apparentent aux convertisseurs analogiques-numériques en ce sens que l'indication de sortie n'est pas continue, mais quantifiée. Le choix judicieux des échelles de mesure et du nombre de diodes permet de se fixer la résolution désirée pour une mesure donnée. On notera tout de même que, selon l'écartement des seuils haut et bas, le passage d'une LED à l'autre s'effectue de façon abrupte ou bien progressive. Dans le premier cas, on est en présence d'une transition, au sens digital du terme, et dans le second, une diode s'allume tandis que l'autre s'éteint. Il appartient à chacun de déterminer quel est le fonctionnement qui répond le mieux à son problème particulier et de fixer les seuils en conséquence, tout en tenant compte de l'étendue de mesure souhaitée.

Patrick GUEULLE

FREQUENCEMÈTRES 10 Hz - 600 MHz



OPTO 8000 1A

Professionnel
10Hz - 600MHz
Base de temps :
 ± 0.1 ppm 17°C à 40°C
en kit complet
avec transfo 220 v
2188 F ttc + port
monté 2548 F ttc + port

NOUVEAU



OPTO 7000

Ultra compact
(11 x 13,5 x 4,5 cm)
10Hz - 600MHz
en kit complet
(alimentation continu)
750 F ttc + port

Option TCXO 70
base de temps ± 0.1
ppm 17°C à 40°C
600 F ttc + port

NOUVEAU



FC 50C-7208

Un succès
10Hz - 600MHz en kit complet
sans transfo 220 v
un prix stable
1190 F ttc + port

Kit de transformation FC 50C
OPTO 8000 1A 825 F ttc + port
Ce kit permet de transformer
le FC 50C en un fréquencesmètre
ayant la plupart des caractéris-
tiques de l'OPTO 8000 1A

CAPACIMÈTRE DIGITAL

une nouveauté en exclusivité



CM 1000

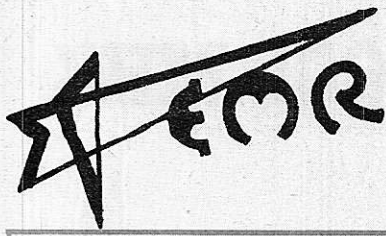
de 1 pF à 9999 uF en 4 gammes
kit complet avec transfo 220 v

1100 F ttc + port
monté : 1370 F ttc + port

port France 25 F

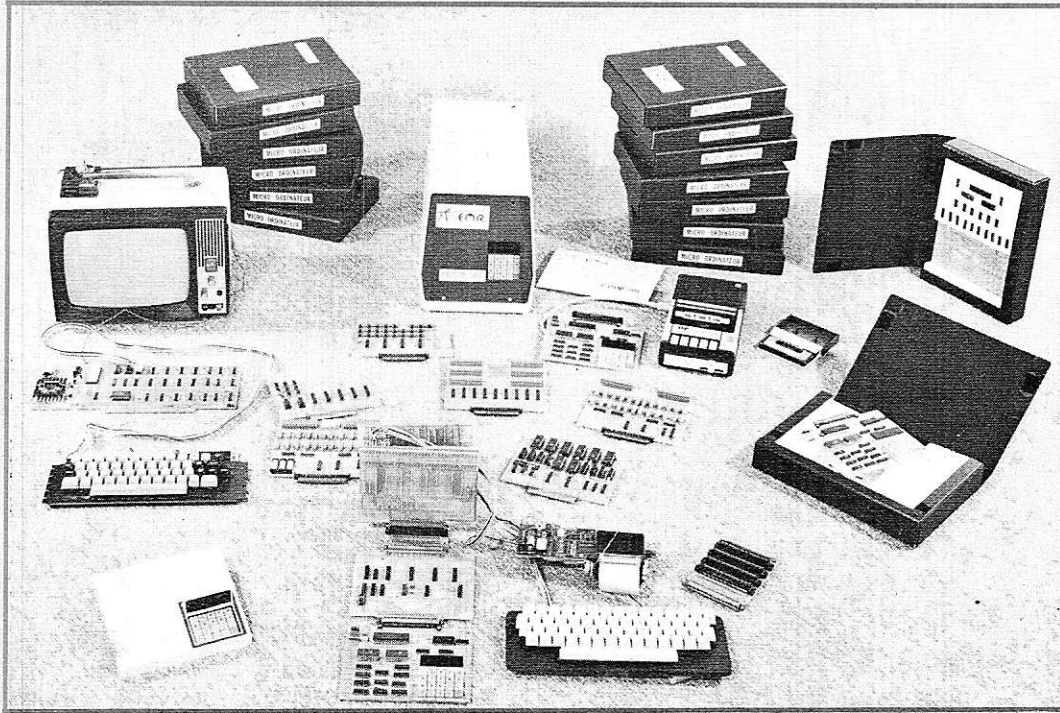
POUSSELGUES DIFFUSION ÉLECTRONIQUE

89 bis , rue de Charenton 75012 Paris - Tél. 340.23.39
du mardi au vendredi 14h à 19h, le samedi 9h30 à 12h30



LE SYSTÈME 1000

MICRO-ORDINATEUR POUR AUTOMATISME INDUSTRIEL ET DOMESTIQUE



UNITÉS CENTRALES

A) UC 1003 compatible avec le bus réduit E.M.R. 1 K PROM - 512 octets de mémoire - Prix t.t.c. **985 F** en kit.
B) ZC 1103 compatible avec le bus généralisé E.M.R. (mi-décembre).

LES MODULES MÉMOIRES

A) Carte de mémoire mixte MM 1048 - 4 K PROM - 4 K RAM version base 1 K RAM. Prix t.t.c. **790 F** (Version 1 K RAM).
B) Mémoire de masse type EL 1040 - Magnétophone à cassettes modifié pour recevoir l'interface. Prix t.t.c. **595 F**.

LE MODULE DE CALCUL

Carte de calcul FM 1080 - Spécialisée en calcul généralisé - 1 K PROM et 1 K RAM (mi-novembre).

LES MODULES D'ENTRÉE-SORTIE PARALLÈLES

A) Carte de sortie à relais CR 1036 - 27 sorties version de base. Prix t.t.c. **365 F**.
B) Carte de sortie opto SP 1098 - 32 sorties. Prix t.t.c. **1136 F**.
C) Carte d'entrée EP 1092 - 64 entrées. Prix t.t.c. **475 F**.
D) Carte industrielle isolée opto EO 1089. Prix t.t.c. **1046 F**.

LES MODULES DIVERS

A) Carte mère CM 1025 - 4 emplacements de modules. Prix t.t.c. **250 F**.
B) Carte d'extension de bus EB 1090. Prix t.t.c. **485 F**.
C) Carte à wrapper CE 1015. Prix t.t.c. **245 F**.
D) Interface boucle TY 1054 universelle. Prix t.t.c. **95 F**.
E) Coffret calculateur CC 1000. Alimentation 4 voies - 9 modules. Prix t.t.c. **865 F**.
F) Coupleur universel CU 1085 - 48 entrées/sorties programmables 1/2 K RAM. Prix t.t.c. **795 F**.

LITTÉRATURE TECHNIQUE

Cours complets en français d'introduction au micro-processeur et à la pratique de la programmation.
TROIS VOLUMES
- Initiation aux micro-processeurs et à la micro-informatique.
- Système micro-informatique.
- Application des micro-processeurs et de la micro-informatique.
Prix t.t.c. **145 F**.

ACTIVITÉ D'INGENIERIE

EMR est également un laboratoire d'étude pour des systèmes de micro-informatique, développant les études spécifiques sur demande tant sur le plan matériel que logiciel. Réalisation de devis détaillé sur cahier des charges.

VENTES PAR CORRESPONDANCE :

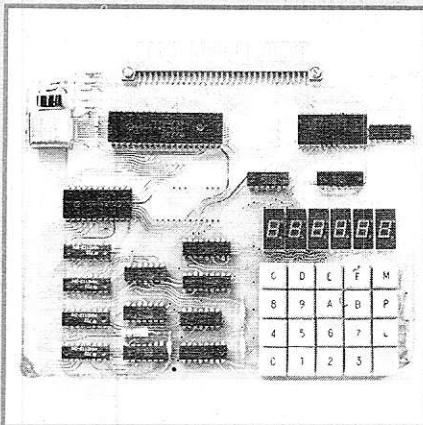
NOTICES ET TARIFS SUR SIMPLE DEMANDE

Distribué par :

- DEBELLE, 13 rue Baptiste-Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage 38600 Fontaine
- FACEN LILLE, 6, rue Emile-Rouzé 59000 Lille
- FACEN NANCY, Z.I. d'Heillecourt, 54140 Heillecourt
- FACEN ROUEN, boulevard industriel, 76800 Saint-Etienne-du-Rouvray
- FACEN STRASBOURG, Z.I. rue Vauban, 67450 Mundolsheim
- FENNER GENÈVE, 18, rue de Miremont, 1211 Genève 25
- GENERIM, avenue de la Baltique, Z.A. de Courtabœuf, B.P. 88, 91403 Orsay
- R.T.F., 73, avenue Charles-de-Gaulle, 92202 Neuilly-sur-Seine

Points micro

- 185, avenue de Choisy, 75013 Paris
- 9 bis, rue du Bas-Chamfleur, 63000 Clermont-Fd
- 6, rue de la Loi, 68000 Mulhouse
- 32, rue Oberlin, 67000 Strasbourg
- 13, rue Baptiste-Marcet, 38600 Fontaine
- 4, impasse Sylvestre, 13013 Marseille
- 5, rue Maurice Bourdet, 75016 Paris



UC 1003 - 1/2 K - ROM + 1/2 K option et 1/2 K RAM.
Prix t.t.c. **985 F**.

OFFRE EXCEPTIONNELLE
sur les cartes de calcul scientifique

Réf. FS 1080

L'analyse spectrale est une technique d'importance fondamentale en télécommunication. Autrefois, d'une application délicate et par conséquent réservée aux laboratoires d'avant garde, elle est aujourd'hui confiée à des personnels de maintenance et peut-être utilisée pour les essais de matériels sur les chaînes de fabrication. L'apparition sur le marché d'analyseur de spectre d'un emploi commode

et qui évitent les erreurs de manipulation ou d'interprétation des mesures marque une évolution dans l'utilisation de cette technique. C'est ainsi que les centres répéteurs des liaisons téléphoniques à grande distance, les relais hertziens, les stations de télécommunication par satellites, les émetteurs de radio ou de télévision, les réseaux radio publics ou privés s'équipent pour cette technique.

L'analyse spectrale

Il nous a semblé que *Radio Plans*, dans un numéro consacré à la mesure, devait donner à ses lecteurs quelques éléments sur cette question même si cela n'est pas tout à fait le domaine de l'amateur. La première partie de cet article est consacrée aux signaux (représentations, décompositions).

La seconde partie traitera de la structure et du fonctionnement simplifié des analyseurs de spectre.

I. — REPRÉSENTATION DES SIGNAUX

Il n'est pas question d'aborder ici les éléments de la théorie du signal, mais de tenter de faire entrevoir au lecteur certains résultats qui s'y rattachent.

11. — Différents types de signaux

La première classification des signaux se rapporte à la notion d'information transportée. On peut, dans cet ordre d'idée,

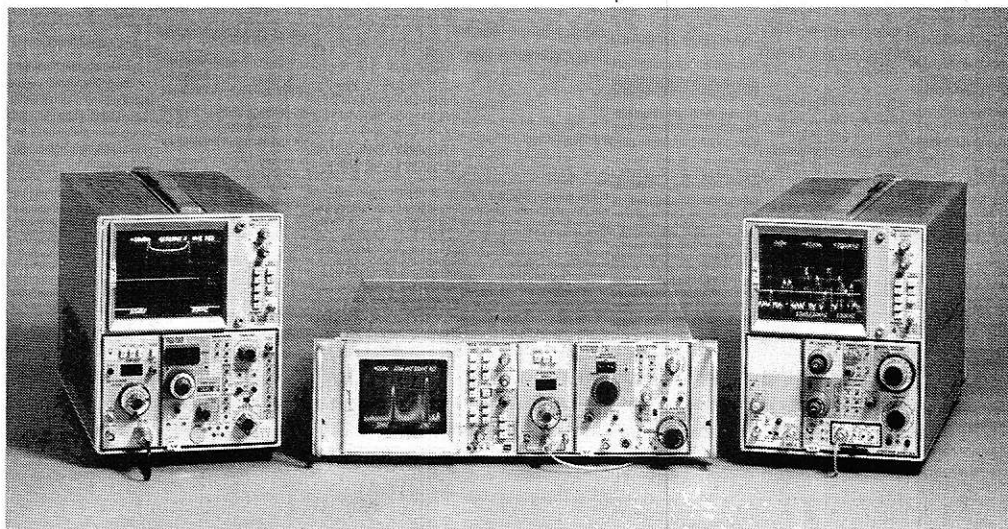


Photo 1 : les analyseurs de spectre Tektronix se caractérisent par une présentation sous forme de tiroirs adaptables sur différentes visualisations.

considérer les **signaux aléatoires** qu'il est impossible de reproduire, en particulier parce que leur valeur instantanée est soumise aux seules lois du hasard, et qui ne peuvent par conséquent contenir aucune information. Au contraire, les **signaux certains ou déterministes** peuvent parfaitement, à chaque instant, avoir des valeurs connues (en particulier par celui qui émet le signal) et significatives de l'information qu'ils transportent.

Le seul signal aléatoire que nous ayons à considérer est le **bruit** qui peut avoir deux origines : le bruit de fond qui prend nais-

sance dans les circuits et les parasites qui sont un bruit externe. Dans ces conditions, on peut réserver le terme **signal** aux signaux non aléatoires porteurs d'information. La distinction précédente portant sur la nature du signal, il est nécessaire d'en préciser la forme qui peut être analogique ou numérique. Un signal **analogique** voit ses caractéristiques (amplitude, fréquence, phase), varier de façon continue en fonction de la grandeur physique qu'il représente. Un signal **numérique** représente une grandeur physique par l'intermédiaire d'un code dont l'utilisation va donner aux caractéristiques du signal un aspect discontinu.

12. — Différentes représentations

La première notion qu'on ait d'un signal est celle de la mesure, dans le temps, d'une grandeur physique. Cette mesure est généralement traduite sous forme électrique dont la représentation directe est du type $y = f(t)$. Parallèlement à cet aspect temporel, que la plupart des lecteurs connaissent, parce que c'est celui que l'on obtient sur un écran d'oscilloscope, il est souvent intéressant d'utiliser une représentation en fonction de la fréquence (ou représentation spectrale). Celle-ci, moins familière aux amateurs, résulte en partie du fait essentiel démontré par **Fourier** : tout signal périodique de fréquence F peut être considéré comme la somme d'un nombre infini de signaux sinusoïdaux de fréquence F , $2F$, $3F$, etc., dont l'amplitude et la phase sont différentes d'un terme à l'autre.

La représentation en fonction de la fréquence s'applique aussi aux signaux non périodiques. L'opération mathématique qui permet le passage d'une représentation à l'autre est la transformation de **Fourier**. On peut considérer que les séries de **Fourier** qui s'appliquent aux signaux périodiques en sont un cas particulier.

Les signaux aléatoires sont également susceptibles d'être représentés en fonction de la fréquence. Bien que la justification mathématique soit hors de notre propos, les conséquences n'en sont pas moins remarquables. En effet, s'il est impossible de définir une valeur d'amplitude instantanée du bruit dans sa représentation directe, il est au contraire tout à fait possible de trouver une densité spectrale, exprimée en volts ou ampères par $\sqrt{\text{Hz}}$, dans la représentation indirecte en fonction de la fréquence.

Une meilleure compréhension des différents aspects d'un signal peut se faire grâce à l'interprétation graphique donnée

figure 1. L'exemple est celui d'un signal rectangulaire que nous retrouverons dans le paragraphe suivant. Contrairement à ce que pourrait laisser supposer la figure, la décomposition n'est pas limitée à trois termes (ou raies).

13. — Représentation de signaux fondamentaux

La **figure 2** donne la représentation spectrale de quelques signaux fondamentaux. Il ne sera pas tenu compte des phases respectives dans cette représentation. La comparaison du signal rectangulaire avec le signal sinusoïdal montre qu'il est équivalent à une somme de signaux sinusoïdaux de fréquence F , $3F$, $5F$, ... etc., et d'amplitudes respectives $4/\pi$, $4/3\pi$, $4/5\pi$, ... etc. L'amplitude maximale de tous les signaux considérés sur la **figure 2** est normalisée à l'unité dans la représentation directe. Pour obtenir l'amplitude réelle de chaque raie, il suffit de multiplier l'amplitude normalisée de la raie considérée sur l'amplitude réelle du signal. Ne sont représentés que les premiers termes des décompositions; il faut se rappeler qu'il y en a une infinité dont l'amplitude est décroissante plus ou moins régulièrement. Dans la décomposition du signal rectangulaire, il faut remarquer que l'amplitude maximale de la raie **fondamentale** est supérieure à celle du signal, en outre, cette décomposition ne fait apparaître que des **harmoniques** impairs.

Il convient de définir les termes « fondamental » et « harmonique ». Le fondamental est le signal sinusoïdal de la décomposition dont la fréquence est égale à celle du signal périodique considéré, c'est aussi l'harmonique un. L'harmonique trois est la raie de fréquence $3F$, l'harmonique n est la raie de fréquence nF . Certains signaux ont

une composante continue donc de fréquence nulle que l'on nomme « valeur moyenne ». Dans le cas des signaux modulés, la raie fondamentale est souvent désignée par le terme de fréquence porteuse. Les raies de la décomposition ne sont pas en général des harmoniques comme dans le cas des signaux périodiques simples. La position et le nombre de ces raies dépendent du signal de modulation et du type de celle-ci.

Examinons de plus près les signaux représentés sur la **figure 2**. En **2c**, nous trouvons la décomposition du signal triangulaire. Là encore, comme pour le signal rectangulaire, il n'apparaît que les harmoniques impairs, mais la décroissance d'amplitude est beaucoup plus rapide. Le signal de la **figure 2d** correspond à un redressement bialternance; on remarque dans ce cas la présence d'une composante continue; de plus, la décomposition ne fait apparaître que des harmoniques pairs. La **figure 2e** représente un signal plus théorique qui est le train d'impulsions de **Dirac**. L'impulsion de **Dirac** est une notion mathématique sans réalités physiques. Elle se définit comme une impulsion dont la durée tend vers zéro et l'amplitude vers l'infini, l'énergie de chaque impulsion conservant une valeur finie.

Le résultat remarquable réside dans la décomposition qui fait apparaître tous les harmoniques de $F = \frac{1}{T}$; T étant la période du train d'impulsions. Il faut noter également que l'amplitude des raies reste constante. Le signal en dents de peigne obtenu à partir du signal rectangulaire par réduction du rapport cyclique permet d'approcher le résultat précédent si la durée des impulsions est suffisamment faible devant la période. Pratiquement l'amplitude des raies diminue lorsque la fréquence augmente. La **figure 2f** représente des impulsions de durée τ et de périodicité T . Le spectre de fréquence fait apparaître des lobes dans lesquels s'inscrivent les raies de la décomposition. La position des lobes ne dépend que de la durée de l'impulsion et non de la période entre deux impulsions.

Le signal sinusoïdal modulé en amplitude est représenté sur la **figure 2g**. Son expression générale est :

$$e = E (1 + m \sin \omega t) \sin \Omega t$$

m : taux de modulation

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \text{ : fréquence de modulation}$$

$$F = \frac{\Omega}{2\pi} \text{ : fréquence de la porteuse}$$

Le résultat de la décomposition est bien connu et fait apparaître deux fréquences latérales de valeur $F + f$ et $F - f$ et dont l'amplitude dépend du taux de modulation.

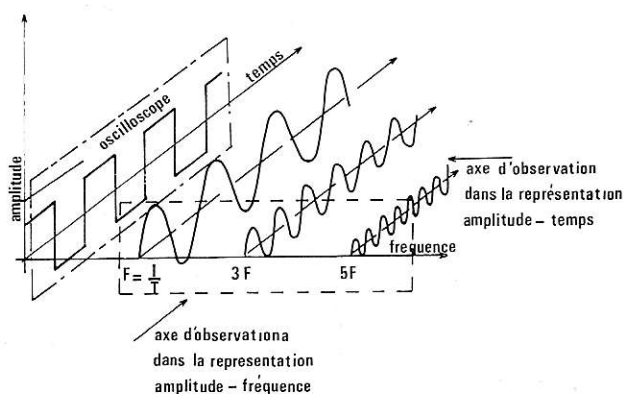
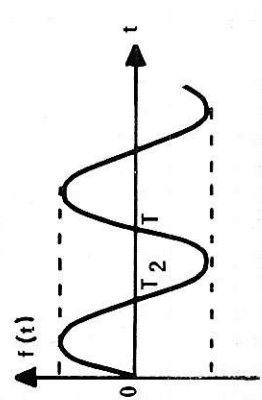
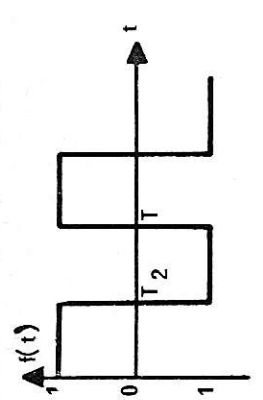
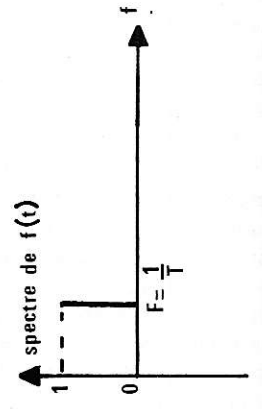


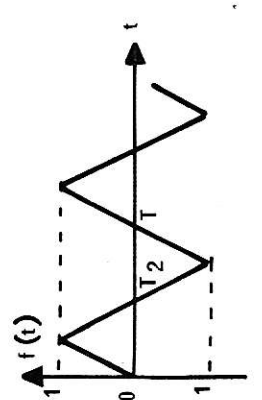
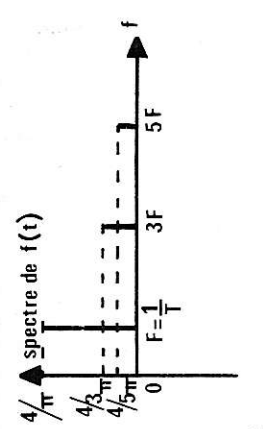
Figure 1 : le signal rectangulaire est la somme d'une série de signaux sinusoïdaux.



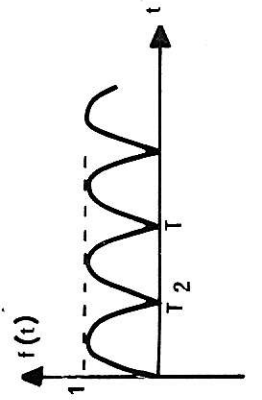
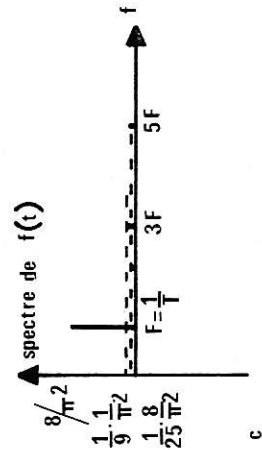
2 a



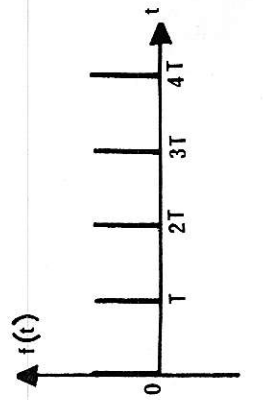
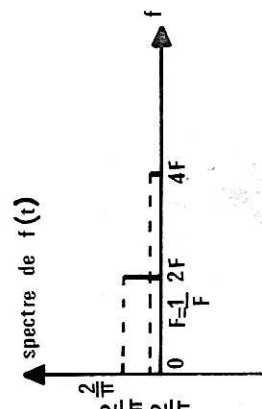
2 b



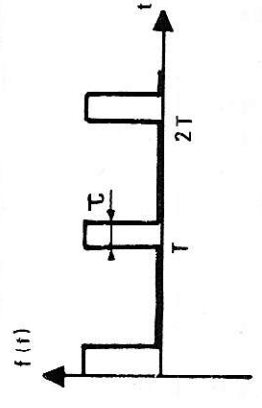
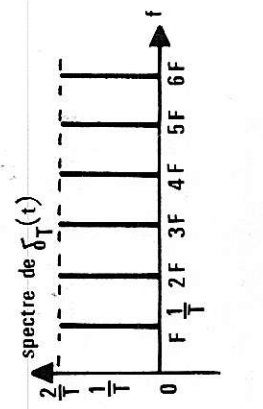
2 c



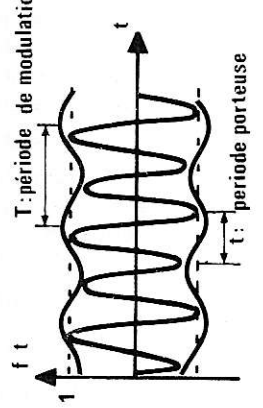
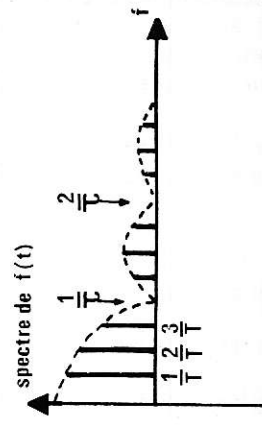
2 d



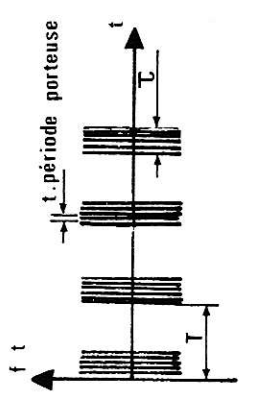
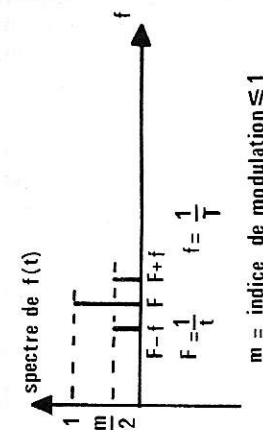
2 e



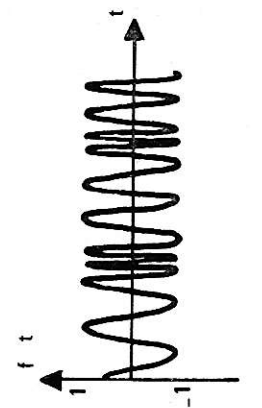
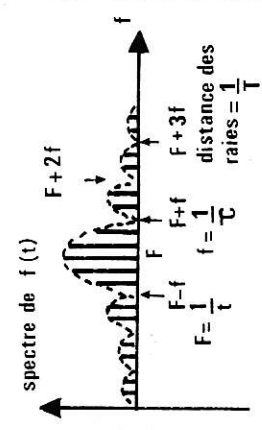
2 f



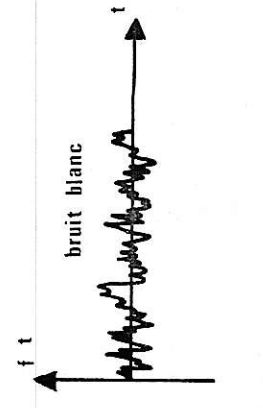
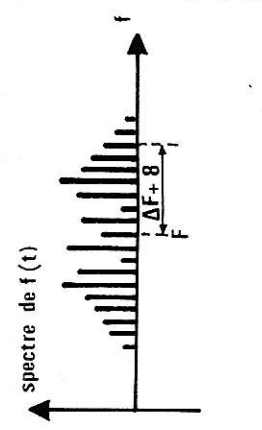
2 g



2 h



2 i



2 j

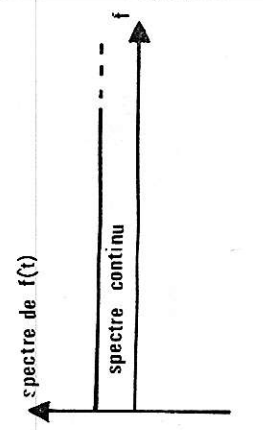


Figure 2 : représentation de signaux fondamentaux.

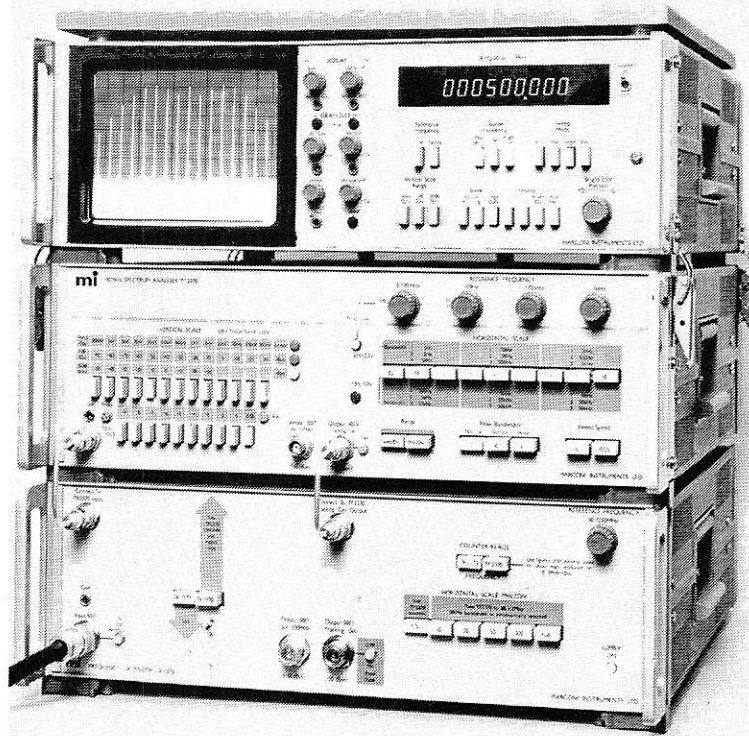


Photo 2 : analyseur de spectre TF 2370 et extension de fréquence TK 2373 de Marconi-Instruments.

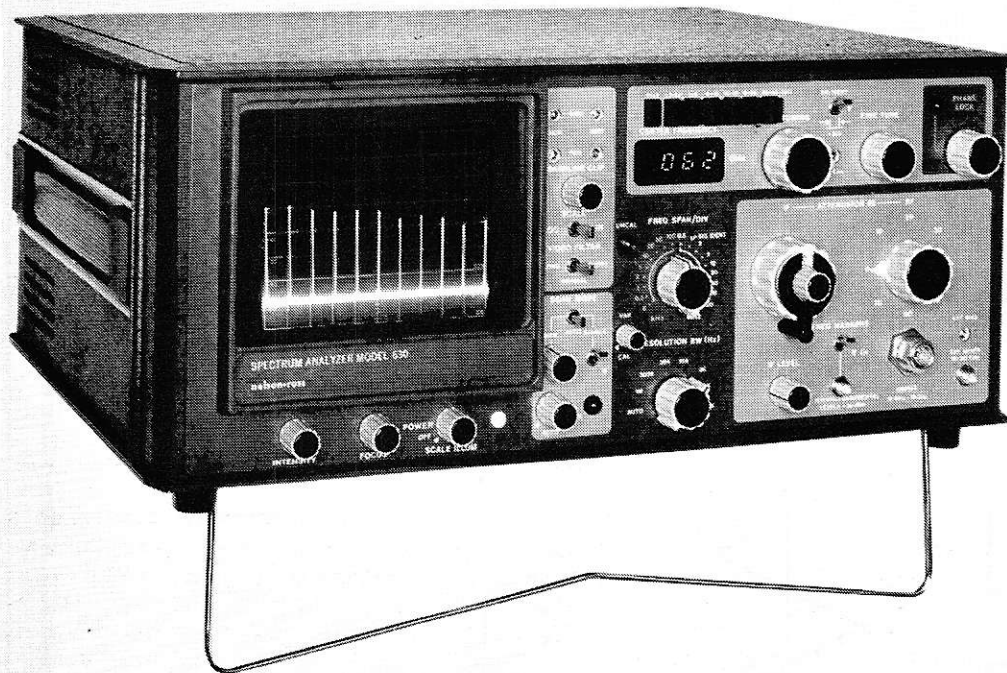


Photo 3 : l'analyseur de spectre modèle 630 de Polarad (division de Nelson-Ross).

La conséquence pratique est qu'il faut une bande passante de valeur $2f$ pour transmettre correctement un signal modulé en amplitude avec une fréquence de modulation f .

Nous trouvons à la **figure 2j** le cas d'une onde modulée en fréquence dont l'expression est :

$$e = E \sin(\Omega t + S \sin \omega t)$$

$$S = \frac{\Delta\Omega}{\omega} \text{ est l'indice de modulation}$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \text{ est la fréquence de modulation}$$

$$F = \frac{\Omega}{2\pi} \text{ est la fréquence de la porteuse}$$

Le spectre d'une onde modulée en fréquence se calcule à l'aide des fonctions de **Bessel** qui donnent le développement d'expressions de la forme $\sin(S \sin \omega t)$. On trouve dans ce cas un spectre de raies qui s'étend à l'infini, en pratique, on se limite à une bande passante de valeur :

$$B = 2(\Delta F + f) = 2f(\delta + 1)$$

ΔF : excursion de fréquence (75 kHz dans le cas de la radiodiffusion à modulation de fréquence).

f : fréquence du signal de modulation.

L'augmentation de la bande passante par rapport à la modulation d'amplitude est donc de $2\Delta F$.

Le signal de la **figure 2h** correspond au cas de la télégraphie par modulation en tout ou rien d'une porteuse (en abrégé : CW). En pratique, t qui est la période de la porteuse est fixe tandis que T et τ qui dépendent du signal de modulation sont variables. On peut remarquer les analogies entre les décompositions des **figures 2f** et **2h** (présence de lobes qui s'annulent de manière identique).

Pour terminer cette brève description d'un aspect souvent mal connu des signaux, nous donnons à la **figure 2k** la « décomposition » d'un bruit blanc. On peut remarquer que le spectre de ce bruit est continu contrairement à tous les spectres que nous avons examinés jusqu'à présent. En outre, il est constant, c'est-à-dire d'amplitude identique quelle que soit la fréquence. Un bruit rose serait également constitué par un spectre continu mais d'amplitude décroissante avec la fréquence.

L'analyse spectrale des signaux périodiques consiste à déterminer les termes de la série de **Fourier** qui donnent l'amplitude et la phase de chaque raie du spectre. Dans le cas de signaux non périodiques, le spectre n'est plus constitué de raies mais continu. Dans ce dernier cas, le calcul fait appel à la transformation de **Fourier**. Les moyens de calculs modernes sont d'un grand secours lorsque ces signaux sont compliqués mais à condition de pouvoir les représenter par une expression mathématique. Dans le cas contraire, ou lorsqu'on veut obtenir rapi-

dement un résultat, l'analyseur de spectre devient indispensable. Cet appareil montre l'équivalent dans le domaine fréquence de ce que donne l'oscilloscope dans le domaine temporel (figure 1).

II. — CONSTITUTION ET FONCTIONNEMENT DE L'ANALYSEUR DE SPECTRE

Il existe principalement deux méthodes d'analyse spectrale :

- Utilisation de correlateurs-transformateurs de Fourier numériques; ces appareils de laboratoire sont extrêmement puissants et permettent une analyse très fine de signaux absolument quelconques pourvu que la fréquence maximale demeure inférieure à quelques mégahertz.
- Les dispositifs à filtre balayé sont mieux adaptés à l'analyse de signaux périodiques dans une gamme de fréquence étendue. Ce procédé permet en effet l'analyse à des fréquences de plusieurs dizaines de gigahertz.

21. — Le filtre balayé

Ce dispositif est représenté dans un rectangle à la figure 3, Il est constitué d'un mélangeur, d'un oscillateur à fréquence variable commandé par une tension (V.C.O.) et d'un amplificateur à fréquence intermédiaire de sélectivité importante. Une telle disposition rappelle un récepteur de radio superhétérodyne qui aurait trois particularités :

- Un amplificateur F.I. à bande passante étroite ne dépassant pas quelques dizaines de hertz contre les 10 kHz habituels en modulation d'amplitude.
- Un oscillateur local dont la fréquence est commandée par une tension, ceci ne constituant pas à proprement parler une particularité puisqu'on trouve de plus en plus des récepteurs à accord par varicap.
- L'absence de circuits de présélection ou d'étage d'amplification HF sélective.

Le fonctionnement est le suivant : supposons que l'oscillateur soit commandé par une tension continue V_{01} , il délivre sur sa sortie un signal de fréquence fixe F_{01} qui est appliqué sur l'une des entrées du mélangeur. Si, sur la seconde entrée du mélangeur, on fournit un signal extérieur de fréquence F_{e1} , telle que $F_e = F_{01} \pm F_I$, le résultat du mélange, c'est-à-dire F.I. est amplifié par les étages suivants. Par contre, tout signal extérieur de fréquence, différente de F_{e1} donnera en sortie du mélangeur une fréquence différente de F.I. qui sera donc très atténuée par la sélectivité de l'amplificateur à fré-

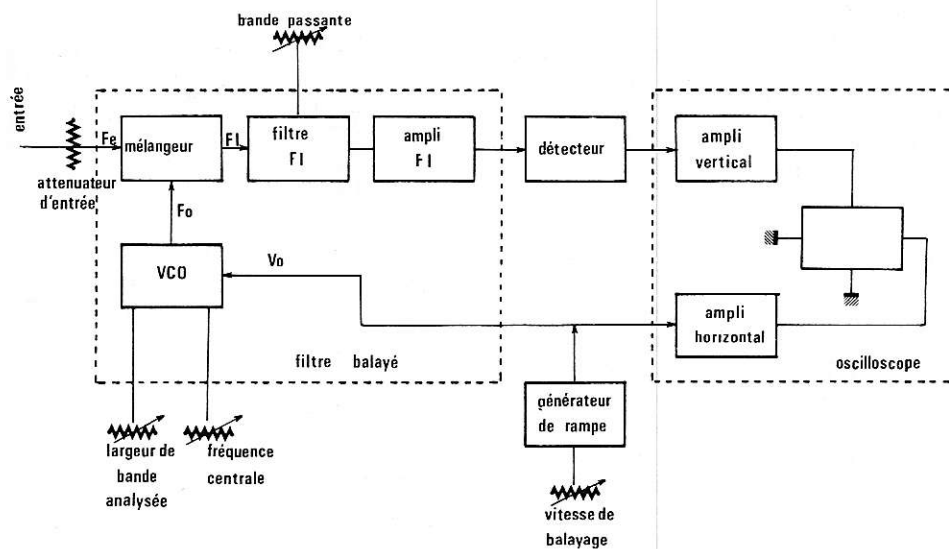


Figure 3 : principe d'un analyseur de spectre.

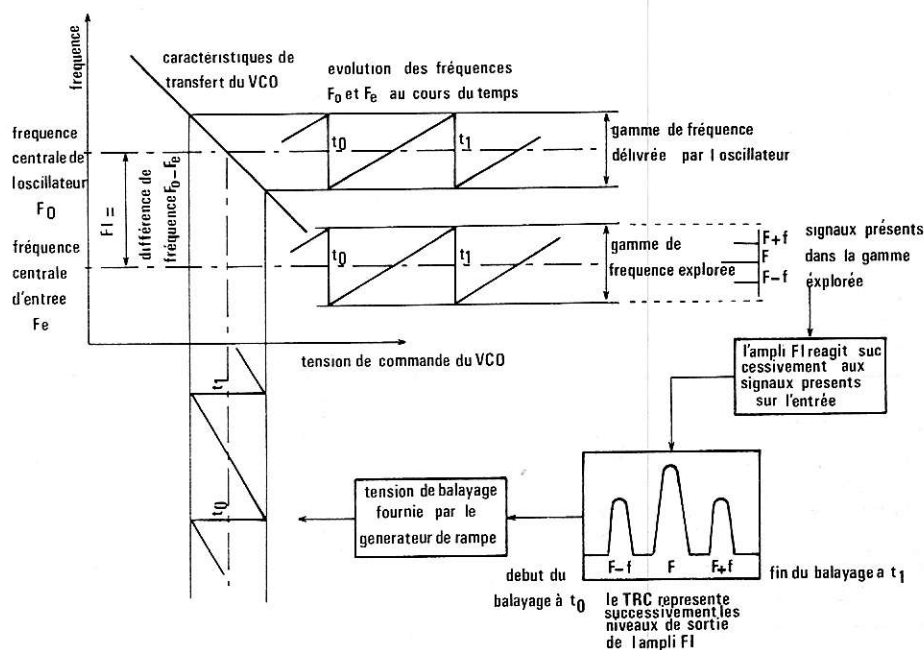


Figure 4 : graphique de fonctionnement.

quence intermédiaire. Supposons maintenant que la tension de commande de l'oscillateur soit modifiée et prenne la valeur V_{02} , la nouvelle fréquence d'oscillation sera F_{02} et sélectionnera une fréquence d'entrée F_{e2} de façon à avoir comme résultat du mélange la même fréquence F.I. Il faut remarquer que l'amplitude du signal de sortie du mélangeur est proportionnelle à chaque instant à l'amplitude du signal d'entrée du mélangeur (F_e) à condition que l'oscillation soit d'amplitude constante et les caractéristi-

ques du mélangeur indépendantes de la fréquence. Si à l'entrée on applique **simultanément** des signaux de fréquences différentes $F_{e1}, F_{e2}, \dots, F_{en}$ et d'amplitude $V_{e1}, V_{e2}, \dots, V_{en}$, en commandant l'oscillateur par une tension variable V_0 (par exemple une rampe de tension), on obtient **successivement** en sortie la fréquence intermédiaire avec des amplitudes $V_{F1}, V_{F2}, \dots, V_{Fin}$. Si la tension qui commande l'oscillateur est en dents de scie, le processus sera répétitif. La figure 4 résume ce fonctionnement.

22. — Analyseur de spectre à filtre balayé

La réalisation d'un analyseur de spectre simplifié comporte en plus du filtre balayé, un oscilloscope dont la base de temps est inutilisée. Une détection fait suite à l'amplificateur intermédiaire et délivre une tension proportionnelle à l'amplitude du signal à la fréquence FI. Cette tension est appliquée sur l'entrée verticale de l'oscilloscope. Un générateur délivre une tension en dents de scie qui commande d'une part l'oscillateur, d'autre part l'amplificateur horizontal de l'oscilloscope. De cette façon, l'accord du filtre balayé et le déplacement horizontal du spot sur l'écran du tube cathodique varient en synchronisme. En admettant que la variation de tension en dents de scie qui provoque le déplacement du spot sur toute la largeur de l'écran soit ΔV_0 , elle commande en même temps une variation de fréquence ΔF_0 de l'oscillateur. Il en résulte à l'entrée un balayage d'une bande de fréquence :

$$\Delta F_e = \Delta F_0 \pm F.I.$$

Les signaux dont la fréquence est comprise dans ΔF_e seront donc visualisés avec leurs amplitudes respectives, sous forme de déplacements verticaux du spot.

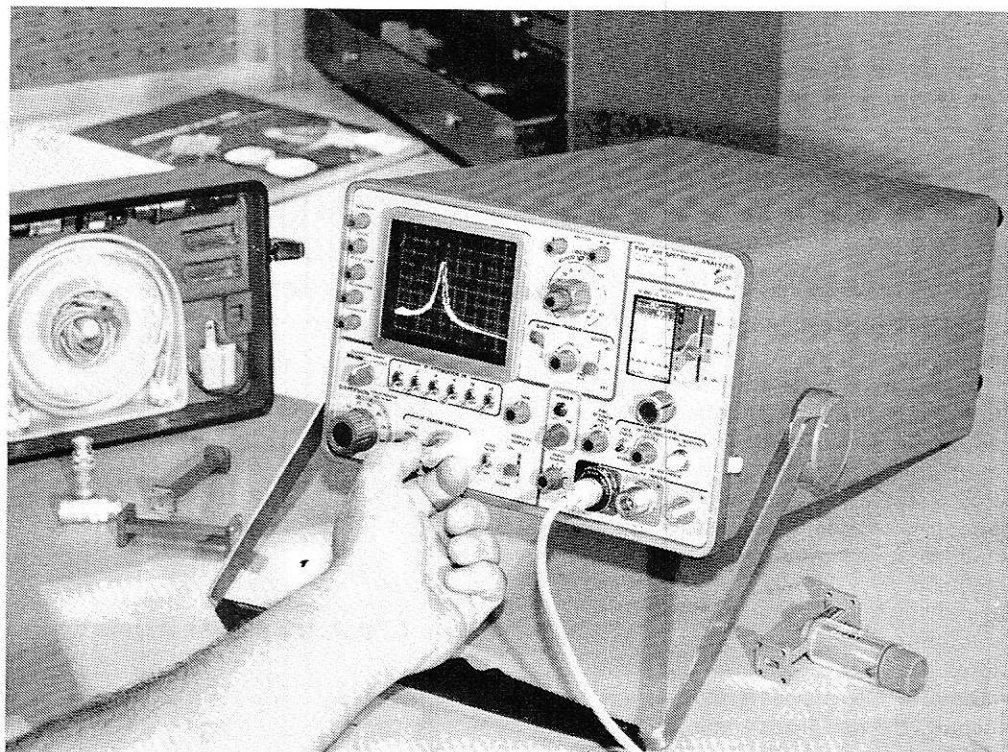


Photo 4 : l'analyseur de spectre modèle 491 de Tektronix.

TABLEAU I. — Principaux fabricants et modèles d'analyseurs de spectre disponibles en France.

Constructeurs	Distributeurs	Modèles	Gamme	Résolution	Fréquence-mètre	Remarques
AILTECH	AILTECH-FRANCE 71, bd National 92250 LA GARENNE COLOMBES	707 727	1 MHz à 12,4 GHz 1 MHz à 20 GHz	10 Hz 10 Hz	5 digits 5 digits	Tube à mémoire ou à persistance, extension de fréquence à 40 GHz par mélangeur externe
CUSHMAN	RACAL-DANA Instruments S A 91, route des Gardes 92190 MEUDON	CE 15	1 MHz à 1 GHz	100 Hz	3 digits	Récepteur AM/FM incorporé
INTEGRA-MICROWAVE	SALIES S A 65-67, av Jean-Jaurès 91122 PALAISEAU	SA 2000 SA 2000 A	1 GHz à 18 GHz 4 GHz à 26 GHz		5 digits 5 digits	
HEWLETT-PACKARD	HEWLETT-PACKARD France B P 6 91401 ORSAY CEDEX	3585 A 8566 A	20 Hz à 40 MHz 100 Hz - 226 MHz	3 Hz 10 Hz	paramètres de mesure affichés	Automatiques et programmables
MARCONI-INSTRUMENTS	MARCONI-INSTRUMENTS 32, av des Ecoles 91600 SAVIGNY-SUR-ORGE	TF 2370	30 Hz à 110 MHz	1 Hz	9 digits	Mémoire numérique Générateur de poursuite incorporé Extension en niveau (TK 2375) et en fréquence à 1,25 GHz (TK 2373)
POLARAD	SPEKTRIX 34, bd du 11-Novembre 95220 HERBLAY	632 A-1 640 A	100 kHz à 2 GHz 10 MHz à 18 GHz	300 Hz 300 Hz	3 1/2 digits 3 1/2 digits	Mémoire numérique et générateur de poursuite en option Extension de fréquence à 40 GHz par mélangeur externe
TEKTRONIX	TEKTRONIX 21 de Courtabœuf Av du Canada B P 13 91401 ORSAY CEDEX	7L 5 7L 13 7L 18 491	20 Hz à 5 MHz 1 kHz à 1,8 GHz 1,5 GHz à 18 GHz 10 MHz à 40 GHz	10 Hz 30 Hz 30 Hz 1 kHz	paramètres de mesure affichés sur l'écran	Mémoire numérique sans mémoire mémoire numérique NOMBREUX ACCESSOIRES EN OPTION

Un analyseur de spectre complet contient de nombreux circuits annexes qui facilitent son exploitation et améliorent les performances. La variation de fréquence peut suivre une loi linéaire ou logarithmique. La détection peut également être linéaire ou logarithmique. L'amplificateur à fréquence intermédiaire possède une sélectivité très grande (bande passante de quelques hertz) et souvent variable.

La valeur de la fréquence intermédiaire est généralement de l'ordre de 200 MHz à 2 GHz afin d'éliminer les composantes indésirables à la sortie du mélangeur. On vérifie en effet, et ce résultat s'applique aussi aux récepteurs de trafic, que si la valeur de la fréquence intermédiaire est supérieure à la plus grande fréquence à recevoir, la protection contre les signaux indésirables est excellente.

Malheureusement, cette solution nécessite un oscillateur local dont la gamme de fréquence est :

$$\Delta F_0 = F.I. + \Delta F_e$$

Considérons par exemple un analyseur destiné à couvrir la gamme 100 kHz à 1,8 GHz, la valeur de la F.I. doit être supérieure à 1,8 GHz, prenons 2 GHz, la gamme de fréquences de l'oscillateur devra être 2 GHz à 3,8 GHz. La vitesse de balayage est très faible pour obtenir une résolution (aptitude à séparer deux raies consécutives) élevée. Cette faible vitesse impose des écrans à persistance élevée ou à mémoire. La technique actuelle consiste à utiliser des mémoires numériques qui stockent l'image présentée sur l'écran. Ceci permet de choisir indépendamment la vitesse d'acquisition en mémoire et la vitesse de balayage de l'écran. Un microprocesseur interne gère l'ensemble des opérations de mémorisation et d'affichage, il peut également effectuer certaines commandes ou choisir des caractéristiques (bande passante, vitesse d'acquisition) en fonction de la position des commandes accessibles (gamme, fréquence centrale). Le microprocesseur peut en outre se charger des calculs de la valeur moyenne, les comparaisons de fréquence et de niveau.

En résumé, les caractéristiques des circuits d'un analyseur de spectre sont les suivantes :

- Amplificateur à fréquence intermédiaire élevée et à bande passante étroite.
- Mélangeur à très large bande.
- Oscillateur très stable et de grande pureté capable de couvrir une gamme de fréquence importante et de valeur élevée.
- Balayage très lent nécessitant un tube à mémoire ou une mémoire numérique.
- Etalonnage permettant des mesures précises de fréquence et de niveau.

Le **tableau 1** donne les caractéristiques des principaux modèles commercialisés en France.

23. — Analyseur de spectre simplifié : le contrôleur panoramique

Ainsi que l'a montré le paragraphe précédent, l'analyseur de spectre est un appareil aussi facile à utiliser qu'un oscilloscope, mais dont la structure interne est très compliquée. Le contrôleur panoramique peut être considéré comme une version très simplifiée, réalisable par un amateur suffisamment outillé. Les premières expérimentations pouvant conduire à la réalisation d'un contrôleur panoramique nécessitent un récepteur de radio, de préférence à lampes, et un oscilloscope. Un récepteur à lampes est préférable car les performances du mélangeur sont très supérieures à celles d'un récepteur à transistor.

De plus, la courbe de réponse de l'amplificateur à fréquence intermédiaire est plus facilement modelable pour obtenir une faible bande passante. La **figure 5** donne le schéma des différents branchements. Les opérations sur le récepteur sont les suivantes :

- Réalignement de la F.I. pour obtenir une courbe de réponse pointue.
- Adjonction d'une commande de fréquence sur l'oscillateur local.
- Suppression de l'étage d'amplification HF. Voyons quelles performances on

peut espérer du dispositif précédent. La relation qui exprime la sélectivité apparente ou la résolution est la suivante :

$$R = [B^2 + 0,195 \left(\frac{F}{TB}\right)^2]^{+1/2}$$

Cette relation, donnée par Tektronix montre que la résolution dépend de la bande passante de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, mais aussi de la largeur de bande analysée et du temps d'analyse.

Supposons que nous ayons une bande passante de 500 Hz une vitesse de balayage de 100 ms et une largeur de bande explorée de 100 kHz. La résolution sera :

$$\begin{aligned} R &= [B^2 + 0,195 \left(\frac{F}{TB}\right)^2]^{+1/2} \\ &= [500^2 + 0,195 \left(\frac{10^5}{0,1 \cdot 500}\right)^2]^{+1/2} \\ &= [25 \cdot 10^4 + 0,195 \left(\frac{10^{10}}{25 \cdot 10^2}\right)]^{+1/2} \end{aligned}$$

$$R \approx 1 \text{ kHz}$$

Un contrôleur panoramique présentant les performances ci-dessus permet de visualiser des fréquences espacées d'au moins 1 kHz. Pour une bande analysée de 100 kHz, ceci constitue déjà un résultat appréciable.

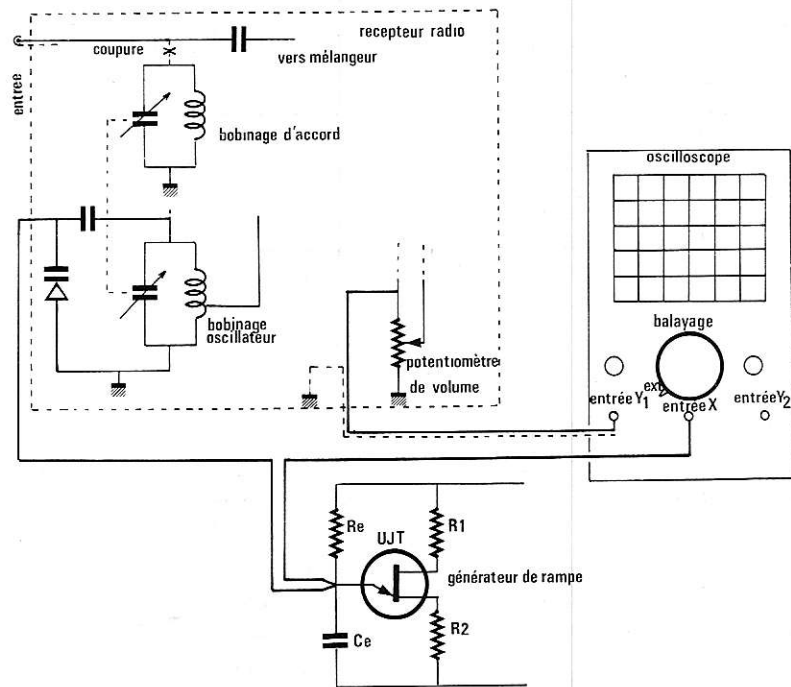


Figure 5 : Projet de contrôleur panoramique simplifié.

III. — APPLICATION DE L'ANALYSEUR DE SPECTRE

31. — Domaines d'utilisation

L'analyseur de spectre peut remplacer de nombreux appareils de mesure. On peut faire une première distinction suivant la gamme de fréquences couvertes par l'appareil. Ainsi, le modèle 5 L4 N de Tektronix qui couvre de 20 Hz à 100 kHz est plus spécialisé dans le domaine des basses fréquences. Le modèle 7L 18 de la même marque (1,5 GHz à 60 GHz) est destiné aux hyperfréquences. Le TF 2370 de Marconi Instruments (30 Hz à 110 MHz) et le HP 3585 A (20 Hz à 40 MHz) de Hewlett Packard, permettent des mesures en haute et basse fréquences. Nous renvoyons le lecteur au **tableau 1** qui résume les principales caractéristiques des appareils proposés par le marché de l'instrumentation. D'une façon générale, un analyseur de spectre pourra remplacer tout ou partie des appareils suivants :

- hypsomètres sélectifs (mesure sélective de niveau);
- psophomètres sélectifs (mesure sélective de bruit);
- distorsiomètres;
- modulomètres;
- fréquencemètres;
- ondemètres et mesureur de champ.

C'est déjà impressionnant mais si on ajoute un générateur de poursuite (Tracking generator) qui peut exister dans l'analyseur ou bien être proposé en option, il devient possible d'utiliser l'analyseur comme un vobuloscope, un banc d'alignement haute ou très haute fréquence, impédancemètre, réflectomètre. On peut, sans crainte, affirmer qu'il y a autant de possibilités nouvelles sur un analyseur de spectre comparé à un oscilloscope qu'il y en a entre un oscilloscope et un contrôleur universel.

32. — Exemples

La **photographie n° 5** montre une fréquence pure sur 144 MHz, le balayage est de 100 kHz/div. et le niveau de -10 dBm (soit 70 mV puisque 0 dBm = 1 mW sur 50 Ω).

La **photographie n° 6** représente une porteuse de 54 MHz modulée en amplitude par un signal à 11 KHz, le balayage est de 10 kHz/div. Les bandes latérales sont à -23 dB par rapport au niveau de la porteuse, ce qui correspond à un taux de modulation :

$$m \% = \frac{2}{10^{\frac{23}{20}}} \times 100 = 15 \%$$

La **photographie n° 7** montre une porteuse de 54 MHz modulée en amplitude par un signal de fréquence 3 kHz. Le balayage

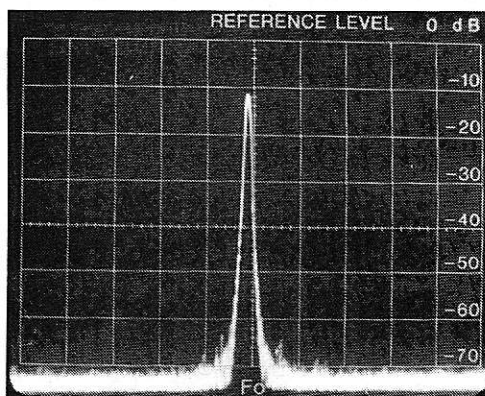


Photo 5 : fréquence pure.

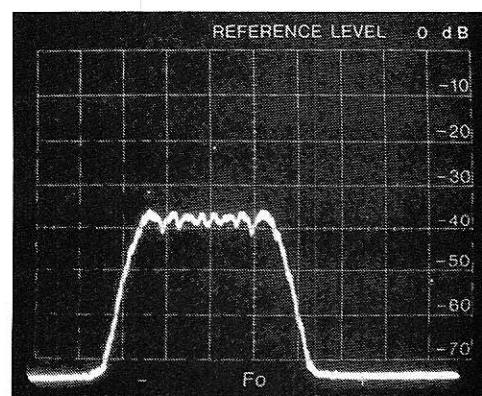


Photo 9 : observation de la bande de fréquence occupée par un signal modulé en fréquence.

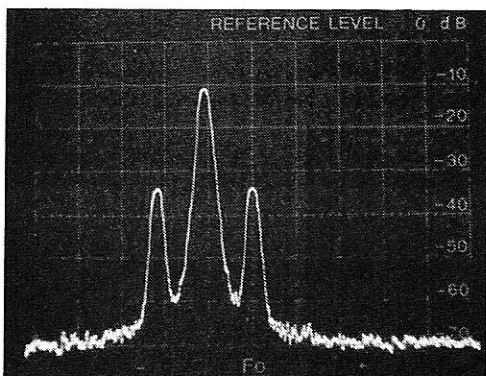


Photo 6 : signal modulé en amplitude.

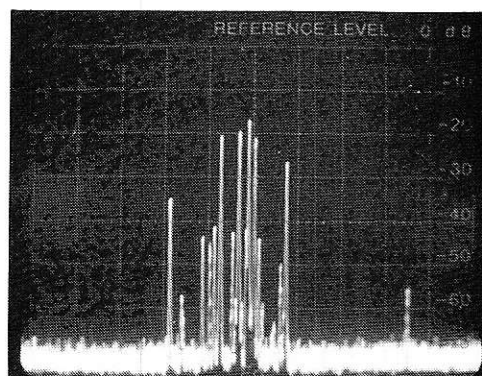


Photo 10 : émission dans la gamme FM.

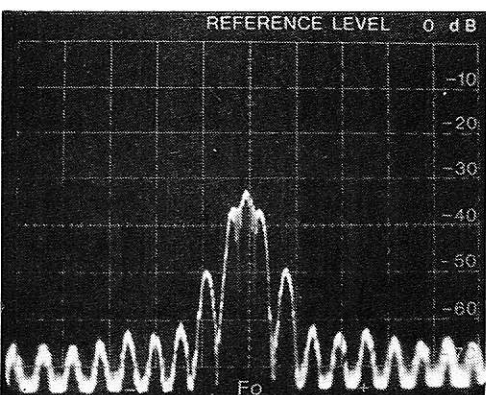


Photo 7 : surmodulation en amplitude.

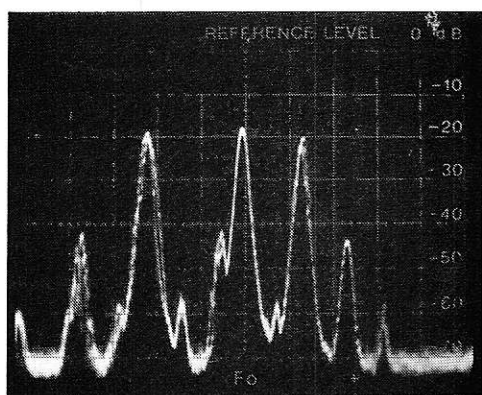


Photo 11 : examen détaillé (1 MHz/div.) vers 100 MHz.

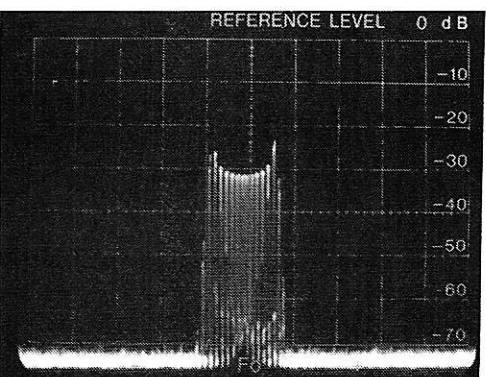


Photo 8 : signal modulé en fréquence.

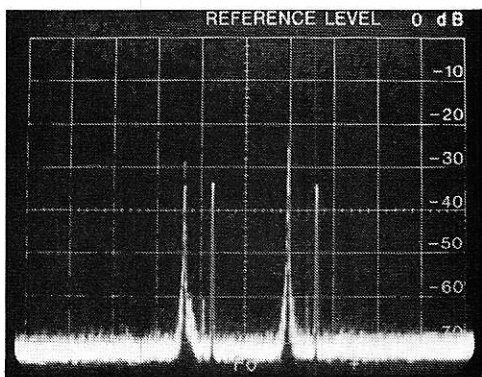


Photo 12 : canaux TV n° 40 et 43.

est de 10 kHz/div. On peut vérifier qu'il y a surmodulation caractérisée par la présence de fréquences latérales multiples de 3 kHz par rapport à la porteuse (danger d'interférences avec les émetteurs de fréquences voisines).

La **photographie n° 8** représente une porteuse à 144 MHz modulée en fréquence avec une excursion de 35 kHz. La fréquence de modulation est de 2 kHz et le balayage de l'analyseur est de 100 kHz/div. On obtient une largeur de bande de 1,5 div. soit environ 150 kHz, cette valeur correspond au double de la bande passante adoptée en pratique :

$$B = 2 (\Delta F + f)$$

$$B = 2 (35 \text{ kHz} + 2 \text{ kHz})$$

$$B = 74 \text{ kHz}$$

La **photographie n° 9** représente un signal modulé en fréquence avec une excursion de 10 kHz et une fréquence de modulation de 1,5 kHz. Le balayage est en position 10 kHz/div. avec filtre vidéo de l'analyseur en service. Ce filtre a pour effet de diminuer la résolution et de faciliter l'examen de la largeur de bande occupée par le signal.

On peut aussi visualiser sur un analyseur une gamme de fréquence. C'est ainsi que la **photographie n° 10** représente les signaux collectés par une antenne V.H.F.

La fréquence centrale est à 100 MHz, le balayage est de 10 MHz/div. On peut facilement repérer les émetteurs de la gamme MF (88 à 108 MHz). Les deux fréquences à gauche correspondent à des canaux hors de la gamme précédente (police municipale ou sapeurs-pompiers). La fréquence la plus à droite correspond à une émission dans la gamme V.H.F. aviation (vers 135 MHz). La **photographie n° 11** correspond à la même fréquence centrale mais le balayage est de 1 MHz/div. On retrouve les trois principales émissions de la photographie précédente. Sur cette position, la résolution insuffisante ne permet pas de reconnaître une modulation en fréquence.

La **photographie n° 12** représente les canaux de télévision n° 40 et n° 43. On trouve dans l'ordre :

canal 40	Image 623,25 MHz
	Son 629,75 MHz
Fréquence centrale	≈ 637 MHz
canal 43	Image 647,25 MHz
	Son 653,75 MHz

Les photographies précédentes ne donnent qu'un bref aperçu des applications de cet appareil dans le domaine des signaux analogiques. L'orientation actuelle vers les transmissions numériques rendra l'utilisation de l'analyseur beaucoup plus fréquente, voire indispensable.

Jean-Michel MALFERIOL

L'auteur remercie les représentants des firmes Ailtech, Marconi-Instruments, Polarad et Tektronix pour les documents qui lui ont permis de réaliser cet article.

TOUS LES RELAIS

RADIO-RELAIS

18, RUE CROZATIER

75012 PARIS

Tél. 344.44.50

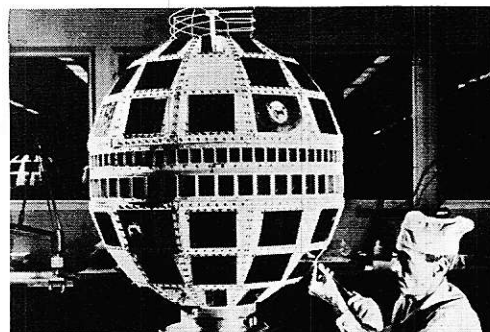
R.E.R. - GARE DE LYON

SALON DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Comme chaque année
votre mensuel

RADIO PLANS

Sera présent au salon des
composants électroniques.
Notre stand portera sur le
plan du salon la référence
P.9 (zone presse).



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 - Radiodiffusion - 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 - Photo-Électricité - Photo-Électrocinéma - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automatismes - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation - Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'information (Calculateurs et Ordinateurs) - Physique électronique 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 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
	■ 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 - Services» 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 8^e - Tel. 225 74 65
Métro : Saint Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs Elysees

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 technique privé spécialisé à distance

RECHERCHONS :

JEUNE COLLABORATEUR

Technicien en électronique

3 500 F maximum

ayant la pratique du travail en laboratoire
et connaissances en dessin technique (implantation circuit imprimé)
pour tous renseignements supplémentaires
Ecrire au journal (ne pas téléphoner)

Tous ces appareils sont chez

acer

<p>VOBULATEUR LEADER</p>  <p>LSW 220. TV-FM. Gamme de fréquence : 2 à 250 MHz. Balayage : 20 MHz max. Tens de sortie : 0 à 10 mV PROMOTION 2 270 F</p>	<p>GENERATEUR HF VOC</p>  <p>Heter Voc 3. 6 gammes de 100 kHz à 30 MHz Tension de sortie de quelques μV à 100 mV réglable par double atténuateur Prix 765 F</p>	<p>GENERATEUR BF LEADER</p>  <p>LAG 26. 20 Hz à 200 kHz en 4 gammes. Tension de sortie : 5 V eff. Distors. : < 0.5 % jusqu'à 20 kHz. Prix 926 F</p>	<p>DISTORSIOMETRE LEADER</p>  <p>LDM 170. Gamme : 0.3. 1.3. 10. 30. 100 %. Fréquence 20 Hz à 20 kHz. 1 mV à 300 V eff 12 calibres Prix 3330 F</p>	<p>DIP-METRE VOC</p>  <p>DIP-VOC. Ondemètre Générateur de marquage. Fréquence-mètre. Mesureur de champ. De 700 kHz à 250 MHz en 7 gammes. Prix 705 F</p>	<p>MIRE 886 A COULEUR CENTRAD</p>  <p>Secam 625 lignes. Fr. UHF de 500 à 560 MHz. Converg. image blanche, rouge et verte. barre de coul. vertic. Complète. très bon rapport qualité/prix. Prix 3469 F Mod. 886C. Caractér. ident.. couplée avec l'oscill 774D Prix 3116 F</p>
<p>VOBULATEUR LEADER</p>  <p>LSW 250 avec marqueur. TV-FM. Fréquence de 2 à 250 MHz Balayage 20 MHz maxi. Tension de sortie : 0 à 50 mV. Fréquence du marqueur : 2 à 250 MHz Prix 3428 F</p>	<p>GENERATEUR BF A FAIBLE DISTORSION LEADER</p>  <p>LAG 125. 10 Hz à 1 MHz en 5 gammes. Tension de sortie : 3 V eff./600 Ω. Distorsion : 0.02 % Prix 3610 F</p>	<p>GENERATEUR FM stéréo LEADER</p>  <p>LSG 231. Porteuse 100 MHz + 1 MHz. Signal 19 kHz \pm 2 Hz. Séparation D/G : 50 dB. Prix 2640 F</p>	<p>TRANSISTOR TESTER PANTEC</p>  <p>Contrôle l'état des diodes, transistors et FET, NPN, PNP, en circuit sans démontage. Prix 329 F</p>	<p>GRIP-DIP ELC</p>  <p>GD 743. Gamme de fréquence de 300 kHz à 200 MHz Emission pure ou HF modulée Av accessoires . . . 446 F</p>	<p>ALIMENTATIONS STABILISEES VOC</p>  <p>Lecture tension et courants-galvanom. VOC AL 3. 2 à 15 V. 2 A Prix 388 F VOC AL 4. 3 à 30 V. 1.5 A Prix 455 F VOC AL 5. 4 à 40 V. réglable de 0 à 2 A. Prix 645 F VOC AL 6. De 0 à 25 V. Réglable de 0 à 5 A Prix 825 F VOC AL 7. 10 à 15 V. 12 A Prix 998 F SERIE PS. Tension de sortie 12.6 V. PS 1. 2 amp . . . 149 F PS 2. 3 amp . . . 189 F PS 3. 4 amp. . . 215 F PS 3 A. 4 amp. av. galvanomètres . . . 248 F</p>
<p>MILLIVOLTMETRE ALTERNATIF LEADER</p>  <p>LMV 181 A. 100 μV à 300 V 5 Hz à 1 MHz. Sortie amplifiée 1 V eff./600 Ω Prix 1 281 F</p>	<p>GENERATEUR BF LEADER</p>  <p>LAG 120. 10 Hz à 1 MHz en 5 gammes. Tens. de sortie : 3 V eff./600 Ω. Distorsion : 0.05 % Prix 1 850 F</p>	<p>GENERATEUR DE FONCTIONS BK 3010</p>  <p>Signaux sinus., carrés, triangulaires. Fréquence 0.1 à 1 MHz Temps de montée < 100 nS. Tension de calage réglable. Entrée VCO permettant la vobulation. Prix 1634 F</p>	<p>TESTEUR TRANSISTORS ELC</p>  <p>TE 748. Vérification en/et hors-circuit. FET, thyristors diodes et transistors PNP ou NPN Prix 223 F</p>	<p>BANC DEPANNAGE VOC</p>  <p>VOC 1. Equipé avec 1 plan de travail avec éclairage. 1 générateur BF à points fixes 1 alimentation stabilisée Prix 795 F</p>	<p>ALIMENTATIONS STABILISEES ELC</p>  <p>AL 745 A Tension réglable de 3 à 15 V Contrôle par Vu-mètre Sorties flottantes Intensité réglable de : à 3 A Contrôle par ampèremètre. D i m : 180x75x120 mm Poids : 3 kg Prix 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 Alm 110/220 V. D 265x165x200 mm Poids : 4.4 kg Prix 960 F</p>
<p>MILLIVOLTMETRE 2 CANAUX LEADER</p>  <p>LMV 186 A/B. 100 μV à 300 V (A). 150 μV à 500 V (B) Fréq. : 5 Hz à 500 kHz Prix 2710 F</p>	<p>GENERATEUR BF VOC 5</p>  <p>10 Hz à 1 MHz Distorsion < 0.1 %. Tension sortie sinus 0 à 7 V rectangle 0 à 10 V. Prix 1410 F</p>	<p>GENERATEUR DE FONCTIONS NEWTRONIC</p>  <p>100 P. Fréquences de 2 Hz à 2 MHz. Ampli + 18 V/cc maxi. Atténuateur de 0 à 60 dB Sortie TTI Prix 2928 F</p>	<p>TESTEUR TRANSISTORS BK</p>  <p>BK 510. Très grande précision. Contrôle des semi-conduct en/et hors-circuit Indication du collecteur. émetteur, base Prix 1124 F</p>	<p>VOC 2. Générateur BF. Aliment. stabilisée de 3 à 30 V. 1.5 A. Lecture sur un galvanom. commut. (tens. et cour.) SIGNAL TRACER sensibilité réglable. Prix 1380 F</p> <p>VOC 3. Pour logique et opérationnel. Générateur d'impulsions : 1 Hz, 10 Hz, 100 kHz Révélateur d'état logique. Alm. TTL 4.5, 5.5 V. Alm. différent. + 5 à + 20 V. - 5 à - 20 V. Prix 1380 F</p>	<p>ALIMENTATIONS STABILISEES ELC</p>  <p>AL 745 A Tension réglable de 3 à 15 V Contrôle par Vu-mètre Sorties flottantes Intensité réglable de : à 3 A Contrôle par ampèremètre. D i m : 180x75x120 mm Poids : 3 kg Prix 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 Alm 110/220 V. D 265x165x200 mm Poids : 4.4 kg Prix 960 F</p>
<p>GENERATEUR HF LEADER</p>  <p>LSG 16. 100 kHz à 100 MHz. Harmonique 300 MHz Tens de sortie : 0.1 V eff. Modulation : interne à 1 kHz Prix 934 F</p>	<p>GENERATEUR BF VOC</p>  <p>Mini VOC 3. Fréquence de 20 Hz/200 kHz Sinusoïdale et rectangulaire Tension de sortie 10 V/600 Ω Distors < à 0.05 % Prix 970 F</p>	<p>SIGNAL-TRACER VOC</p>  <p>Signal VOC. Très simple d'emploi. Indispensable pour le dépannage radio. Position HF et BF. Prix 412 F</p>	<p>DIPMETRE LEADER</p>  <p>LDM 815. Fréq. de 1.5 à 250 MHz Modul 2 kHz Belle présentat.. facile d'emploi. Prix 664 F</p>	<p>MINI-MIRE 382 CENTRAD</p>  <p>819/625 lignes UHF Polarité + ou - conver Aliment. 9 V par piles. Prix 1350 F</p>	<p>ALIMENTATIONS STABILISEES ELC</p>  <p>AL 745 A Tension réglable de 3 à 15 V Contrôle par Vu-mètre Sorties flottantes Intensité réglable de : à 3 A Contrôle par ampèremètre. D i m : 180x75x120 mm Poids : 3 kg Prix 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 Alm 110/220 V. D 265x165x200 mm Poids : 4.4 kg Prix 960 F</p>

CREDIT. — Reportez-vous à nos conditions générales de vente

Malgré nos stocks importants. une rupture d'approvisionnement est toujours possible. Dans ce cas. prévoir des délais.

EXPÉDITIONS PARIS-PROVINCE
ULTRA-RAPIDES

VENTE PAR CORRESPONDANCE :

acer-mesure

42, rue de Chabrol, 75010 PARIS

Tél. : 770.28.31

C.C.P. 658-42 PARIS

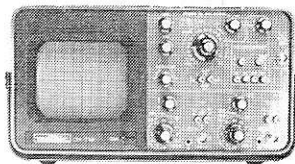
Métro Poissonnière, Gares du Nord et de l'Est.
Ouvert de 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h 30
Lundi de 14 h à 19 h 30 Fermé le dimanche.

CATALOGUE MESURE

Nous vous enverrons notre catalogue
« mesure » et nos conditions
très spéciales contre 5 F en timbres.

acer le salon permanent de la mesure

MétriX



OX 712 B. Double trace 15 MHz.
1 mV à 50 V/div Balayage 0.55 à 0.5 μ S/div

4527^F

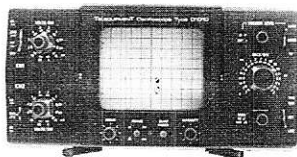
OX 713 B. Double trace 15 MHz.
10 mV à 20 V/div Balayage 0.55 à 0.5 μ S/div

4057^F

BAREME DE CREDIT

	COMPTANT	12 mois	18 mois	21 mois
OX 712 B	927,00	337,59	235,00	205,75
OX 713 B	857,00	300,39	209,16	183,16

Télééquipement



GRUPE TEKTRONIX Nouvelle gamme D 1000

D 1010. Double trace 10 MHz
5 mV à 20 V/div Tension maxi 500 V
Balayage 0.2 S à 0.2 μ S/div
Temps de montée 40 nS en $\times 5$

2920^F

D 1011. Double trace 10 MHz
1 mV à 20 V/div Balayage 0.2 S à 0.2 μ S
à 0.2 μ S. Temps de montée 40 nS en $\times 5$
Déclenchement TV ligne et trame

3231^F

D 1015. Double trace 15 MHz
5 mV à 20 V/div Balayage 0.2 S à 0.2 μ S/div
Temps de montée 40 nS en $\times 5$
Déclenchement TV ligne et trame

3880^F

D 1016. Double trace 15 MHz
1 mV à 20 V/div Balayage 0.2 S à 0.2 μ S/div Temps de montée 40 nS en $\times 5$ Déclenchement TV ligne et trame

4464^F

D 61. Double trace 10 MHz
10 mV à 5 V/div Balayage 100 nS

3000^F

D 65. Double trace 15 MHz
1 mV à 50 V/div Balayage 40 nS

5200^F

D 67 A. Double trace 2 \times 25 MHz
10 mV/cm à 50 V/cm Double base de temps

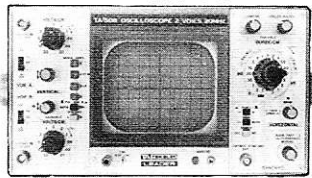
8140^F

BAREME DE CREDIT

	COMPTANT	12 mois	18 mois	21 mois
D 1010	620,00	216,66	151,03	132,32
D 1011	731,00	235,27	163,95	143,62
D 1015	780,00	291,08	202,70	177,51
D 1016	964,00	328,28	228,53	200,11
D 61 A	600,00	216,66	151,03	132,32
D 65	1100,00	384,09	267,28	233,99
D 67 A	1640,00	607,00	422,29	369,55

GARANTIE ! Voir nos conditions très spéciales

Leader



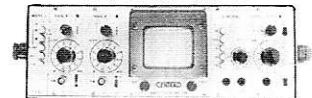
TA 508 -. Double trace 2 \times 20 MHz
10 mV à 20 V/div Base de temps 0.5 μ S à 200 μ S/div Temps de montée 17 nS Synchro normal automat et TV

3763^F

BAREME DE CREDIT

	COMPTANT	12 mois	18 mois	21 mois
TA 508	763,00	281,79	196,24	171,86

Centrad



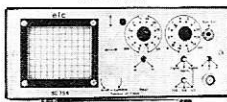
774 D. Double trace 2 \times 15 MHz
5 mV à 20 V/div Base de temps 5 mS à 1 μ S/div Temps de montée 35 nS synchro normal automat et TV

3116^F

BAREME DE CREDIT

	COMPTANT	12 mois	18 mois	21 mois
774 D	716,00	225,98	157,49	137,97

Elc



SC 754. Simple trace 12 MHz
Special TV. 5 mV à 20 V/div Temps de montée 35 nS Synchro interne, externe normal TV ligne et trame

1764^F

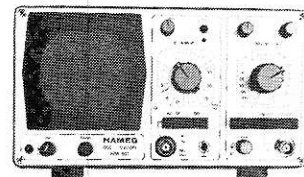
BAREME DE CREDIT

	COMPTANT	12 mois	18 mois	21 mois
SC 754	364,00	132,96	92,91	81,50

ACCESSOIRES POUR OSCILLOSCOPES

KIT. 2 cables 50 Ω (2 \times 1,20 m). 2 fiches bananes 3 fiches BNC. 2 pointes de touche. 2 pinces croco. 1 adaptateur BNC-BNC 125 F
Sondes ELC combinées $\times 1$ et $\times 10$ 190 F
CENTRAD. Sacoche pour 774 D 400 F
HAMEG.
H/ 20. Adaptateur BNC Banane 47 F
H/ 22. Charge de passage (50 Ω) 88 F
H/ 23. Pré-atténuateur 2 1 BNC BNC 123 F
H/ 30. Sonde atténuatrice 10 1 94 F
H/ 39. Sonde démodulatrice 111 F
H/ 32. Câble de mesure BNC Banane 52 F
H/ 33. Câble de mesure BNC HI 52 F
H/ 34. Câble de mesure BNC-BNC 52 F
H/ 35. Câble de mesure avec sonde 1 1 94 F
H/ 36. Sonde atténuatrice 10 1/1 1 211 F
H/ 37. Sonde atténuatrice 100 1 258 F
H/ 38. Sonde atténuatrice 10 1 (200 MHz) 294 F
H/ 43. Sacoche de transport (312 412 512) 141 F
H/ 44. Sacoche de transport (307) 129 F
H/ 47. Visière 41 F
H/ 48. Table roulante pour tous types 646 F
H/ 55. Testeur de semiconducteurs 24 F
H/ 68. Traceur de courbes 987 F
H/ 62. Calibrateur 1 758 F
H/ 64. Commutateur (4 canaux) 1 940 F

Hameg



HM 307 -. Simple trace 10 MHz
5 mV à 20 V/div Base de temps 0.25 à 0.5 μ S/div Temps de montée 35 nS

1445^F

HM 312/7 -. Double trace 2 \times 10 MHz
Sensibilité 5 mV/cm à 20 V/cm Base de temps 0.2 S à 0.5 μ S/div Temps de montée 35 nS Synchro TV trame

2446^F

HM 412/3 -. Double trace 2 \times 20 MHz
Tube 8 \times 10 cm Temps de montée 17 nS Sensib. 5 mVcc-20 Vcc/cm 12 mV non calibré Balayage retardé. 100 nS à 1 S Synchro TV

3269^F

HM 512/7 -. Double trace 2 \times 50 MHz
Ligne à retard 95 nS Base de temps 100 nS à 2 S/div Temps de montée 7 nS Sensibilité 5 mVcc-20 Vcc/cm Ecran 8 \times 10 cm Tens accel 12 kV

5045^F

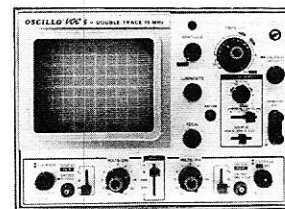
HM 812 -. Double trace 2 \times 50 MHz
A mémoire analogique. Sensibilité 5 mV/div Tens accélération 8.5 kV

16150^F

BAREME DE CREDIT

	COMPTANT	12 mois	18 mois	21 mois
HM 307	295,00	109,70	76,76	67,37
HM 312	496,00	184,11	128,43	112,56
HM 412	669,00	244,58	170,40	149,27
HM 512	1045,00	374,79	260,83	228,35
HM 812	3650,00	1165,40	809,78	708,44

Voc



VOC 4 -. Tube \varnothing 75 mm Sensibilité
10 mV/div Base de temps

1350^F

relaxée
VOC 5 -. Double trace 15 MHz
Sensibilité 10 mV Base de temps 0.5 S à 5 μ S Synchro TV

3580^F

VOC 6 -. 2 \times 15 MHz.
10 mV à 50 V/div Base de temps 1 μ S à 0.5 S/div Temps de montée 17 nS

3205^F

BAREME DE CREDIT

	COMPTANT	12 mois	18 mois	21 mois
VOC 4	300,00	100,40	70,30	61,73
VOC 5	780,00	263,18	183,33	160,57
VOC 6	705,00	235,27	163,95	143,62

CATALOGUE MESURE

contre 5 F en timbres.

Vente par correspondance : 30 % à la commande, le solde contre remboursement.

ATTENTION! Pour éviter les frais de contre-remboursement, nous vous conseillons de régler vos commandes intégralement (y compris frais de port) sur la base forfaitaire suivante : par S.N.C.F. 50 F (assurance comprise). En contre-remboursement : 65 F.

Pour l'ouverture d'un dossier de CREDIT, il suffit de présenter une quittance de gaz ou d'électricité et une feuille de paie. Nous envoyons sur simple demande un dossier très simple à remplir. Taux de crédit 17.30 %. Assurance-vie ou maladie facultative. Sachez que vous devez verser 20 % du montant de votre achat au comptant et que le minimum d'achat est fixé à 875 F.

VENTE PAR CORRESPONDANCE :

acer-mesure

42, rue de Chabrol, 75010 PARIS

Tél. : 770.28.31

C.C.P. 658-42 PARIS

Metro - Poissonnière, Gares du Nord et de l'Est.

Ouvert de 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h 30

Lundi de 14 h à 19 h 30. Fermé le dimanche

La mesure c'est l'affaire d'acer

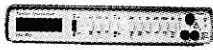
MULTIMETRE DIGITAL VOC « DIGI-VOC 4 »



Affichage digital Les 7 segments. 5 gammes de mesures. 22 calibres.

Prix 970 F

MULTIMETRE SINCLAIR « DM 350 »



Affichage digital 2000 points Continu de 100 μ V à 1200 V Alt de 100 μ V à 750 V Int. cont./alt. 1 nA à 10 A.

Prix 950 F

FREQUENCEMETRE BK



BK 1827. Fréq. de 100 Hz à 30 MHz. Sensibilité 100 mV eff. 200 kHz à 30 MHz. 200 mV/100 Hz à 200 kHz.

Prix 1150 F

MULTIMETRE DIGITAL VOC « DIGI-VOC 2 »



Affichage cristaux liquides 2000 pts. 5 gammes de mesures 17 calibres.

Prix 795 F

MULTIMETRE SINCLAIR « DM 450 »



Affichage digital 20.000 points Continu de 10 μ V à 1200 V. Alt. de 100 μ V à 750 V Int. cont. alt. de 1 nA à 10 A.

Prix 1 410 F

FREQUENCEMETRE BK



BK 1850. Fréquence de 5 Hz à 520 MHz. Sensibilité 50 mV à 520 kHz Periodomètre de 5 Hz à 1 MHz TCXO quartz compensé en température Affichage digital.

Prix 3 469 F

MULTIMETRE LEADER



LDM 851. A affichage digital Continu de 1 mV à 1000 V. Alt. de 1 mV à 1000 V.

Prix 1 420 F
Alim. 55F Housse 41F

MULTIMETRE METRIX « MX 500 »



Affichage cristaux liquides. 20.00 points. Cont. de 1 mV à 1000 V Alt 1 mV à 600 V Int. cont./alt. 10 μ A à 2 A Ω \times 1 Ω à 20 M Ω Polarité autom.

Prix 1 170 F

FREQUENCEMETRE SINCLAIR « PFM 200 »



Affichage digital 250 MHz typique de 20 Hz à 200 MHz. Alimentation 9 V

Prix 817 F

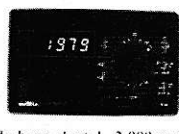
MULTIMETRE SINCLAIR



Sinclair PDM 35, de poche à affichage digital. 2000pts Continu : 1 mV/1000 V. Alt. 1 V à 500 V.

Prix 395 F

MULTIMETRE METRIX « MX 727 »



Affichage digital 2.000 points. Cont. 100 μ V à 1.000 V Alt 1 mV à 600 V Int. cont./alt. 10 μ A à 10 A — 0.1 Ω à 20 M Ω Modèle sect. 1 170 F
Modèle Batterie Cd-Ni avec chargeur 1 270 F

Prix 1 270 F

SONOMETRE CASTLE ASS. CS 141 C



Mesureur de bruit gamme de 35 à 110 dB. Alim. pile 9 V Livré avec sacochette et manuel d'instruction

Prix 882 F

MULTIMETRE SINCLAIR



Sinclair DM 235 à affichage digital 2000 pts. Continu de 2 à 1000 V. Alt. de 2 à 750 V.

Prix 690 F
Adaptat. sect. 55F
Housse 150F

FREQUENCEMETRE 5 MHz en KIT



Affichage digital équipé de circuits Intersil. Horloge à quartz stabilisé. Avec notice de montage. En kit.

Prix 395 F

CAPACIMETRE BK



BK 820. Affichage digital Fréquence de 0.1 pF à 1 F en 10 gammes Précision 0.5% Alim 6 V

Prix 1173 F

alarme et protection

Votre maison est vulnérable !

Grâce aux barrières infra-rouge protégez infailliblement vos issues...

INFRA-ROUGE : FAISCEAU INVISIBLE

dans la gamme des fréquences infra-rouge. Le faisceau très directif vous permet de contrôler toutes vos issues par des émetteurs et récepteurs discrets et faciles à poser. Certains modèles possèdent l'émetteur et le récepteur dans le même boîtier et fonctionnent par retour du faisceau sur un réflecteur.

DETECTION ULTRA PRECISE

LS 3000. Modèle à réflecteur.

Portée 3 mètres. Alimentation 12 volts. Alternatif ou continu. Emetteur-récepteur et relais de commande d'alarme incorporés. Puissance commutable 500 VA.

Prix 265 F



LS 5000. Modèle à réflecteur.



Portée 5 m Alimentation 12 V. Alternatif et continu ou 220 V alt. Mêmes caractéristiques que LS 3000 Puissance en commutable 750 VA
Prix 12 V 426 F
Prix 220 V 491 F

LS 1000. Portée 10 m

Emetteur 220 V 270 F
Récepteur 220 V 300 F

LS 4000.

Sans réflecteur
Portée 5 m Détecte tous les objets en mouvement Boîtier étanche. Puissance commutable 2500 VA. Alim. 12 V ou 220 V à préciser.
Prix 1050 F

Réflecteur \varnothing 80 mm : 35 F — Réflecteur rectangulaire 180 \times 50 mm 40 F. Système de temporisation électronique adaptable pour ces modèles disponibles — Prix 65 F

SIRENES



AC1
108 dB à 1 m
12 V 1 A

Prix 82 F



AC2
110 dB à 1 m modulée. 12 V 0.75 A

Prix 160 F



AC3
120 dB à 1 m
12 V 11 A ou
220 V. 0.7 A.

Prix 210 F

ALARME VOITURE TYPE ES

Facile à poser. Coupure automatique de l'allumage. Temporisation en sortie 20 s. entrée réglable.
Alarme 30 s. Temporisation sur portes

Prix 158 F

CONTACTS

Contact de porte ILS 18F
Contact de choc 30F
Contact mousse 12F

ALARME VOITURE TYPE AE 12

Système simple et fiable, entièrement protégé. Montage facile, conforme au code de la route. Pour auto, moto, bateau, caravane, etc Alarme sonore 30 s. Coupure automatique de l'allumage. Alarme retardée sur les portes, immédiate sur capot et coffre.

Prix 179 F

N'OUBLIEZ PAS...

acer est aussi le spécialiste des composants, des kits et des modules, des haut-parleurs et de tout ce qui touche à l'électronique. Reportez-vous à nos publicités précédentes.

VENTE PAR CORRESPONDANCE :

acer-mesure

42, rue de Chabrol, 75010 PARIS


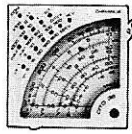

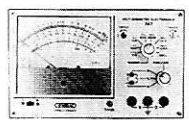



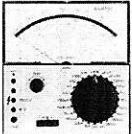

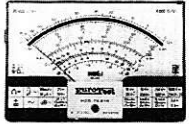
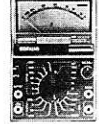


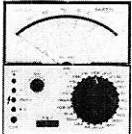
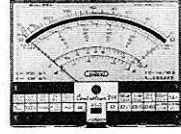
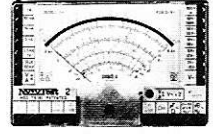



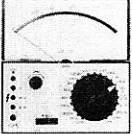

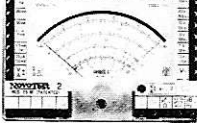

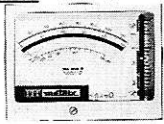



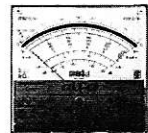
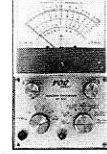

Tél. : 770.28.31

C.C.P. 658-42 PARIS

Métro . Poissonnière, Gares du Nord et de l'Est.

Ouvert de 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h 30.

Lundi de 14 h à 19 h 30. Fermé le dimanche.

<p>CONTROLEUR VOC 20</p>  <p>20 000 Ω/V continu. 5 000 Ω/V alternatif. 43 gammes de mesures. Cadran miroir, anti-surcharges. Livré avec cordons et piles</p> <p>Prix .. 193 F</p>	<p>CONTROLEUR PANTEC « CITO 38 »</p>  <p>Controlleur de poche Sensibilité : 20 kΩ/V = et 2 kΩ/V 30 calibres</p> <p>Prix 199 F</p>	<p>GENERATEUR DE SIGNAUX RADIO-TV PANTEC « USIJET »</p>  <p>Fréquences fondamentales 1 kHz à 500 kHz harmoniques jusqu'à 500 MHz.</p> <p>Prix 92 F</p>	<p>VOLTMETRE ELECTRONIQUE « CENTRAD 747 »</p>  <p>0,3 à 1200 V continu et alternatif 3 gammes de mesures. 23 calibres</p> <p>Prix 882 F</p>	<p>CONTROLEUR NOVOTEST « MISELET »</p>  <p>Spécial électricien 6 gammes de mesures. 16 calibres. 6 à 600 V continu et alternatif.</p> <p>Prix 371 F</p>	<p>CONTROLEUR METRIX « MX 001 »</p>  <p>échelle Tens. cont. 0,1 V à 1600 V. Tens. altern 5 V à 1600 V. Int. cont 50 μA à 5 A. Int. altern. 160 μA à 1,6 A. Résist. 2 Ω à 5 MΩ 20 000 Ω/V continu.</p> <p>Prix 276 F</p>
<p>CONTROLEUR VOC 40</p>  <p>40 000 Ω/V continu. 5 000 Ω/V alternatif. 43 gammes de mesures. Livré avec cordons et piles</p> <p>223 F En kit 193 F</p>	<p>CONTROLEUR PANTEC « MINOR »</p>  <p>Controlleur de poche Sensibilité : 20 kΩ/V = et 4 kΩ/V 33 calibres</p> <p>Prix 289 F (Équipé USI)</p>	<p>MILLIVOLTMETRE ELECTRONIQUE VOC</p>  <p>Voc Tronic 10 MΩ continu. 1 MΩ alternatif 30 gammes de mesures</p> <p>Prix 529 F</p>	<p>CONTROLEUR NOVOTEST « TS 210 »</p>  <p>20 000 Ω/V continu 8 gammes de mesures 39 calibres. Protection jusqu'à 1000 fois le calibre utilisé</p> <p>Prix 270 F</p>	<p>CONTROLEUR « SANWA »</p>  <p>Bénéficiant de la technique cristaux liquides. 1000 V. alt et contin. int 0,3 à 3 A. ohm de 0 à 1 MΩ</p> <p>Prix 935 F</p>	<p>CONTROLEUR METRIX « MX 453 »</p>  <p>Spécial électricien. Echelle Tension continu et alternatif de 3 à 750 V. Int. continu et alternatif de 30 mA à 15 A. Résistance de 0 à 5 kΩ</p> <p>Prix 441 F</p>
<p>CONTROLEUR ISKRA « US 6A »</p>  <p>20 000 Ω/V continu. Tensions continues et alternatives Intensités continues et alternatives. Résistances Capacités.</p> <p>Prix 192 F</p>	<p>CONTROLEUR PANTEC « DOLOMITI »</p>  <p>Universel Sensibilité 20 kΩ/V = et 39 calibres USI avec VBF. μF. mF + F 53 calibres</p> <p>395 F 441 F</p>	<p>CONTROLEUR CENTRAD « 819 »</p>  <p>20 000 Ω/V continu 4 000 Ω/V alternatif. 80 gammes de mesures. Livré avec cordons et piles.</p> <p>Prix 299 F</p>	<p>CONTROLEUR NOVOTEST « TS 141 »</p>  <p>20 000 Ω/V continu 10 gammes de mesures 71 calibres. Classé 1,5 cc. 2,5 CA</p> <p>Prix 342 F</p>	<p>CONTROLEUR C d A « 770 »</p>  <p>40 000 Ω/V continu. disjoncteur électronique 6 gammes de mesures 30 calibres</p> <p>Prix 666 F</p>	<p>CONTROLEUR METRIX « MX 462 »</p>  <p>Echelle Tension continu 1,5 à 1000 V. Tens. alternatif 3 à 1000 V. Int. continu 100 μA à 5 A. Int. alternatif 1 mA à 5 A Résistance 5 Ω à 10 MΩ. 20 000 Ω/V cont et alt.</p> <p>Prix 488 F</p>
<p>CONTROLEUR ISKRA « UNIMER 3 »</p>  <p>20 000 Ω/V continu. classe précision 2,5 7 gammes de mesures. 33 calibres. dB-mètre</p> <p>Prix 268 F</p>	<p>CONTROLEUR PANTEC « MAJOR »</p>  <p>Universel sensibilité 40 kΩ/V = et 41 calibres USI avec VBF. nF. μF. mF + F 55 calibres</p> <p>454 F 515 F</p>	<p>CONTROLEUR CENTRAD « 310 »</p>  <p>20 000 Ω/V continu. 4 000 Ω/V alternatif 48 gammes de mesures. Livré avec cordons et piles.</p> <p>Prix 270 F</p>	<p>CONTROLEUR NOVOTEST « TS 161 »</p>  <p>40 000 Ω/V continu 10 gammes de mesures 69 calibres. Classe 1,5 cc. 2,5 CA</p> <p>Prix 365 F</p>	<p>CONTROLEUR C d A « 771 »</p>  <p>20 000 Ω/V continu 8 gammes de mesures 38 calibres</p> <p>Prix 483 F</p>	<p>CONTROLEUR METRIX « 202 B »</p>  <p>Echelle Tens. cont. 50 mV à 1000 V. Tens. alternatif 15 à 1000 V. Int. continu 25 μA à 5 A Int. alternatif 50 mA à 5 A. Résist. 10 Ω à 2 MΩ. Decibel 0 à 55 dB. 40 000 Ω/V continu</p> <p>Prix 646 F</p>
<p>CONTROLEUR ISKRA « UNIMER 1 »</p>  <p>200 000 Ω/V continu. Ampli incorporé. Précision classe 2,5. protection fusible 6 gammes. 38 cal</p> <p>Prix 411 F</p>	<p>CONTROLEUR PANTEC « DINO »</p>  <p>200 000 Ω/V continu. 20 000 Ω/V alternatif 38 calibres.</p> <p>Prix 446 F (Équipé USI)</p>	<p>CONTROLEUR CENTRAD « 312 »</p>  <p>20 000 Ω/V continu 4 000 Ω/V alternatif 36 gammes de mesures. Livré avec cordons et piles.</p> <p>Prix 207 F</p>	<p>CONTROLEUR ALFA NOVOTEST « TS 250 »</p>  <p>20 000 Ω/V continu 4 000 Ω/V alternatif. 8 gammes de mesures 32 calibres</p> <p>Prix 277 F</p>	<p>VOLTM. ELEC. VOC</p>  <p>VOC VE I. Imped. d'entrée 11 mΩ. Tensions contin. et altern en 7 gammes de 1,2 V à 1200 V Résist. 0,1 Ω à 1 Ω Livré avec sonde</p> <p>559 F</p>	<p>TESTEUR DE TENSION</p>  <p>Affichage par LED Continu et alternatif = 6, 12, 24, 110, 220 et 380 volts</p> <p>Prix 89 F</p>

Pour connaître les caractéristiques complètes et les possibilités détaillées de nos appareils, n'hésitez pas à nous demander une documentation du matériel qui vous intéresse (joindre 3 francs en timbres).

CREDIT. — Reportez-vous à nos conditions générales de vente.

Malgré nos stocks importants, une rupture d'approvisionnement est toujours possible. Dans ce cas, prévoir les délais

VENTE PAR CORRESPONDANCE :

acer-mesure

42, rue de Chabrol, 75010 PARIS

Tél. : 770.28.31

C.C.P. 658-42 PARIS

Métro : Poissonnière, Gares du Nord et de l'Est.

Ouvert de 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h 30.

Lundi de 14 h à 19 h 30. Fermé le dimanche.

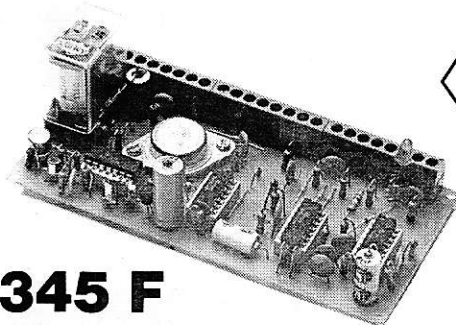
ELECTRONIC SERVICE

20, avenue de la Gare — 57200 SARREGUEMINES

Distributeur officiel Office du Kit



- Modulateur de lumière 3 canaux (OK 21) 112,70 F
- Modulateur 3 canaux + 1 inverse (OK 124) 136,20 F
- Adaptateur micro pour modulateur (OK 126) 77,40 F
- Stroboscope 40 joules (OK 112) 155,80 F
- Antivol pour automobile (OK 92) 102,90 F
- Générateur de rythmes (OK 143) 279,00 F
- Ampli linéaire 144 MHz - 40 W (OK 148) 495,00 F



Centrale antivol OK 140 :

- Multiples entrées
- Sortie sirène + sortie par relais
- Contrôle de veille
- Indicateur d'alarme
- Fonctionne à circuits C.MOS (-de 10 µAde consommation en veille)

345 F

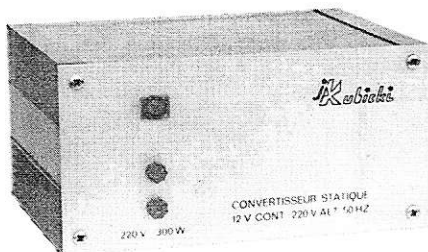
Composants électroniques

Vaste choix de résistances, condensateurs, transistors, circuits intégrés, diodes, etc.

Outillage - Coffrets - Appareils de mesure

Convertisseurs statiques

220 V alternatif à partir d'une batterie 12 V ou 24 V.



1° Entrée 12 V

- C 50/12, 50 W 130 F Port 10 F
- C 100/12, 100 W 175 F Port 15 F
- C 150/12 R, 150 W 290 F Port 20 F

2° Entrée 24 V

- C 300/24 R, 300 W 320 F Port 20 F

3° Modèles stabilisés en fréquence

- EC 150/12, 150 W 590 F Port 20 F
- EC 300/12, 300 W 795 F Port 20 F
- EC 600/24, 600 W (entrée 24 V) 950 F Port 30 F

CIRCUITS IMPRIMÉS

Verre époxy

- Simple face 75 × 160 4,00 F
- 100 × 200 6,00 F
- Double face 75 × 160 8,00 F
- 100 × 200 12,00 F

Bakélite

- Simple face 75 × 160 1,40 F
- 100 × 200 2,50 F

- Epoxy présensibilisé 75 × 160 7,20 F
- 100 × 200 13,00 F

- Pastille transfert Mecanorma 7,50 F
- Bande transfert Mecanorma 10,50 F
- Feuille Mylar 210 × 270 4,00 F
- Résine photosensible KF positive atomisant révélateur 53,50 F
- Stylo marqueur spécial 10,00 F
- Lampe à insoler les circuits + starter + ballast + schéma de branchement 55,00 F
- Mini perceuse 60,00 F
- Perchlorure de fer 1/2 litre 7,50 F
- Etamage 1/2 litre KF 34,00 F
- Vernis KF protection circuit imprimé 27,50 F

Port forfaitaire pour matériel circuit imprimé + 10 F

Une gamme de transformateurs monophasés, primaire 220 V, imprégnés vernis classe B. Plus de 100 modèles de 1,8 à 480 VA. Secondaires simples ou doubles. (Liste sur demande).

Secondaire simple

Type	Prix	Port
6 V/0,3 A	20,00	10 F
9 V/0,2 A	19,00	
12 V/0,15 A	19,00	
6 V/0,6 A	19,00	
9 V/0,4 A	19,00	
12 V/0,3 A	19,00	
15 V/0,33 A	22,00	15 F
18 V/0,3 A	22,00	
12 V/1 A	27,00	
12 V/2 A	38,00	
24 V/1 A	38,00	
24 V/2 A	47,00	

Secondaire double

Type	Prix	Port
2 x 6 V/0,5 A	22,60	10 F
2 x 9 V/0,5 A	26,80	
2 x 12 V/0,5 A	26,80	
2 x 15 V/0,5 A	26,80	
2 x 18 V/0,5 A	26,80	
2 x 24 V/0,5 A	35,00	
2 x 30 V/0,5 A	37,00	15 F
2 x 6 V/1 A	27,00	
2 x 9 V/1 A	29,00	
2 x 12 V/1 A	38,00	
2 x 15 V/1 A	39,00	
2 x 18 V/1 A	39,00	
2 x 24 V/1 A	47,00	20 F
2 x 30 V/1 A	59,00	
2 x 6 V/2 A	37,00	
2 x 9 V/2 A	39,00	
2 x 12 V/2 A	47,00	
2 x 24 V/2 A	74,00	

Sorties à picots

6 V/0,3 A	20,00	5 F
9 V/0,2 A	20,00	
12 V/0,15 A	20,00	

CIRCUITS IMPRIMÉS

Réalisation de prototypes et de petites séries. (Nous consulter).

Magasin ouvert tous les jours

de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 heures

Lundi de 14 h à 19 heures

Samedi de 9 h à 12 h et de 14 h à 17 heures

Tél. (87) 98.55.49

Egalement vente par correspondance sous 24 heures

Paiement à la commande par chèque ou mandat

La télémétrie (ou mesure des distances) peut mettre en œuvre divers principes physiques dont le plus précis est certainement la mesure du temps mis par un signal sonore ou lumineux pour aller et revenir du point dont on désire connaître la distance.

Les signaux lumineux (infrarouges) ne sont guère employés qu'à longue distance (plusieurs centaines de mètres au moins) en raison de leur grande vitesse de propagation alors que les signaux sonores (ultrasons) se prêtent mieux aux mesures de courtes distances (quelques centimètres) à quelques dizaines de mètres).

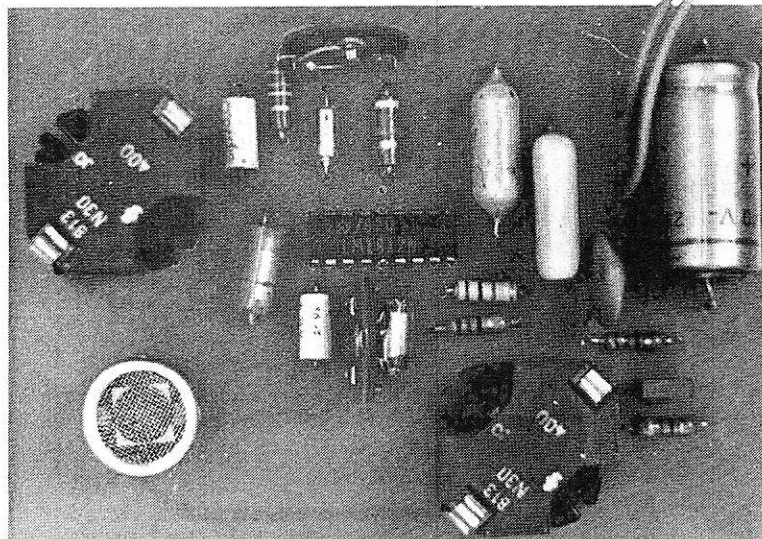
Les sondeurs de profondeur utilisés dans la marine utilisent ce principe avec succès.

Notre but sera ici d'introduire l'usage des ultrasons pour la mesure de distances dans l'air.

en télécommande et alarme. De marque STETTNER, ils sont généralement vendus par paire :

émetteur : MA40LIS
récepteur : MA40LIR

Pour notre application, un seul élément pourra suffire, qui pourra porter indifféremment l'une des deux références. Un montage à deux transducteurs est cependant plus performant.



Notre prototype terminé.

SYSTEME télémétrique à ultra-sons

1) PRINCIPE DE LA MESURE :

La **figure 1** montre comment utiliser la réflexion du son sur un obstacle pour connaître l'éloignement de celui-ci. Le calcul simple que nous indiquons est le même que celui qui sert à évaluer la profondeur d'un puits au moyen de l'écho qui s'y manifeste (physique amusante). L'émetteur envoie donc une brève impulsion sonore qui, après réflexion, est captée par un récepteur, au bout d'un intervalle de temps Δt appelé double parcours.

Comme l'émission et la réception se font (par définition) à deux instants différents, rien n'empêche, si les transducteurs sont réversibles, d'utiliser le même pour l'émission et la réception. C'est du reste ce qui se passe dans les sondeurs de navigation.

Dans notre cas, nous utiliserons des transducteurs piézo-électriques fonctionnant à 40 kHz, et habituellement employés

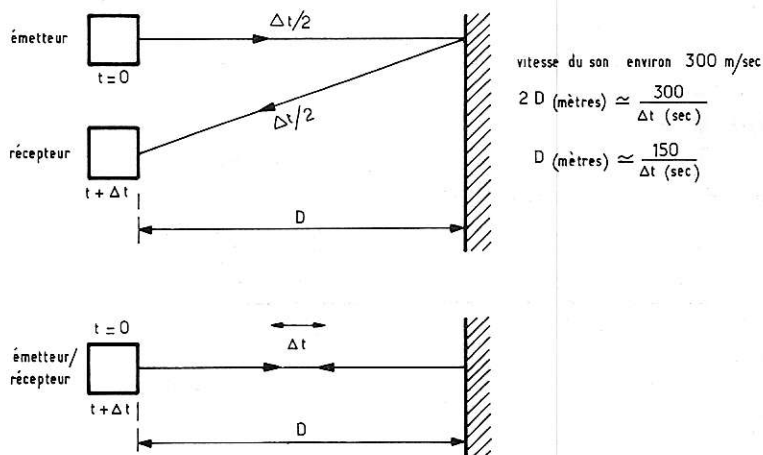


Figure 1 : Principe de la télémétrie à ultrasons.

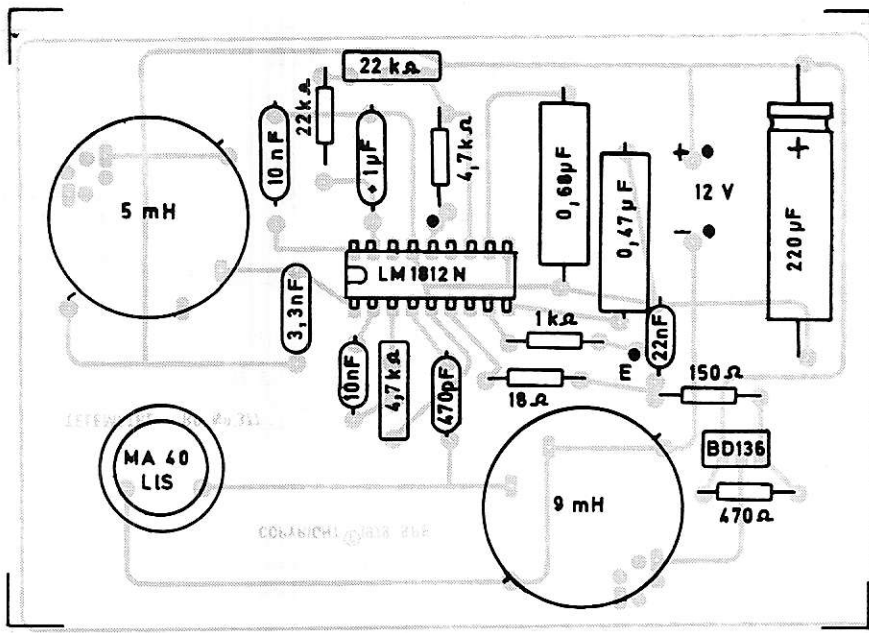


Figure 4 : Plan de câblage.

Figure 5 : Réalisation des bobinages :
 Pot ferrite 400 nH/Sp²
 (Exemple, B65813 A0400 A028 Siemens)
 • Self de 5 mH : 112 spires
 • transfo de 9 mH : 150 spires
 fil émaillé 2 à 5/10°
 (prise à 75 spires).

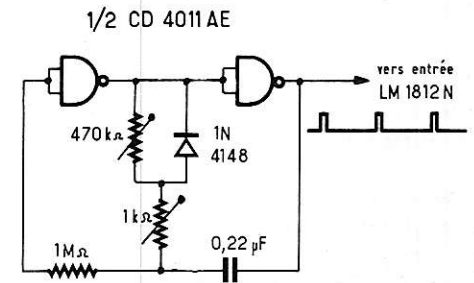


Figure 6 : Un exemple simple d'oscillateur pilote pour les essais.

qu'une impulsion soit revenue avant d'envoyer la suivante, faute de quoi toute discrimination deviendrait problématique. Une marge de sécurité satisfaisante est obtenue en comptant 10 ms par mètre de distance maximum mesurable.

Pour les essais, on branchera donc l'entrée verticale d'un oscilloscope à la sortie du montage. L'oscillo sera synchronisé extérieurement par le signal de sortie de l'oscillateur, c'est-à-dire par les tops d'émission. Sur l'écran apparaîtront alors de façon fixe les impulsions correspondant aux instants d'émission alors que celles représentant les échos verront leur position varier en fonction de la distance transducteur-sujet.

A ce niveau, il convient de régler soigneusement les deux ajustables de façon à n'enregistrer qu'un seul écho par cycle, car, à l'intérieur d'une pièce de dimensions modestes, il est fréquent que le signal effectue plusieurs allers-retours entre les différents murs. Les réglages de sensibilité et de seuil sont précisément là pour éliminer les échos secondaires, plus faibles que le principal.

Avec la figure 7, nous avons voulu donner un exemple de réalisation complexe utilisant le montage. La simple adjonction d'un second oscillateur et d'une carte de comptage classique (compteurs, mémoires, décodeurs, afficheurs) permet la mesure très précise des distances de l'ordre de un à quelques mètres, sous réserve d'un choix cohérent des fréquences des deux horloges.

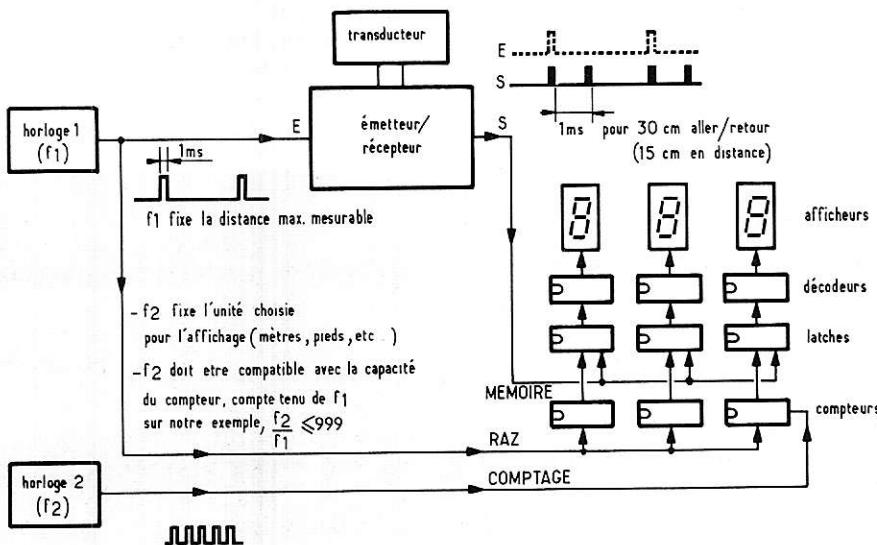


Figure 7 : Exemple de conception d'un télémètre numérique

- f2 doit être compatible avec la capacité du compteur ; compte tenu de f1
- f2 doit être compatible avec la capacité du compteur, compte tenu de f1 sur notre exemple $f2/f1 \leq 999$

La figure 8, quant à elle, illustre non plus la fonction « mesure » mais bien la fonction « alarme ». En effet, quelques circuits logiques simples (CMOS ou TTL) permettent d'introduire un effet de « seuil temporel » autorisant le déclenchement d'une alarme extérieure si la distance mesurée est inférieure à une limite fixée par la durée T du cycle du monostable. Une application possible est l'équipement d'une voiture appelée à manœuvrer fréquemment dans des conditions de parking difficiles.

IV) CONCLUSION :

Nous n'avons pas voulu limiter ici le champ d'applications de ce montage assez universel en imposant à nos lecteurs tel ou tel circuit périphérique. Le module décrit dans ces pages contient l'ensemble des fonctions d'émission/réception d'ultrasons et s'avère compatible, de par ses caractéristiques d'entrée-sortie, avec tous les circuits logiques courants. La porte reste donc ouverte à une grande variété de réalisations faisant appel à la mesure précise de courtes distances dans l'air.

Patrick GUEULLE

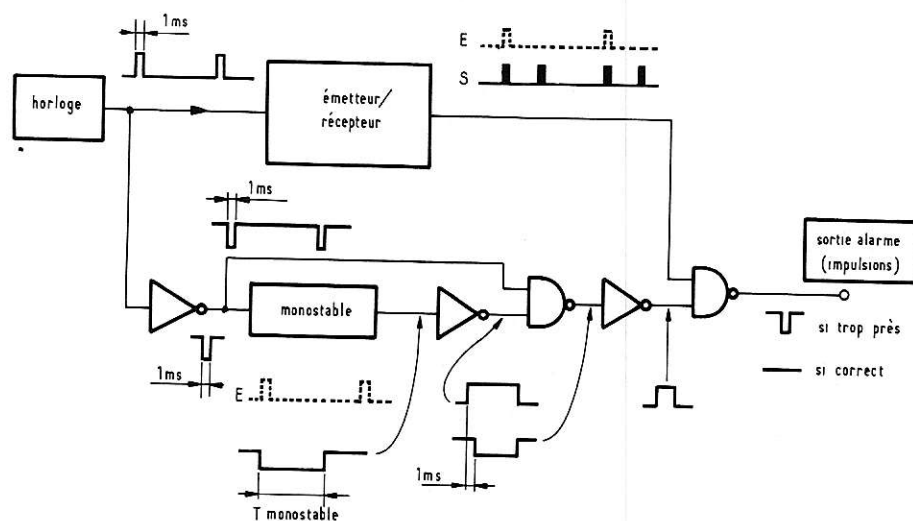


Figure 8 : Un exemple d'alarme de distance (anti-collision).

Nomenclature

Semiconducteurs :

1 x LM1812 N (National Semiconductor)
1 x BD136

Condensateurs :

1 x 470 pF
1 x 3,3 nF
2 x 10 nF
1 x 22 nF
1 x 0,47 μ F
1 x 0,68 μ F

céramique
ou
mylar

1 x 1 μ F
1 x 220 μ F

chimiques 16 V

Résistances 5 % 1/4 W :

1 x 18 Ω
1 x 150 Ω
1 x 470 Ω
1 x 14 k Ω
1 x 4,7 k Ω
1 x 22 k Ω
1 x 4,7 k Ω
1 x 22 k Ω

ajustables

Divers :

2 pots ferrite 400 nH/sp² (B65813 AO400 A028 Siemens)
1 transducteur MA40LIR ou LIS Stettner
1 circuit imprimé.

Sté FIORE
s.a.r.l. au capital
de 60 000 fr.

MAGASIN FERMÉ
LE LUNDI

INTER ONDES

C.C.P. FIORE 4195-33 LYON - R.C. Lyon 67 B 380

69, rue Servient 69003 - LYON

Tél. (78) 62.78.19

- F 95 HFA -

STATION EXPERIMENTALE

See expédition :
84-61-43

NOUVELLE ADRESSE :

69, rue Servient 69003 LYON

A LYON :

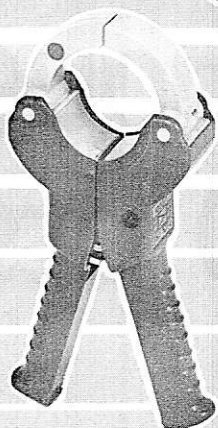
COMPOSANTS - TRANSISTORS KITS-INTÉGRÉS - ÉMISSION-RÉCEPTION

PAIEMENT : à la commande, par chèque, mandat ou C.C.P. Envoi minimal 30 F.
Contre remboursement : moitié à la commande, plus 5 F de frais

PORT : RÉGLEMENT A RÉCEPTION AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT HORS DE FRANCE

PINCES AMPEREMETRIQUES

**Une gamme
Une technique de pointe**



**mesures de 1 à 3000 A pour
câbles et barres**

pub. 12 02

NOUS VOUS OFFRONS :

- une GAMME complète pour vos mesures de courant, de puissances et d'enregistrement.
- la ROBUSTESSE et la PROTECTION d'un matériel d'exploitation.
- une série d'INNOVATIONS pour répondre aux problèmes des accès difficiles (circuit mobile, raccordement arrière, etc.).
- une GARANTIE totale d'un an.
- une ASSISTANCE technique.

CONSULTEZ-NOUS !

UNIVERSAL TECHNIC
5 Passage Fréquel
75020 PARIS
Tél. 370 08 00



J. REBOUL

34, RUE D'ARÈNES
25000 BESANÇON

TEL: (81) 81 02 19

TELEX: FCTLX 360293 CODE 0542

CONTROLEURS CdA

* 770 (photo 1)
Contrôleur universel 40 k Ω /V=
Disjoncteur électronique
6 gammes, 30 calibres 666 F

* 771
Contrôleur universel 20 k Ω /V
Capacimètre et fréquencemètre
8 gammes, 38 calibres 483 F

VOLTMETRES DIGITAUX

* KVN 2000
Voltmètre digital 2000 points
3 1/2 digits, en kit complet
(C.I. composants, notice) 214 F

* MVN 2000
Le même, en ordre de marche 260 F

OSCILLOSCOPE CI 90
1 MHz, livré avec sonde 988 F

MULTIMETRES DIGITAUX SINCLAIR

* PDM 35 (photo 2)
2000 points, 4 fonctions,
16 gammes 395 F

* DM 235 (photo 3)
2000 points
Continu : 2 à 1000 V
Alternatif : 2 à 750 V 690 F

FREQUENCEMETRE « MAX 100 »
(photo 4)

De 20 Hz à 100 MHz en 8 digits
Sensibilité: 30 mV, alimentation sur piles
Dim.: 150 x 50 x 200 mm 1240 F

CONTROLEURS PANTEC

* MINOR
20 k Ω /V = et 4 k Ω /V \sim ,
33 calibres 289 F

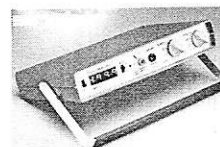
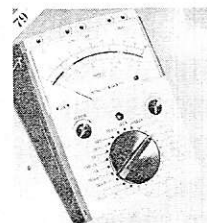
* DOLOMITI USI (photo 5)
20 k Ω /V = et \sim , avec V, A, μ F, Ω
53 calibres 441 F

* MAJOR USI
40 k Ω /V = et \sim , avec V, A, μ F, Ω
48 calibres 515 F

* TRANSISTOR TESTER (photo 6)
Contrôleur pour diodes, transistors et FET
Tous types NPN et PNP 329 F

* USIJET (photo 7)
Générateur universel de signaux
Radio, TV, 1 kHz à 500 MHz 92 F

PRIX TTC, port en sus.



Voici une réalisation qui intéressera les amateurs de précision.

Le modèle proposé a deux fonctions seulement: celle de voltmètre à courant continu et d'ohmmètre.

Il est différent du voltmètre déjà décrit dans nos numéros 365 et 366 d'avril et mai 1978 qui utilisait les mêmes circuits d'entrée mais des fonctions annexes

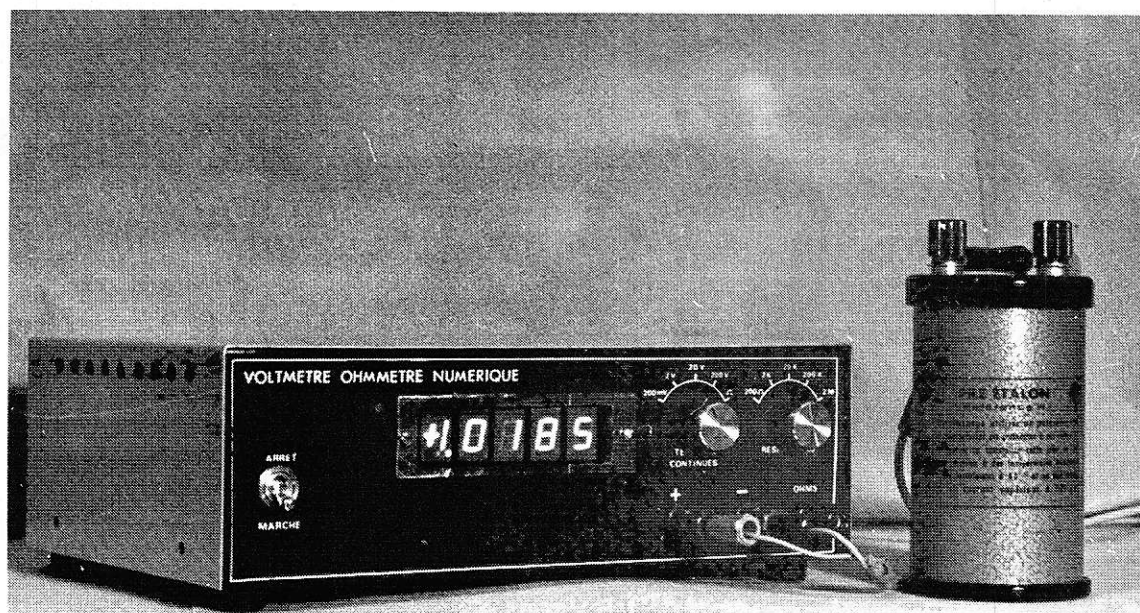
(commutation de gamme automatique, convertisseur logarithmique, voltmètre alternatif)

qui, ici, n'ont pas été retenues.

Cette réalisation permettra aux amateurs avertis d'obtenir un appareil de qualité et pour un prix de l'ordre de 35% de moins que celui des appareils du commerce.

De plus, les « fanatiques » pourront en s'armant de patience réduire au plus juste, la dérive en température, et obtenir des caractéristiques nettement supérieures aux dits appareils.

Voltmètre - Ohmmètre numérique 20 000 pts.



La réalisation est très simple, elle ne demande que beaucoup de minutie au montage et au soudage, car le tracé des pistes est assez serré dans certaines zones des cartes. Nous commencerons par donner les caractéristiques de l'appareil.

Voltmètre continu :

4 gammes 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V
Impédance d'entrée : 10 M Ω

Ohmmètre :

5 gammes 200 ohms - 2 K - 20 K - 200 K - 2 M
Courant de lecture maximum :
10 mA sur 200 ohms
1 mA sur 2 K
100 μ A sur 20 K
10 μ A sur 200 K
1 μ A sur 2 M

I) PRINCIPE

L'élément central de cette réalisation est constitué par les éléments LD 120 - LD 121 de Siliconix, dont le principe de fonctionnement a déjà été décrit dans cette revue (numéros 365 - 366) par F. de Dieuleveult). Le lecteur pourra s'y reporter s'il désire comprendre le principe de la conversion A/D.

II) CARTE VOLTMÈTRE

La figure 1 donne le schéma général de conversion et de l'affichage. Il convient d'utiliser strictement les composants indiqués, notamment pour les circuits intégrés et les afficheurs. La commutation manuelle de gamme est aussi représentée sur

ce schéma. Il y a lieu de remarquer que pour les gammes 2 - 20 - 200 V le convertisseur travaille sur 2 volts dans d'excellentes conditions de stabilité. Pour obtenir en plus la gamme 200 mV nous multiplions par 10 le rapport des résistances R_1 et R_2 , en court-circuitant une résistance R_3 normalement en série avec R_2 . Cette solution a un petit inconvénient : comme il n'y a qu'un seul réglage du zéro, il n'est pas possible de caler exactement le zéro à la fois sur les gammes 2 - 20 - 200 et sur la gamme 200 mV. Mais cet inconvénient est bien moins important que ceux que nous aurions constatés en abaissant dans tous les cas à 200 mV la pleine tension d'entrée. Le LD 120 est en effet par construction beaucoup plus stable sur 2 V que sur 200 mV. Dans ce paragraphe, nous étudierons uniquement la réalisation de la carte voltmètre 200 mV - 2 Volts.

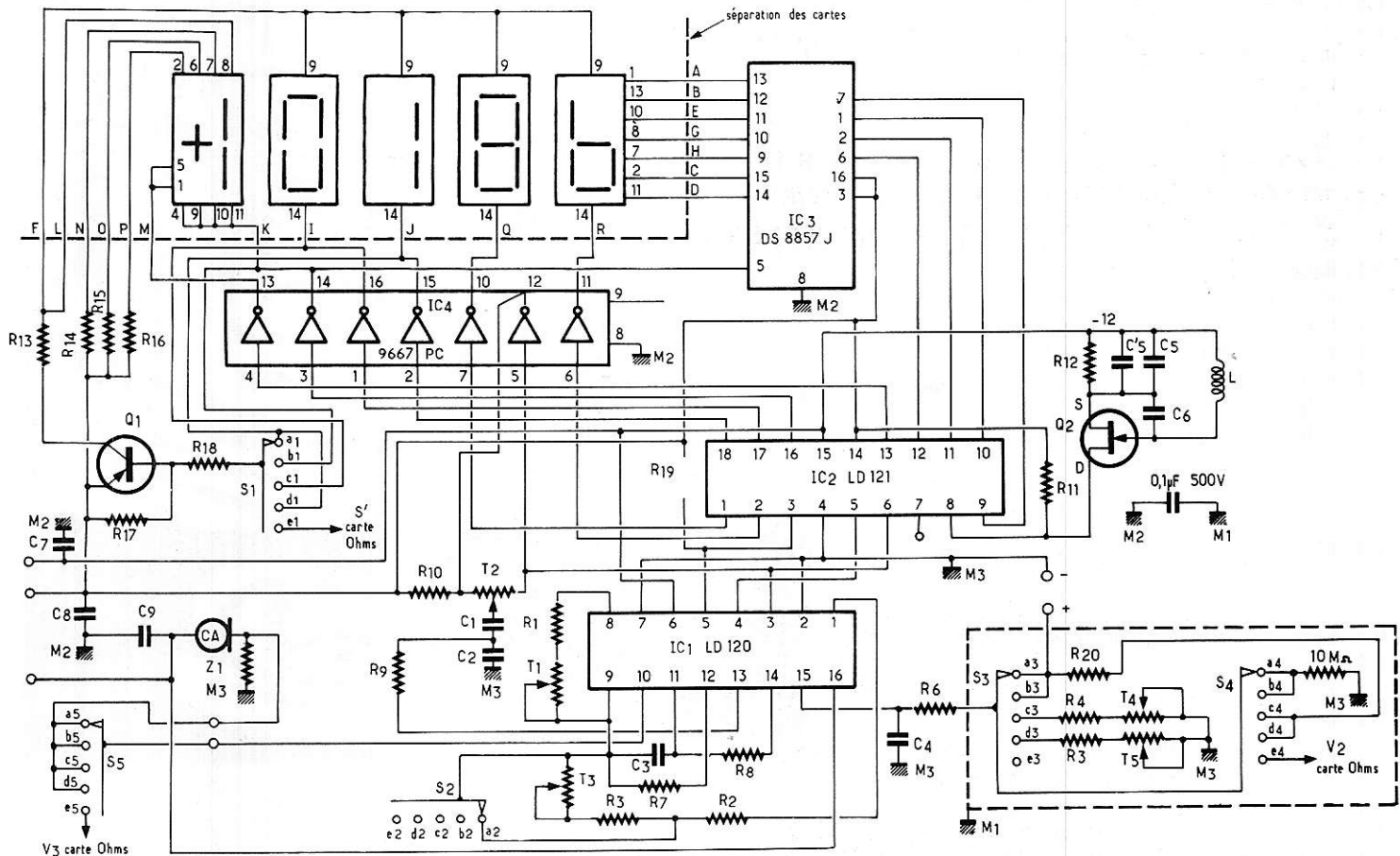


Figure 1 : Gamme 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V :

- S1 - S2 - S3 - S4 - S5 sont les communs de 5 circuits distincts d'un même commutateur.
- Les connexions de S2 - S3 à la carte doivent être blindées.
- Le diviseur d'entrée doit être blindé.
- L'afficheur est sur une carte séparée reliée à la principale par connecteur.
- M1 = masse coffret.
- M2 = masse générale de la carte principale.
- M3 = masse analogique « haute qualité ».

Rappelons que le nombre de points de lecture est

$$N = \frac{V}{V_{REF}} \times \frac{R_1}{R_2} \times 65.536 \quad (1)$$

V : tension à mesurer.

Dans notre réalisation V_{REF} est donné par la référence LM 329 AH de National Semi Conducteur. Sa tension est de 6950 mV (valeur typique ± 10 ppm $^{\circ}$ /C

$$\text{d'où : } N = 9429 \times V \times \frac{R_1}{R_2}$$

La pleine échelle correspondant à $N = 20000$ points nous aurons pour $V = 2$ Volts

$$\frac{R_1}{R_2} = 1,060$$

R_1 doit être voisin de 100 K. Nous avons pris:

$R_1 = 102 \text{ K} + 4,7 \text{ K trimmer}$, soit $\approx 104,3$ valeur centrée.

$R_2 = 9,76 \text{ K}$.

$R_3 = 86 \text{ K} + 4,7 \text{ K trimmer}$, soit $\approx 88 \text{ K}$ valeur centrée.

En gamme 2 V : $R_2 + R_3 = 97,7$.

En gamme 200 mV les éléments de R_3 sont court-circuités.

Il est inutile d'insister sur la stabilité nécessaire des éléments.

La diode de référence est alimentée à courant constant par l'élément CR 130 (1,3 mA) et sa dérive est de 10 ppm $^{\circ}$ C, les trimmers à piste Cermet ont une dérive identique.

L'effet de dérive des résistances est compensé en grande partie si on utilise des résistances appariées en coefficient de température (voir plus loin).

La **figure 2** donne le tracé de la carte voltmètre, et la **figure 3** son implantation.

Circuit de masse

L'élimination des tensions parasites demande des précautions assez importantes.

Nous distinguerons trois potentiels de masse:

M_1 : Masse du coffret de toutes les pièces métalliques et des blindages (le commutateur d'entrée doit être blindé)

M_2 : Masse générale du circuit voltmètre.

M_1 et M_2 sont indépendantes en courant continu; elles sont reliées entre elles par une capacité de 0,1 μ F à fort isolement.

M_3 : Masse analogique.

M_1 et M_3 sont reliées en un seul point et donc théoriquement au même potentiel, cependant les courants parasites pouvant circuler dans le circuit M_2 ne doivent pas influencer l'entrée masse analogique du LD 120, d'où la nécessité du circuit M_3 auquel sont obligatoirement reliés l'entrée (pôle moins) et le retour à la masse du condensateur C_2 —

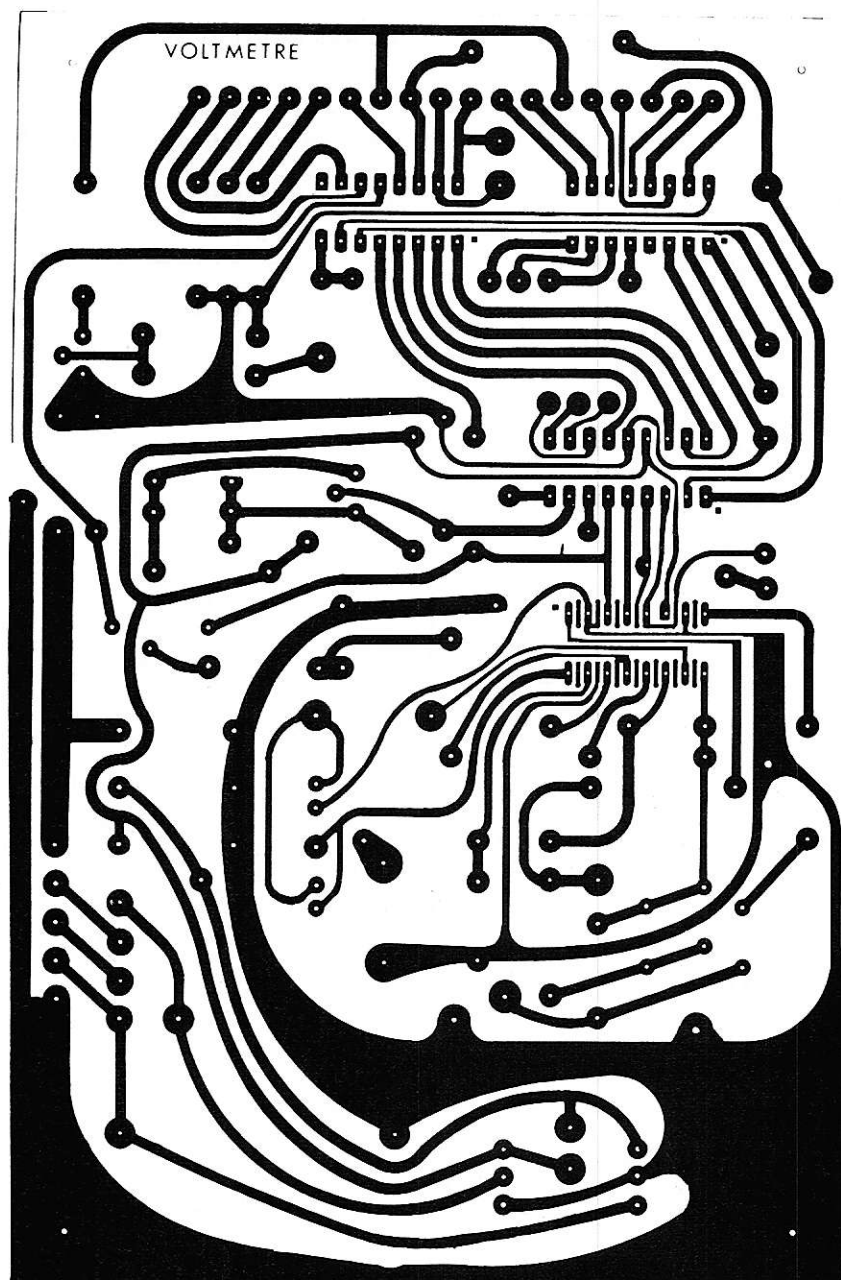


Figure 2 : Carte voltmètre. Un point ■ indique la pin 1 des CI.

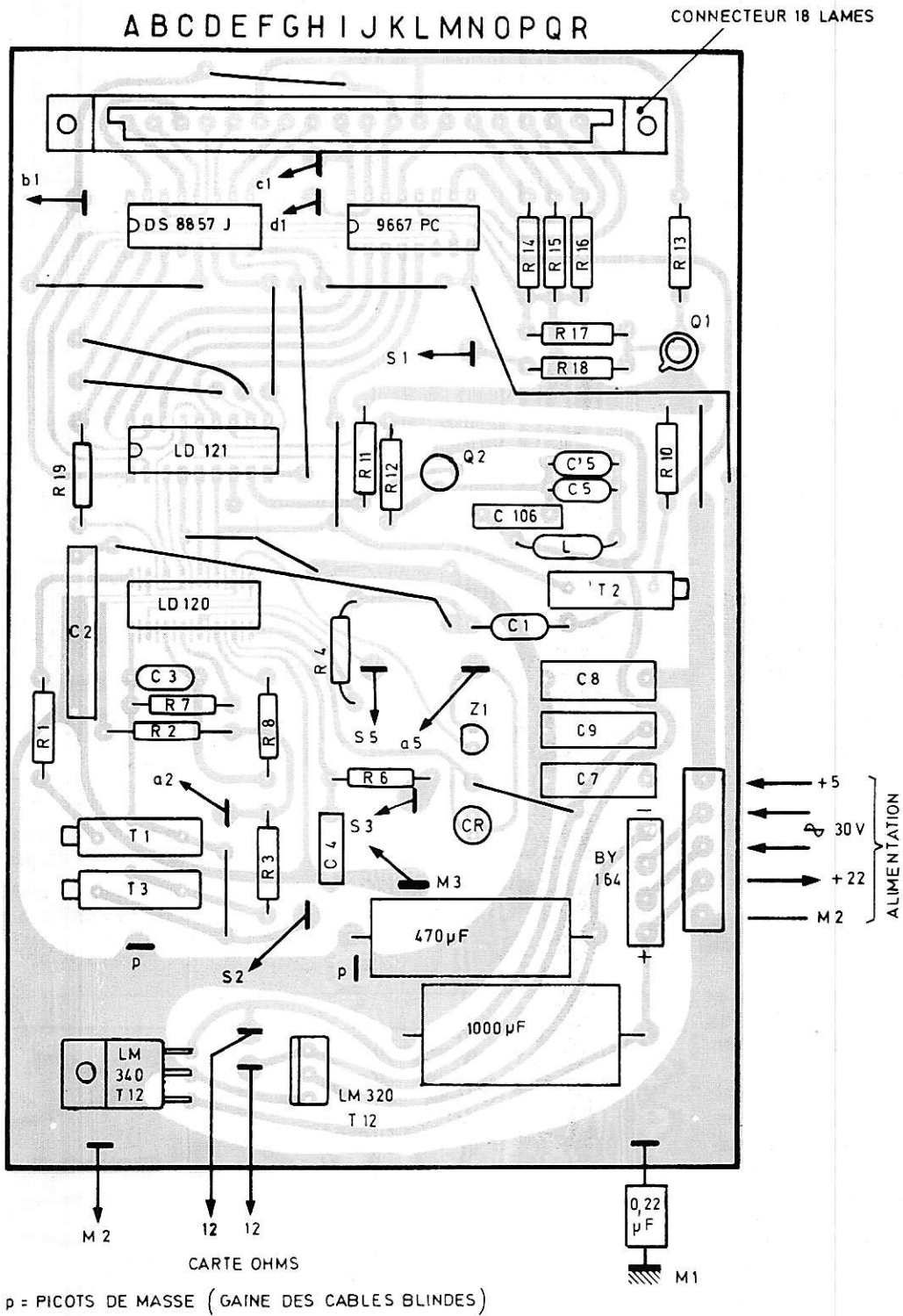


Figure 3 : Implantation des composants carte principale (circuit voltmètre).

Nous noterons particulièrement l'obligation d'un circuit de retour très éloigné de M_3 pour le courant provenant des circuits d'affichage. Ce courant est le plus important de tous, de l'ordre de 200 mA, de plus à la composante continue se superposent continuellement des impulsions à front raide dues à la commutation des afficheurs.

Le circuit ayant été étudié pour satisfaire aux conditions ci-dessus, l'utilisateur n'aura pas à se préoccuper de cette question s'il n'apporte pas de modifications.

On remarquera de plus que les conditions suivantes ont été réalisées :

— La piste de l'entrée V_+ est adjacente à une piste masse.

— Les pistes allant aux pins 9, 3, 15 du LD 120 ne sont pas adjacentes à des pistes véhiculant des courants alternatifs.

— Les pins 4 et 6 de LD 120 sont séparées par une masse.

— La masse analogique de haute qualité ne doit pas véhiculer d'autres courants que le courant d'entrée, son tracé a été étudié en conséquence.

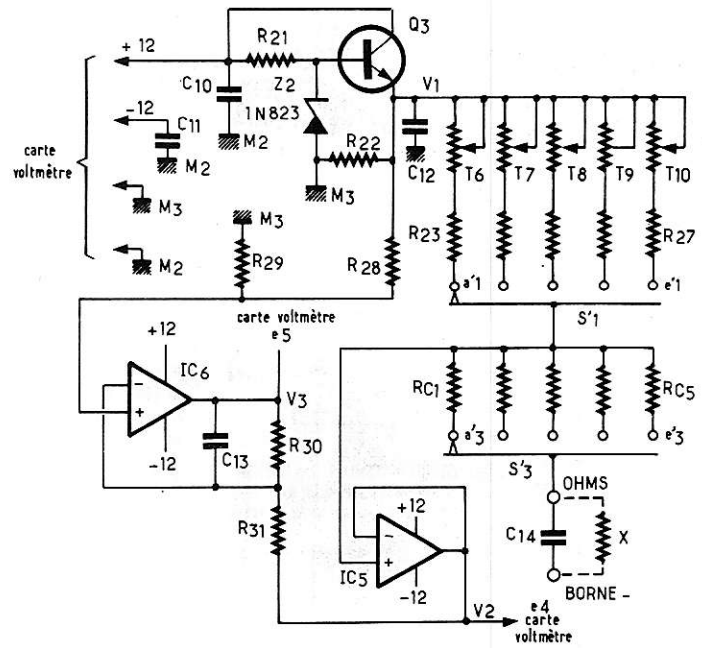


Figure 4 : Partie ohmmètre et commutation associée du pont décimal.

Décodage - Affichage

Le décodeur DS 8857 J de National SC associé au buffer 7 éléments 9667 PC de Fairchild assure la lecture sur 4 1/2 digits. Les sorties sont multiplexées. Le positionnement du point décimal est assuré par une galette séparée du sélecteur de gammes, via un transistor à commutation rapide.

III) CARTE OHMMÈTRE

Le schéma **figure 4** indique le schéma correspondant.

Nous avons commuté l'entrée V_{REF} et l'entrée 2 volts du LD 120 sur les sorties de deux AOP, l'un monté en suiveur, l'autre en différentiel.

Un pont de Wheatstone un peu spécial, alimenté par une tension positive V_1 , permet l'introduction et la mesure de la résistance inconnue X .

En examinant les tensions notées sur la figure 2 :

Pour IC₁ monté en suiveur $V_s \cong V_{in}$

$$\text{Soit } V_2 = V_1 \frac{X}{R + X}$$

Pour IC₂ monté en différentiel à gain unité

$$V_3 = \frac{V_1}{2} - \frac{V_2 - V_3}{2}$$

$$\text{soit après calcul simple } V_3 = V_1 \frac{R}{R + X}$$

En se reportant à l'équation de transfert du LD 120 : (1)

$$N = \frac{V_{IN} R_1}{V_{REF} R_2} \cdot 65536$$

on trouve pour la pleine échelle

$$20000 = \frac{V_2}{V_3} \times \frac{R_1}{R_2} \times 65.536$$

L'équation est indépendante de V_1 .

1 Comme dans notre carte principale

$$\frac{R_1}{R_2} \cong 1,06$$

on trouve facilement la valeur des résistances de gamme

Gamme 200 Ω $R = 695$ omhs
Gamme 2000 Ω $R = 6950$ omhs, etc.

et compte tenu du fait qu'ici :

$$V_1 = V_{IN} \text{ et } V_{REF} = V_3$$

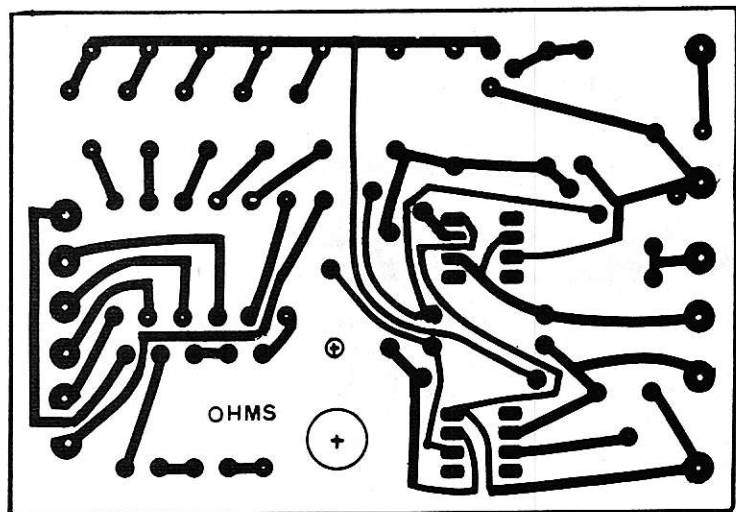


Figure 5 : Carte ohmmètre

En principe, 3 % de la résistance seront constitués par un trimmer de 200 Ω R = 665 + 47 trimmer, etc.

Pour V₁ nous avons à partir du + 12 volts effectué une baisse de tension à 6 V avec une régulation par zener et transistor. Il importe en effet de limiter le courant dans les résistances à mesurer et cette question devra être examinée avec soin pour les faibles résistances.

L'équation ci-dessus est rigoureusement exacte avec des AOP parfaits. Dans la pratique, en court-circuitant les bornes X, au lieu de lire zéro, on lira un affichage de 20 à 40 digits, selon les AOP utilisés. Nous avons conservé les signes ± dans l'affichage ohms, ce qui peut paraître illogique, mais en fait nous en tirerons profit. En effet, il faut trier les AOP pour obtenir un affichage négatif, ce qui sera d'ailleurs le cas le plus fréquent. Heureusement ces éléments sont peu coûteux et d'usage courant. A partir de ce moment, la tension de décalage qui ne peut être rattrapée, ni sur l'AOP suiveur, ni sur le 741 monté en différentiel (dans le cas du montage utilisé) pourra l'être très facilement au moyen d'un jeu de résistances de compensation qui seront automatiquement mises en série avec X. Le calcul de ces résistances de compensation est extrêmement facile. Supposons sur le décalage soit de - 32 digits sur la gamme 200 K. Pour cette gamme l'unité d'affichage valant 10 ohms, il faudra une résistance de compensation de 320 ohms. On pourra, soit utiliser des résistances fixes déterminées comme ci-dessus puis par tâtonnement, que l'on soudera directement sur la galette S'3, soit, si on est perfectionniste, utiliser pour les trois dernières gammes des petits trimmers à plat (genre T7YA de Sfernice) montés sur une minicarte Veroboard. Pour les deux premières, les résistances sont

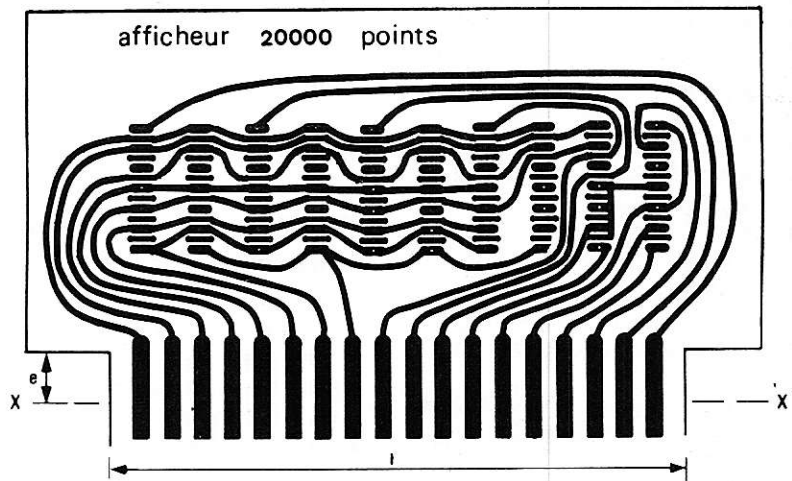


Figure 7 : Circuit afficheur. La cote e et la cote i seront laissées plus grandes que sur le dessin puis ajustées avec le connecteur à la lime douce.

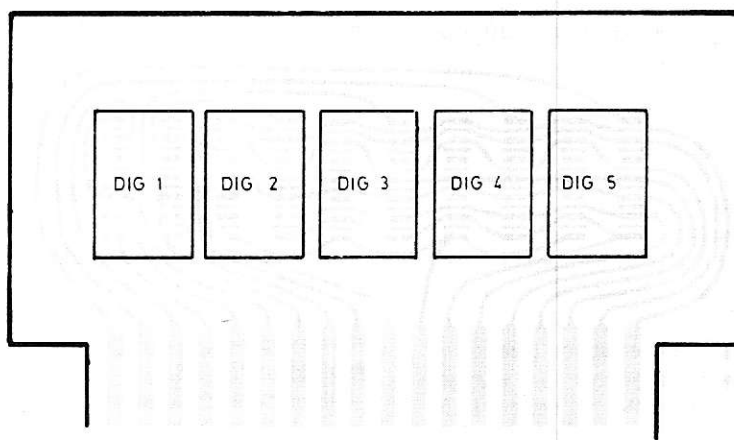


Figure 8 : Afficheur. Implantation des composants DIG 1, HP 5082 - 7656; DIG 2 à DIG 5 : HP 5082 - 7653. Ces derniers sont à cathode commune et non à anode commune comme indiqué par erreur dans notre numéro 366.

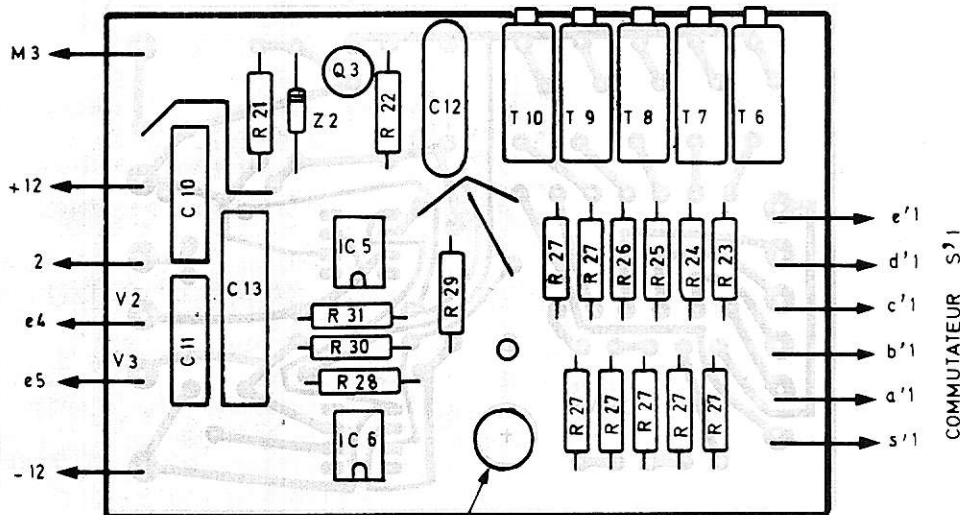


Figure 6 : Carte ohms, implantation des composants.

PERCAGE DE LA CARTE POUR
REGLAGE T2 - T3

très faibles et pourront être constituées par quelques centimètres ou millimètres de fil de manganèse.

CARTE AFFICHEURS

Les seuls composants de cette carte sont les éléments à 7 segments. La seule difficulté réside dans la finesse des soudures.

Son tracé est donné en figure 7, et l'implantation en figure 8.

● Vérification de l'afficheur

Il n'est pas inutile de vérifier séparément tous les éléments « autonomes » de notre réalisation. Nous utiliserons une pile de 4,5 V à l'exclusion de toute autre source dangereuse ou suspecte (par exemple une alimentation réglable).

La chute due aux led étant d'environ 1,5 V, une résistance de 150 ohms limitera le courant à 20 mA, valeur normale maximale en régime permanent indiquée par le fabricant. Enfoncer le circuit dans son connecteur. Connecter le pôle moins en R (extrême droite côté cuivre) et le pôle plus via 150 ohms, successivement en AB-CDEFGH. On verra s'allumer successivement les 8 éléments du digit le plus à droite, y compris le point décimal. On répétera l'opération pour les 3 autres digits, le pôle (—) étant le seul à se déplacer en Q, puis en J, puis en I.

Reste à contrôler « l'over-flow ». Placer le — en k, le + successivement en E, B, O, M. Enfin le — en M, le + en P, N. On aura vu s'allumer successivement les 6 éléments.

Câblage de la carte principale

● **Utiliser un support pour le LD 120.** Les autres circuits peuvent être soudés directement.

On montera d'abord l'oscillateur (1 transistor - deux condensateurs - 2 résistances - 1 inductance). Connecter l'alimentation. Aux bornes de l'inductance on devrait trouver à l'oscillo une fréquence de 163,8 kHz environ. C₅ étant volontairement constitué de deux condensateurs en parallèle, on ajustera ces capacités de manière à obtenir cette fréquence (pratiquement celle de France-Inter G.O.) aussi exactement que possible. Au besoin faire un montage provisoire « sur table » pour cette mise au point.

L'inductance est une inductance moulée, mais une inductance bobinée « maison » peut convenir, si elle n'est pas trop volumineuse.

Cependant la fréquence indiquée n'est pas critique. Elle a seulement l'avantage d'assurer la meilleure réjection du ronflement à 50 Hz et la meilleure sensibilité pour la valeur choisie pour C₅. Rappelons que la fréquence de l'horloge détermine le nombre de lectures par seconde selon la formule:

$$\frac{163.800}{49.152} = 3,33 \text{ (voir n° 365)}$$

A ce stade une vérification de sécurité consiste à contrôler que les 3 tensions (+ 5 + 12 — 12) sont bien présentes sur les pistes qui leur sont destinées, et **non ailleurs** (courts-circuits entre pins, vu la finesse du tracé). Cette vérification se fera de nouveau quand tout aura été soudé et **avant de mettre en place** le LD 120. Bien nettoyer le circuit.

On remarque deux picots pour la tension de référence. En fonction voltmètre ces deux picots seraient reliés par un pont, mais à cause de la fonction ohmmètre nous aurons une communication sur l'entrée V_{REF} du LD 120.

Pour les premiers essais, on reliera ces deux picots. On préparera deux courtes longueurs de câble blindé, soudés à un picot de masse, raccordées aux entrées ± et aux points A₂ S₂ de court-circuitage de R₃ + T₃.

Procédure de calibrage

— Réglage du zéro :

L'appareil étant chaud, les entrées en court-circuit sur la gamme 2 volts, l'afficheur doit indiquer 0000 ± 1 digit. Régler pour cela le trimmer T₂.

— Calibrage des gammes :

Les opérations suivantes supposent l'emploi d'un générateur de tensions calibrées.

Suivre l'ordre ci-après :

— Réglage de la gamme 200 mV par T₁. Ensuite ne plus toucher à T₁.

— Réglage de la gamme 2 V par T₃. Ensuite ne plus toucher ni à T₁ ni à T₃.

Calibrage de la carte ohms

Le zéro étant calé sur toutes les gammes, à ± 1 digit, le calibrage se fera en utilisant des résistances de précision ou connues avec précision — on agira sur les trimmers multitours T 19 S.

Nous noterons encore la nécessité d'une capacité à très fort isolement aux bornes de X. Cette capa sera soudée aux bornes d'entrée ohms. La masse de la carte « Diviseur » se trouvera bien entendu reliée à M₃. La masse de la carte OHMS sera aussi reliée à M₃, puisque les tensions de sortie des circuits IC5 et IC6, commutées sur les entrées du LD 120, sont comptées à partir du potentiel de M₃. Il se trouve que M₃ sert aussi nécessairement de circuit de retour pour le courant continu (qq. mA) alimentant IC5 et IC6 en ± 12 V(1). Il était donc indispensable, faute de mieux, de procéder au moins à un découplage vers M₂ des tensions parasites pouvant apparaître sur la ligne d'alimentation ± de cette carte.

La stabilité du zéro en température est le seul problème de la partie ohms, si R₁ et R₂ ont déjà été appariées en C.T. Avec les AOP utilisés, la stabilité est déjà très satisfaisante, le dérèglement du zéro ne dépassant pas 3 digits pour un écart de température de 15°. Pour les mesures très précises en dehors de la température de calibrage, ou pourra, soit refaire un calage du zéro, soit simplement prendre en compte, en plus ou en moins, les unités affichées quand les bornes « ohms » sont court-circuitées. On pourrait d'ailleurs chercher à utiliser des AOP plus performants, ayant une faible tension d'offset et une faible dérive de cette même tension.

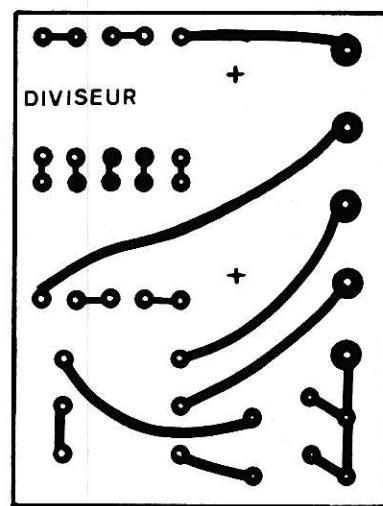


Figure 9 : Carte diviseur 20 V - 200 V.

V) DIVISEUR DE TENSION 20 - 200 VOLTS

Cette petite carte sera réalisée en dernier si on n'a pas d'ohmmètre suffisamment précis pour trier des résistances à 0,2% près. Il est très difficile (sauf en passant une commande spéciale) d'approvisionner des résistances de plus de 1 MΩ à couche métallique, à faible coefficient de température. Nous réaliserons donc R₂₀ par 10 × 1 MΩ soit V₂ = V₁ en série.

Comme dit plus haut, les résistances seront triées, et de manière à obtenir:

$$R_{20} = 10 \text{ M}\Omega \pm 0,2\%$$

$$R_4 = 1 \text{ M}\Omega \pm 108 \text{ K} = 1108 \text{ K} \pm 0,2\%$$

$$R_5 = 100,8 \text{ K} \pm 0,2\%$$

sous peine de ne pouvoir calibrer les gammes intéressées.

Le tracé est donné figure 9 et l'implantation figure 10.

VI) ALIMENTATION

Le schéma (figure 11) se passe de commentaires.

Une partie des composants (pont redresseur, condensateur de filtrage, régulateurs + 12 et — 12) se trouve sur la carte principale.

Nous avons utilisé un transformateur bobiné « maison ». Le circuit magnétique 50 × 60 est en tôle à grains orientés, la section du circuit est de 4 cm². L'induction a été limitée à 1,2 Tesla.

(1) Utiliser deux fils séparés pour les retours à M₃ des masses du diviseur et de la carte ohms (donc câble blindé à 3 conducteurs).

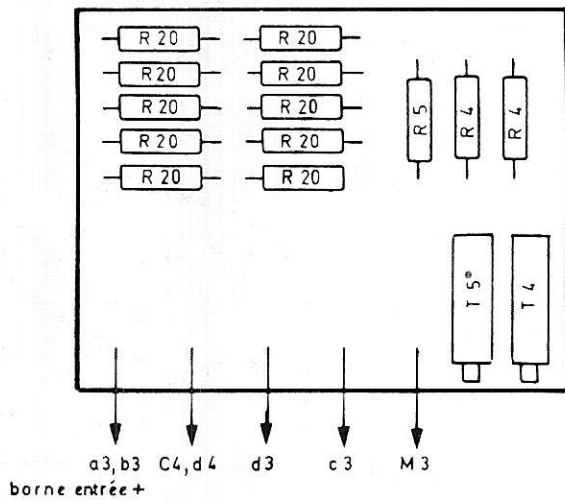


Figure 10 : La carte est fixée à l'extrémité des tiges filetées du commutateur S modèle MAY de Jeanrenaud. Diviseur 20 - 200 V. Implantation des composants. La carte est fixée verticalement et tenue en un seul point. Un fil rigide, soudé sur une cosse relais solidaire du coffret assure la connexion de M3 et empêche la rotation de la carte.

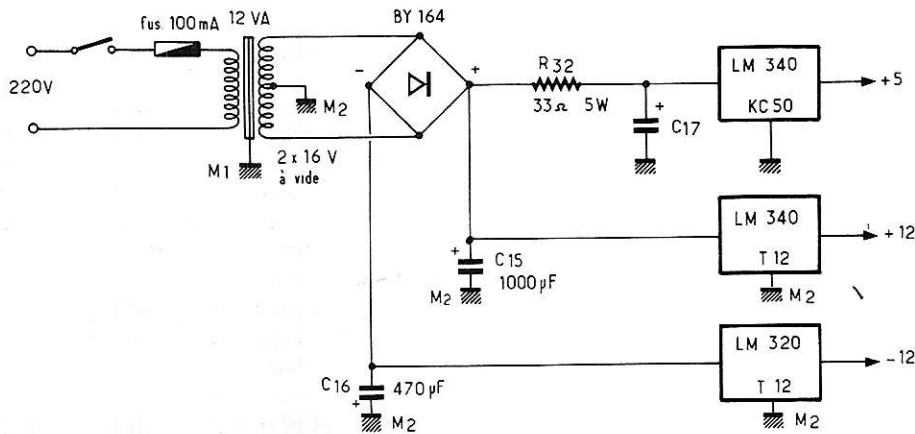
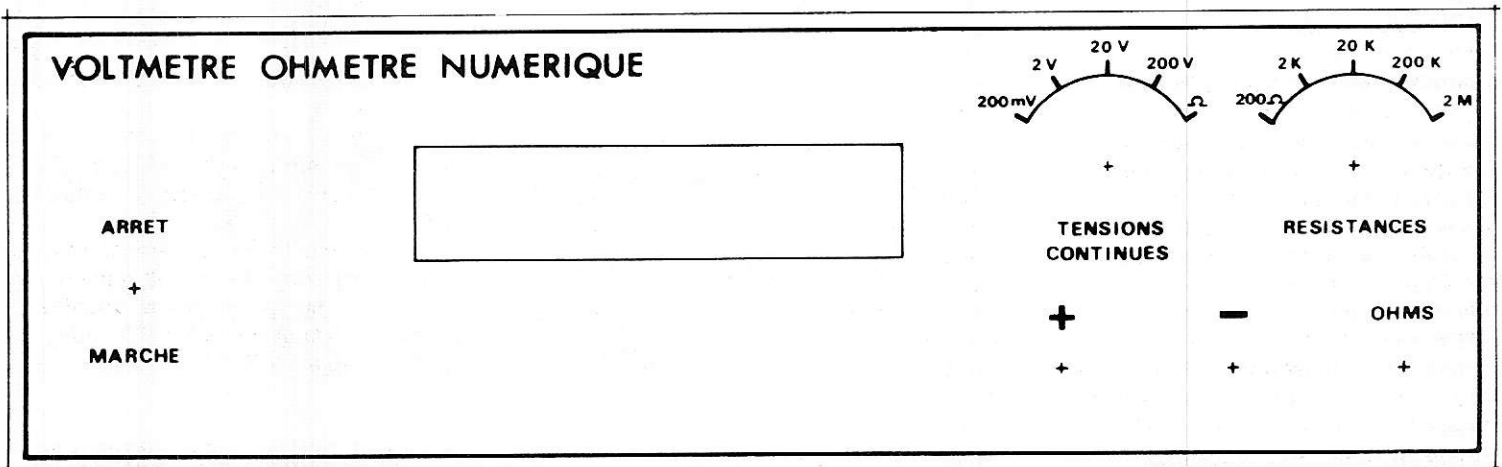


Figure 11 : Alimentation.

Figure 12 : Face avant.



La résistance R₃₂ n'est pas indispensable, mais en cas d'accident au régulateur 5 volts, on risque de trouver une tension très supérieure à 5 volts sur tous les circuits digitaux!... Cette résistance apporte donc une certaine protection (par la chute de tension liée à l'accroissement de courant) mais il faut y associer nécessairement un chimique C₁₇ de 470 à 1000 μ F, isolement 25 volts, voire 16 volts.

VI) PARTIE MÉCANIQUE

La miniaturisation n'a nullement été recherchée; le coffret est assez volumineux mais les organes sont facilement accessibles et l'élévation de température est très réduite, condition essentielle pour un appareil de cette classe.

Le croquis (figure 12) donne les cotes de la façade. Notre coffret réalisé sur mesure, est en tôle d'acier 10/10, constituant un blindage magnétique. Des pieds (butées) de 10 mm de hauteur minimale sont indispensables. Une séparation-blindage sur toute la longueur et toute la hauteur, pliée en équerre, réserve un espace pour le transformateur d'alimentation, le régulateur + 5 V, et le circuit d'alimentation secteur. Dans ces zones seulement quelques orifices de ventilation basse sont prévus dans le fond du coffret; les orifices de ventilation haute correspondants sont percés dans la joue du couvercle.

Les deux commutateurs sont montés sur une équerre en acier 10/10, elle-même fixée au fond du coffret par 4 vis de 4 x 30 et 4 entretoises. La carte Diviseur est fixée en bout des 2 tiges filetées du commutateur S. Le blindage en tôle d'aluminium 10/10 est percé pour être enfilé dans les axes et les tiges filetées des commutateurs S et S'. Des passages ont été réservés pour l'accès par le tournevis aux trimmers T₁ - T₂ et T₃.

Prévoir une douille masse (M₁) à l'arrivée du coffret (mise à la terre éventuelle).

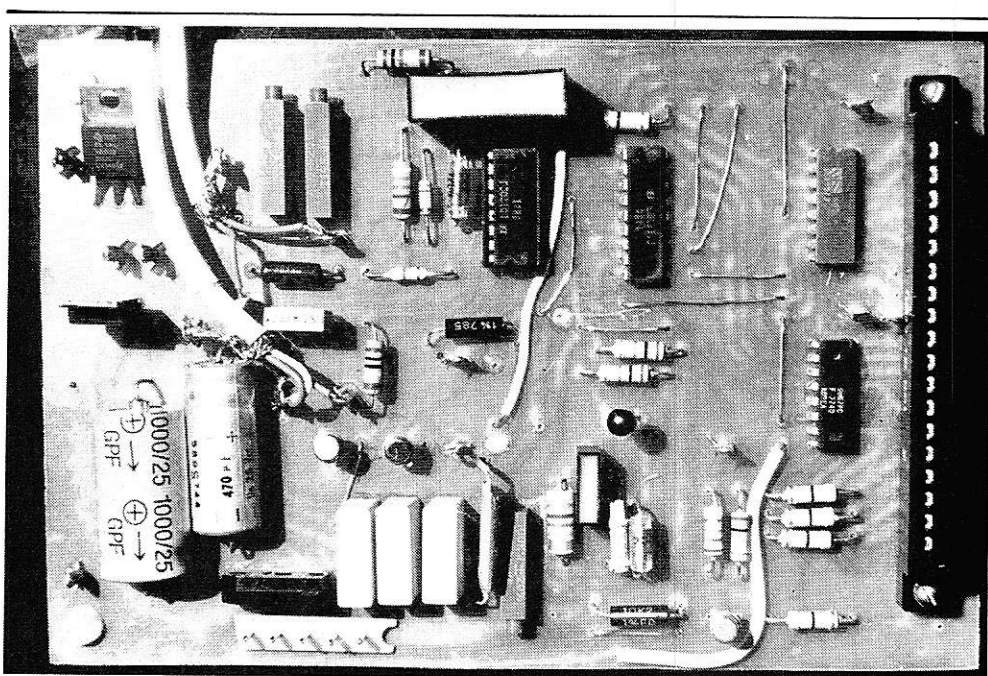
VII) CONTROLE FINAL ET RECOMMANDATIONS D'EMPLOI

1) Mettre l'appareil sous tension 5 à 10 minutes avant les mesures, dans le cas de mesures de précision.

Au bout de ce temps, les entrées étant court-circuitées l'afficheur doit indiquer 0000 ± 1 sur la gamme 2 volts.

2) N'utiliser que des cordons blindés pour la mesure.

3) Dans le cas de résistances de source élevées, il conviendrait de blinder la source ou l'ensemble du montage soumis à la mesure dans un boîtier métallique et de relier la masse de ce boîtier à celle du coffret.



Carte principale

La carte est fixée au fond du coffret par 4 vis, le réglage en hauteur pour centrer l'afficheur se fait par écrou et contre-écrou.

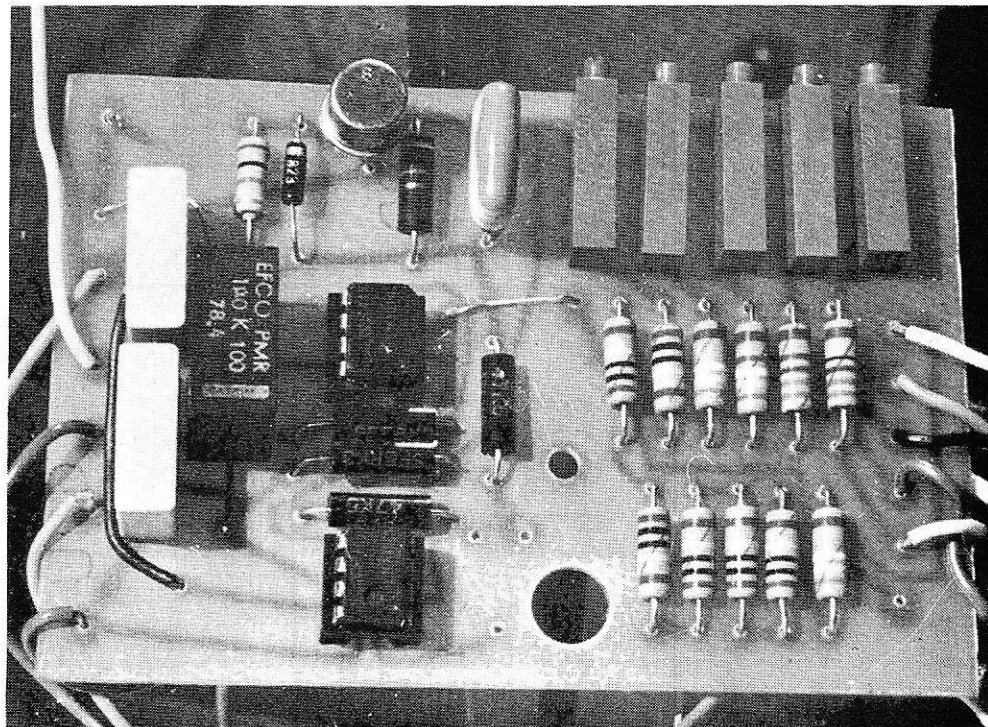
Les vis arrière sont en nylon, les vis avant maintiennent aussi le connecteur.

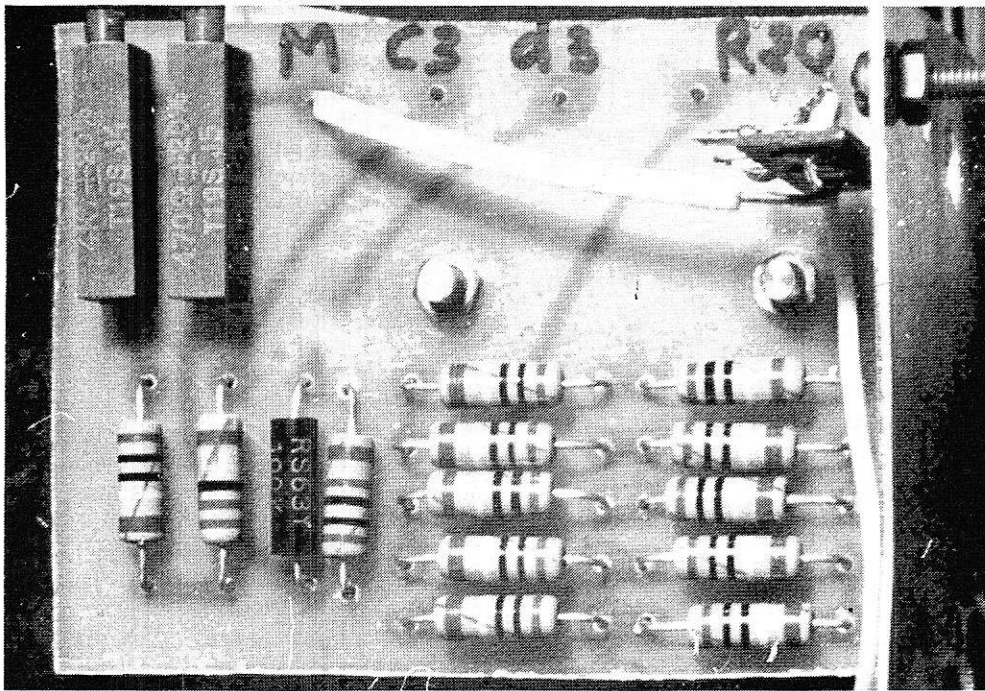
La tresse des câbles blindés est soudée à un picot de masse M 2. Remarquer le double fil de retour à M 3 (voir texte).

Les régulateurs + 12 et - 12 peuvent être montés sans radiateur.

Carte ohmètre

La carte a été retournée pour la photographie, les composants sont situés vers l'intérieur du coffret.



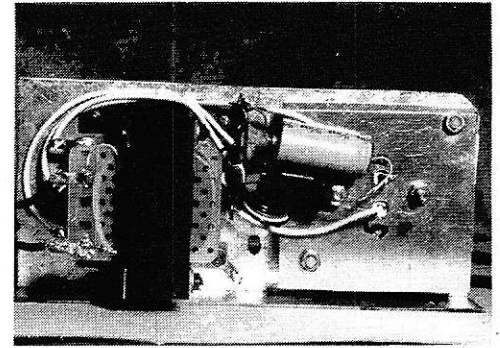
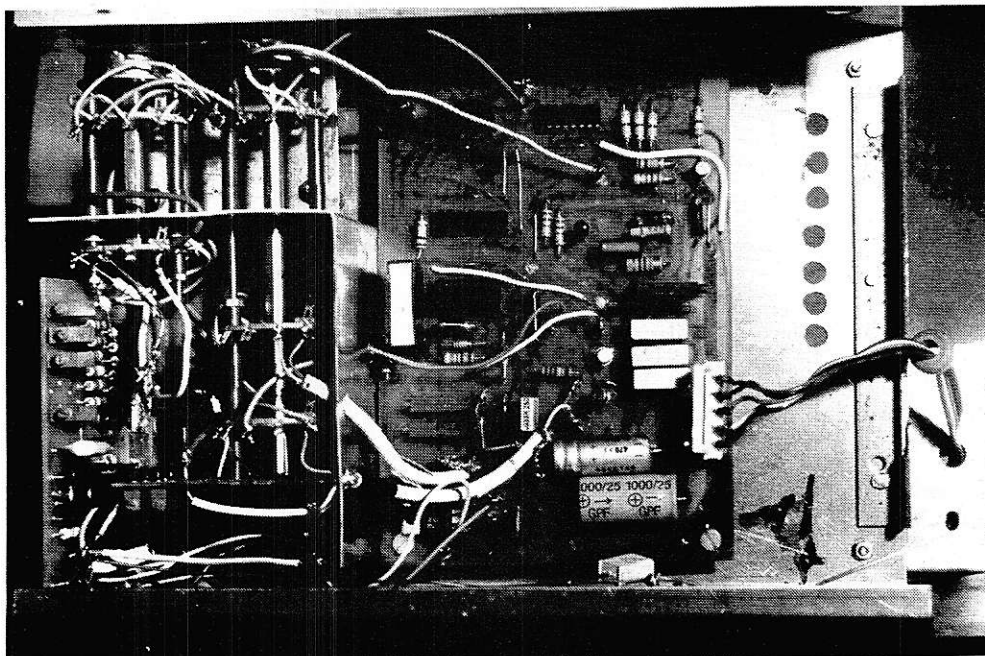


DIVISEUR 20 V - 200 V

Le câblage en provenance de la galette 3 du commutateur S sera soudé directement sur le circuit imprimé.

Une barrette relais à 3 cosses fixée sur le blindage reçoit les deux fils de masse M_s (un pour le diviseur, l'autre ira vers la carte OHMS).

L'intérieur du coffret, en cours de montage. L'alimentation a été mise de côté. Les premières galettes des commutateurs S et S' assurent la commutation du point décimal. Remarquer le blindage. La deuxième galette de S' assure à la fois la commutation des gammes ohms et des résistances de compensation.



L'alimentation montée sur une plaque équerre formant blindage magnétique —. Le régulateur + 5 est sur une plaque alu fixée en avant du support au moyen de vis nylon d 4 mm. Le trou ovale dans la tôle permet le réglage du trimmer T₂.

La non-observation de cette recommandation peut amener des tensions parasites dans le circuit d'entrée qui feront clignoter le dernier digit.

4) L'afficheur doit être stable à moins un digit près sur les gammes 2 à 200 volts. Sur la gamme 200 mV la stabilité est légèrement moins bonne (± 1 à ± 2 digits) du fait :

- du gain plus grand de l'amplificateur d'entrée;
- des tensions parasites dont l'importance relative est décuplée. A citer, par exemple, le phénomène possible de thermocouple aux points divers de raccordement dans le circuit mesure (la résolution du dernier digit correspond à $10 \mu V$), etc.

En prenant les précautions décrites au § précédent, la stabilité reste cependant largement dans les limites annoncées par la Société Siliconix.

5) En dépassement de gamme (clignotement des afficheurs) les mesures sont valables jusqu'à 25 000 points (on voit alors clignoter le chiffre 5 000). Au-delà de 25 000 points le clignotement continue mais vers 27 000-28 000 points la mesure n'a plus aucune signification.

6) Retoucher le calibrage après une période de fonctionnement de 1 heure environ. Effectuer aussi le calibrage des gammes 20 et 200 V par T₄ et T₅.

VIII) EXEMPLES D'UTILISATION

Avec notre appareil nous vérifierons la stabilité d'une source à courant continu, nous pourrons sur 200 mV l'utiliser comme appareil de zéro (avec vrai ou faux zéro la méthode reste valable), nous pourrons échantillonner des résistances; en approchant prudemment le fer à souder d'une résistance nous vérifierons le sens de variation (positif ou négatif) du coefficient de température, etc.

Toutes ces vérifications seront beaucoup plus performantes qu'avec un appareil 2000 points.

Nous pourrons aussi étudier la stabilité en température des diodes Zener compensées (diodes dites de référence).

A remarquer que beaucoup d'applications dans lesquelles intervient la notion de comparaison peuvent se faire avec un appareil très mal calibré, faute d'étalon de tension qui est assez difficile à se procurer.

IX) AMÉLIORATION DES PERFORMANCES (stabilité en température)

Au moyen d'un cordon mobile, relierons avec précautions l'un des picots porté au potentiel V_{REF} à l'entrée + du voltmètre commuté sur la gamme 20 volts. Si le voltmètre est bien calibré nous lirons la valeur exacte de V_{REF} . Dans le cas contraire nous lirons un nombre dont nous suivrons l'évolution en fonction de la température ambiante ou régnant à l'intérieur du coffret. L'équation (1) devient :

$$N = \frac{R_1}{R_2} \times 65.536$$

dans laquelle V_{REF} est éliminé.

En toute rigueur, R_1 contient un texte supplémentaire dont il n'a pas encore été fait mention, il s'agit d'une résistance R''_1 intégrée dans le convertisseur LD 120.

Nous avons donc $R_1 = R'_1 + R''_1$.

R'_1 est la résistance que nous avons calculée plus haut et montée sur le circuit — R''_1 est assez faible pour que notre rapport reste dans la limite du réglage des trimmers, mais sa variation en température est bien plus importante que celle de R'_1 .

On pourra, par la méthode indiquée plus haut, trier des résistances et chercher des coefficients de température visant à rendre constant le rapport —. On peut même chercher à compenser de plus les variations de V_{REF} .

Cette méthode demande de la patience, le voltmètre étant utilisé pour le choix des résistances qui remplaceront celles initialement montées. Il faut tenir compte du fait qu'après soudure une résistance demande plusieurs heures (ou davantage) avant de retrouver un minimum de stabilité.

A. MENDRET

Nomenclature des composants

A — Carte principale

- 1 Carte 110 x 170 mm
- 1 Support 16 broches (LD 120)
- 1 Circuit LD 120 - Siliconix IC1
- 1 Circuit LD 121 - Siliconix IC2
- 1 Circuit 9667 PC - Fairchild IC3
- 1 Circuit DS 8557 J - National IC4
- Z₁ 1 Réf. tension LM 329 AH National
(ou LM 329 BH : 20 ppm °C - Voir § IX)
- CR 1 Régulateur courant CR 130 ou 160 - Siliconix
- Q₂ 1 Transistor FET N E 211 - Siliconix
- L 1 Self 360 μ H moulée 2500 - 06 - Delevan
- 1 Connecteur 18 broches pour C.I. - Souriau
- 1 Connecteur 5 broches en deux pièces (M et F) ou soudure directe
- 1 Transistor 2N 2906 - Motorola
- 1 Redresseur BY 164
- 1 Régulateur LM 340 T 12
- 1 Régulateur LM 320 T 12

Résistances fixes

- R₁ 102 K 1 %
- R₂ 9,76 K 1 %
- R₃ 86 K 1 %
- R₇ 62 K 5 %
- R₈ 47 K 5 %
- R₉ 4,7 K 5 %
- R₁₀ 10 K 5 %
- R₁₁ 1 K 5 %
- R₁₂ 1 k 5 %
- R₁₃ 36 ohms 5 %
- R₁₄ 36 ohms 5 %
- R₁₅ 36 ohms 5 %
- R₁₆ 36 ohms 5 %
- R₁₇ 10 K 5 %
- R₁₈ 1,6 K 5 %
- R₁₉ 10 K 5 %

Toutes résistances 1/2 watt à couche d'oxyde métallique sauf R₁₃ à R₁₆ qui peuvent être à couche de carbone.

R₁ R₂ R₃ doivent être à haute stabilité (50 ppm °C ou si possible 25 ppm °C).

Condensateurs

- C 15 Chimiques 1 x 1000 μ F 25 volts
- C16 Chimiques 1 x 470 μ F 25 volts
- C₁ 400 pf mica
- C₂ 1 μ F Polycarbonate
- C₄ 22 nF Mylar
- C₅ 2,7 nF Disque Céramique (deux capa en parallèle, valeur à ajuster)
- C₆ 47 nF Disque Céramique (deux capa en parallèle, valeur à ajuster)
- C₃ 1200 pf Mica
- C₇-C₈-C₉ 470 nF

Potentiomètres ajustables :

- T₁ 4,7 K multitours - Sfernice T 19 S
- T₂ 100 K multitours - Sfernice T 19 S
- T₃ 4,7 K multitours - Sfernice T 19 S

B — Carte affichage

- 1 carte
- 450827653 Hewlett Packard 7 segments cathode de commune
- 150827636 Hewlett Packard 7 segments

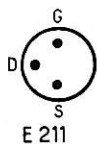
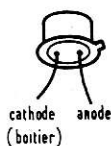
C — Commutation de gamme et diviseur d'entrée

- 1 commutateur 4 circuits — 5 positions + 1 galette séparée point décimal (MAY de Jeanrenaud)
- Résistances fixes R₄ 1,108 M \pm 0,2 %
- Résistances fixes R₂₀ 10 M Ω \pm 0,2 % (10 x 1 M Ω)
- 1/2 watt 50 ppm °C
- Résistances fixes T₅ 100,8 K \pm 0,2 %
- Résistances ajustables T₄ 4,7 K multitours - Sfernice T 19 S
- Résistances fixes ajustables T₃ 0,47 K multitours - Sfernice T 19 S

D — Carte ohmmètre

Circuits intégrés - Transistors, etc.

- IC5 - LM 307
- IC6 - LM 741
- Q₃ - 2N 1711
- Z₂ - IN 823



Brochage des composants. Pour les circuits 9667 PC - DS 8857 J, se reporter au schéma.

Diodes de référence :

LM 129 AH - BH.

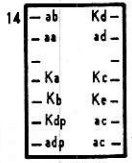
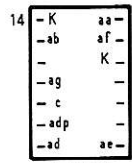
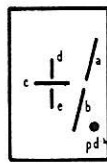
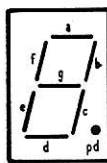
LM 329 AH.

LM 329 BH, etc...

Régulateurs de courant :

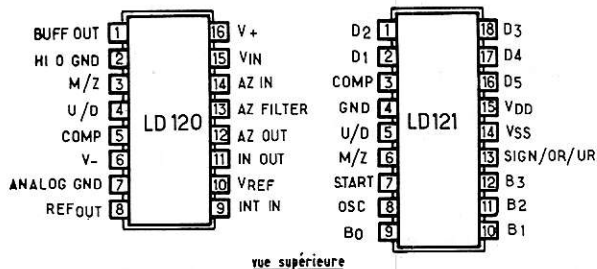
CR 130

CR 160



ab = anode b etc...

pb = dp = point décimal



vue arrière

Résistances

R₂₂ - 1 K 5 %

R₂₂ - 10 K 5 %

R₂₃ - 665 ohms 1 % couche métallique 50 ppm, 1/2 watt

R₂₄ - 6,65 K 1 % couche métallique 50 ppm, 1/2 watt

R₂₅ - 66,5 K 1 % couche métallique 50 ppm, 1/2 watt

R₂₆ - 665 K 1 % couche métallique 50 ppm, 1/2 watt

R₂₇ - 6 × 1 M Ω 1 % couche métallique 50 ppm, 1/2 watt
+ 665 K

R₂₈ à R₃₁ 47 K 1 % couche métallique 50 ppm, 1/2 watt

R_{C1} à R_{C5} = à déterminer aux essais

Trimmers

T₆ 47 ohms T₈ 4,7 K

T₇ 470 ohms T₉ 47 K

T₁₀ 470 K

tous du modèle T 19 S de Sfernice

Condensateurs

C₁₀ - C₁₁ - C₁₂ 470 nF

C₁₃ 1 à 1,5 μ F

C₁₄ 220 nF à très fort isolement (> 5 000 MΩ)

prendre un modèle à forte tension de service

(1600 V par exemple)

1 commutateur 3 circuits - 5 positions (MAY de Jeanrenaud)

1 carte

E — Compartiment alimentation

1 Transfo 12 VA faibles fuites magnétiques

1 Régulateur LM 340 KC 5.0 + volts

1 Radiateur pour d° (Plaque alu noire 60 × 60)

1 Interrupteur - 1 Porte-fusibles

Facultatif (1 résistance 33 ohms 5 watts - 1 chimique 470 μ 25 V)

F — Divers

1 coffret 260 × 80 × 180

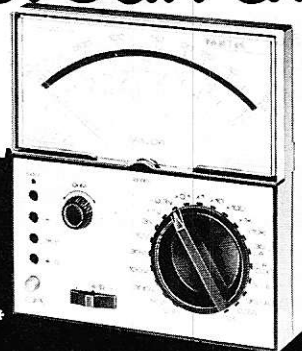
Visserie, butée, cadre pour habillage de l'afficheur

3 bornes isolées modèle professionnel

2 boutons-flèche

L'habillage de la façade pourra être fait en Scotchcal

Le Major USI a de nombreux atouts



F. Frs. 438, — *

De classe 2, ce multimètre de 40 KΩ/V en = et ~ est doté d'un générateur de BF modulé par une FHz M.F et pouvant donner jusqu'à 500 MHz en harmonique.

Ce contrôleur possède une protection électronique contre les surcharges ainsi qu'un néon pour les tensions supérieures à 100 V.

Cet appareil est réalisé aussi en réseau résistif à film épais.

* Prix unitaire H.T., avec une paire de cordons et un boîtier plastique.

PANTEC

DIVISION OF CARLO GAVAZZI

CARLO GAVAZZI S.à.r.l. 27-29, Rue Pajol 75018 Paris
Tél. (01) 2001130 Télex 240062

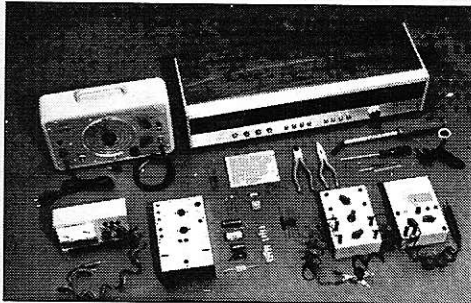
Contrôleurs Pantec sont disponibles chez votre distributeur habituel.

l'électronique: un métier d'avenir

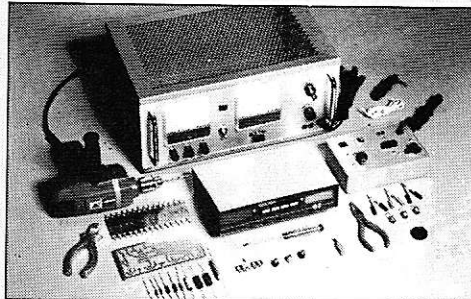
Votre avenir est une question de choix : vous pouvez vous contenter de "gagner votre vie" ou bien décider de réussir votre carrière.

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 épaula, du début à la fin de votre cours.

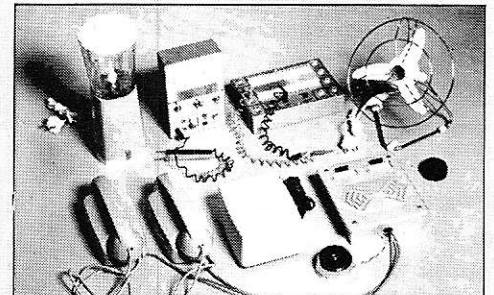
Très important : avec les cours, vous recevez chez vous tout le matériel nécessaire aux travaux pratiques. Votre cours achevé, il reste votre propriété et constitue un véritable laboratoire de technicien. Stage de fin d'études : à la fin de votre cours, vous pouvez effectuer un stage de perfectionnement gratuit de 15 jours, dans les laboratoires EURELEC, à Dijon.



Electronique



Electronique industrielle



Electrotechnique

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.

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.

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

CENTRES REGIONAUX

21000 DIJON (Siège social)
R. Fernand Holweck
Tél.: 66.51.34

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

68000 MULHOUSE
10, rue du Couvent
Tél.: 45.10.04

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

INSTITUTS ASSOCIES

BENELUX
230, rue de Brabant
1030 Bruxelles

TUNISIE
21 ter, rue C. de Gaulle
TUNIS

COTE-D'IVOIRE
23, rue des Selliers
(Près école Oisillons)
B.P. 69 - ABIDJAN 07

HAITI
4, ruelle Carlstroem
PORT-AU-PRINCE
MAROC
6, avenue du 2 Mars
CASABLANCA
REUNION
134, rue Mal Leclerc
97400 ST-DENIS
SENEGAL
Point E - Rue 5
B.P. 5043 - DAKAR

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 :

Bon à adresser à Eurelec - 21000 Dijon

Cours de :

- RADIO-STÉRÉO A TRANSISTORS
25 envois de 206 F + 15 F (frais d'envoi).
- ÉLECTROTECHNIQUE
17 envois de 170 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 85 F + 15 F (frais d'envoi).
- ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
23 envois de 204 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 102 F + 15 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).

F 502

deici

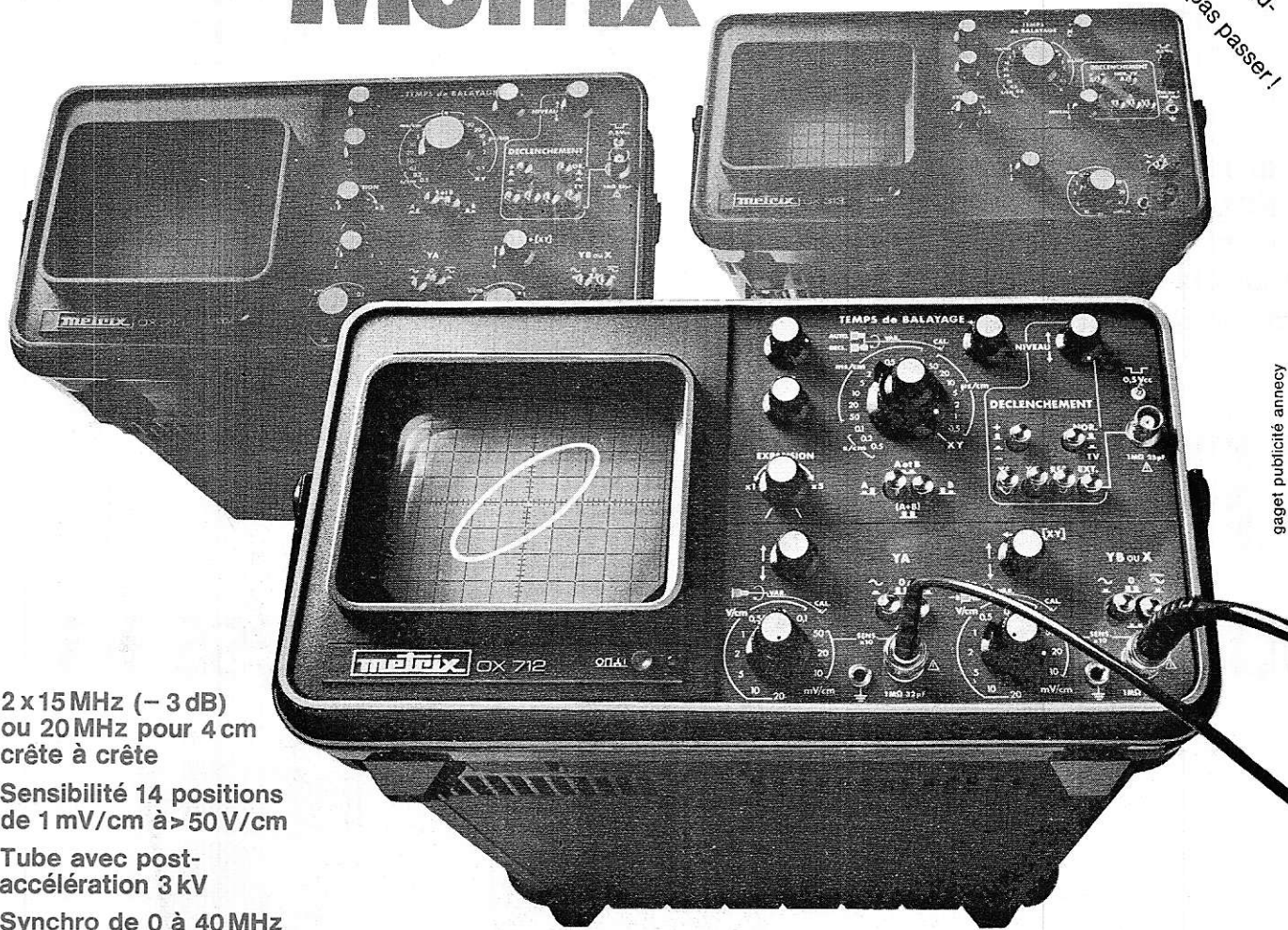
709-02



sûrs, ils durent.

Metrix

OFFRE SPECIALE
 Une sonde à double rapport 100MHz gratuite pour l'achat d'un appareil dans toutes les agences et chez tous les distributeurs Metrix.
 Offre valable jusqu'au 31/5/79. Ne la laissez pas passer!



2 x 15 MHz (- 3 dB)
 ou 20 MHz pour 4 cm
 crête à crête

Sensibilité 14 positions
 de 1 mV/cm à > 50 V/cm

Tube avec post-
 accélération 3 kV

Synchro de 0 à 40 MHz

**La qualité Metrix.
 Une solide réputation.**

Depuis 40 ans Metrix s'est forgé une solide réputation de qualité, de fiabilité et de robustesse. Avec les multimètres, puis avec les oscilloscopes, la qualité Metrix creuse l'écart. Tous les appareils Metrix sont garantis 2 ans.

Conception et fabrication françaises.

Les oscilloscopes Metrix sont conçus et fabriqués à Annecy, en Haute-Savoie, avec un soin et une minutie dignes de nos proches voisins helvétiques. Les oscilloscopes Metrix, eux, ne sont pas importés. En revanche, Metrix exporte près du 1/3 de sa production, preuve de l'intérêt que ses instruments provoquent à l'étranger.

Metrix présent partout.

Avec 150 distributeurs et 10 agences, il y a toujours un technicien Metrix près de chez vous.

Chez lui, vous trouverez toujours l'oscilloscope Metrix à la mesure de vos besoins. Essayez-le dès aujourd'hui!

Instruments Metrix
 BP 30 - 74010 Annecy cedex
 tél. (50) 52.81.02 - télex 385131

Agence en région parisienne
 BP 124 - 92223 Bagneux
 tél. 664.16.10

Si beaucoup d'amateurs limitent leur activité à la reproduction de montages entièrement décrite dans les revues, il en reste de nombreux autres pour qui le plaisir essentiel réside dans la conception, puis dans la mise au point, de leurs propres circuits. Cette démarche exige évidemment le passage, avant la réalisation définitive, par l'étape d'un câblage provisoire. Les boîtes de connexions rapides, par simple insertion des composants dans des contacts à pinces, facilitent considérablement ce travail, et permettent la récupération du matériel.

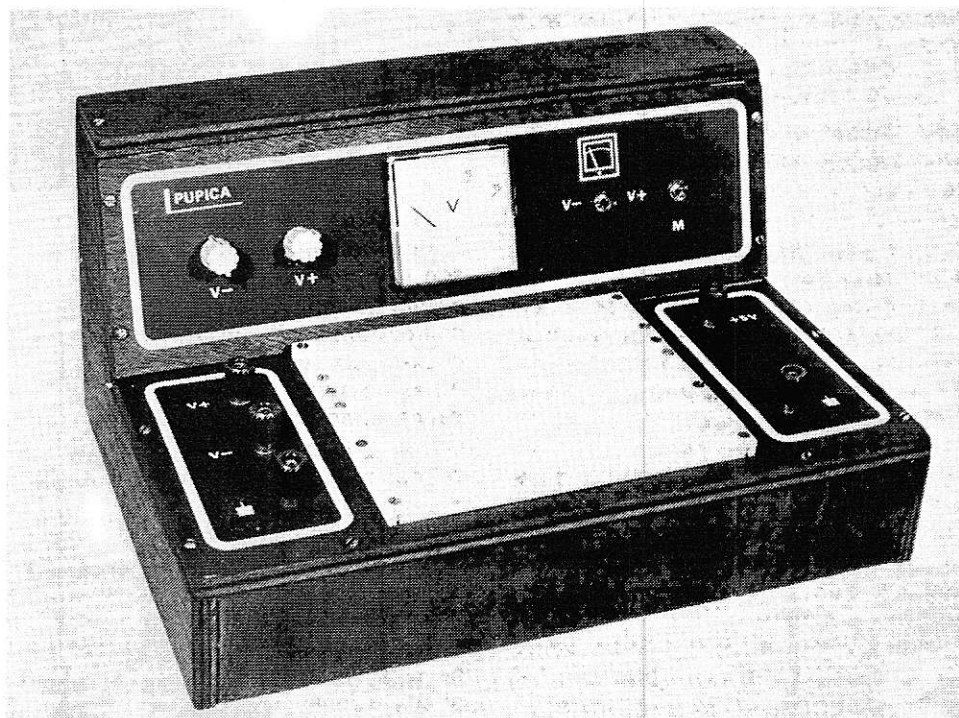
Il existe maintenant plusieurs constructeurs de telles boîtes.

Nous avons sélectionné les modèles proposés par la firme Continental Specialities Corporation et distribués en France, notamment, par les établissements Gradco. Ils existent en différentes tailles, permettant à chacun de composer l'ensemble satisfaisant ses besoins.

Pour faciliter l'exploitation de ces panneaux de câblage, nous les avons rassemblés sur un pupitre qui renferme trois alimentations stabilisées.

« PUPICA »

pupitre de câblages d'essais



I. — SCHÉMAS DES ALIMENTATIONS

Nous avons prévu, d'abord, une alimentation délivrant une tension fixe de 5 volts, avec un débit maximal de 600 mA environ : elle se révélera particulièrement utile pour les circuits de logique TTL. Les deux autres alimentations délivrent des tensions variables, réglables entre 5 volts et 12 volts, l'une à polarité positive, et l'autre, à polarité négative. Naturellement, ces trois alimentations sont protégées contre les surintensités.

Le schéma des alimentations ∓ 12 volts, est donné à la **figure 1**. Nous ne décrivons que les circuits de la partie positive, ceux de l'autre partie étant identiques.

L'un des enroulements à 14 volts du secondaire du transformateur TR 1, attaque le redresseur en pont formé par les quatre diodes D₁ à D₄, et suivi du condensateur du filtrage C₁. La référence de tension est fournie par la diode zéner DZ₁ de 5 volts, polarisée à travers la résistance R₁.

Le transistor T₁, NPN de faible puissance, dont l'émetteur reçoit cette tension de référence, travaille en comparateur. En effet, par l'intermédiaire du potentiomètre P et des résistances R₃ et R₄, sa base reçoit une fraction, réglable, de la tension de sortie. Le courant consommé par le collecteur de T₁, traverse la résistance R₂, et détermine donc le potentiel sur la base du transistor ballast T₂, c'est-à-dire, finalement, sur son émetteur. En sortie, un condensateur C₂ parfait le filtrage, notamment vis-à-vis des transitoires.

La protection contre les surcharges est assurée par les transistors T₃ et T₄. Tant que l'intensité débitée ne provoque pas, aux bornes de l'ensemble R₅ R₆ (nous avons choisi le branchement en parallèle de deux résistances de 8,2 Ω , plus faciles à trouver qu'une résistance de 4 Ω), une chute de tension d'au moins 1,2 volt, le transistor T₃ reste bloqué, ainsi que T₄, et l'alimentation fonctionne normalement. Au contraire, si l'intensité dépasse la limite permise, T₃ conduit, et passe même rapidement, à la saturation. Il en est alors de même de T₄ qui, se comportant comme un interrupteur fermé, court-circuite vers la masse la base de T₂, annulant la tension de sortie tant que persiste la cause de la surcharge.

Nous n'avons représenté, pour la deuxième alimentation de 12 volts, que les circuits de sortie, afin de préciser leur interconnexion avec la première section. L'émetteur du transistor T'₂ est relié à la masse, la sortie s'effectuant maintenant sur le pied de la résistance R'₄.

Pour des raisons évidentes d'économie, un seul voltmètre est utilisé pour lire les deux tensions de sortie. L'inverseur K₁, à deux positions stables et deux circuits, permet de le brancher sur l'une ou l'autre des alimentations.

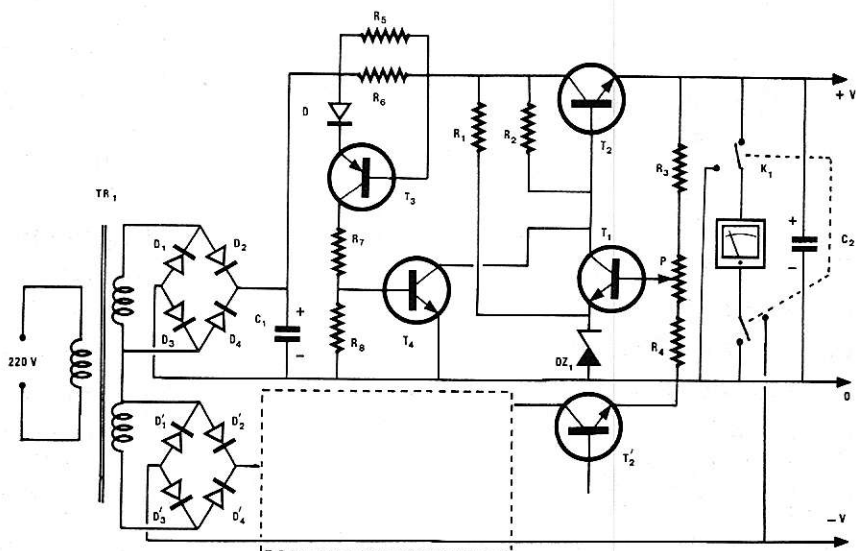


Figure 1.

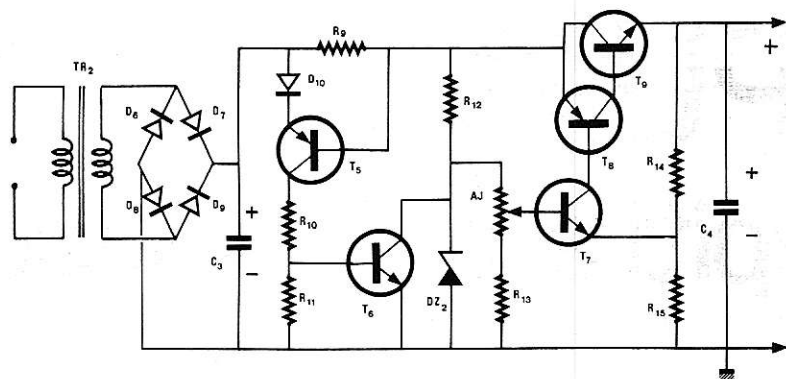


Figure 2.

La **figure 2** représente l'alimentation 5 volts. Le transformateur TR₂ délivre, sur son secondaire, une tension efficace de 6 volts (le modèle que nous avons utilisé comportant deux enroulements de 6 volts, ceux-ci ont été branchés en parallèle). Après un redressement sous double alternance, effectué par le pont des diodes D₆ à D₉, on trouve un premier filtrage, par le condensateur électrochimique C₃.

Le dispositif de protection contre les surintensités, adopte une structure identique à celle du dispositif équivalent dans les alimentations + 12 volts et - 12 volts, et nous ne reviendrons pas sur son fonctionnement, déjà analysé plus haut. Remarquons simplement que le transistor T₆, court-circuite, cette fois directement, la diode DZ₃ qui fournit la référence de tension.

En effet, compte tenu de l'ordre de grandeur de la tension stabilisée, le schéma de la partie régulatrice diffère de ceux que nous avons précédemment adoptés. Le transistor comparateur, T₇, reçoit sur sa base une fraction de la tension de référence, réglable par la résistance ajustable AJ, grâce à laquelle la sortie pourra être exactement portée à + 5 volts. Cette tension de base est comparée à une partie fixe de la tension de sortie, déterminée par les résistances R₁₄ et R₁₅.

L'association T₈ T₉, se comporte comme un transistor unique de type PNP, et le courant sort donc de la base de T₈. Dans ces conditions, ce courant peut être directement celui du collecteur du transistor NPN T₇.

On retrouvera enfin, en sortie, le condensateur de filtrage C₄, destiné surtout à absorber les transitoires créés par la charge.

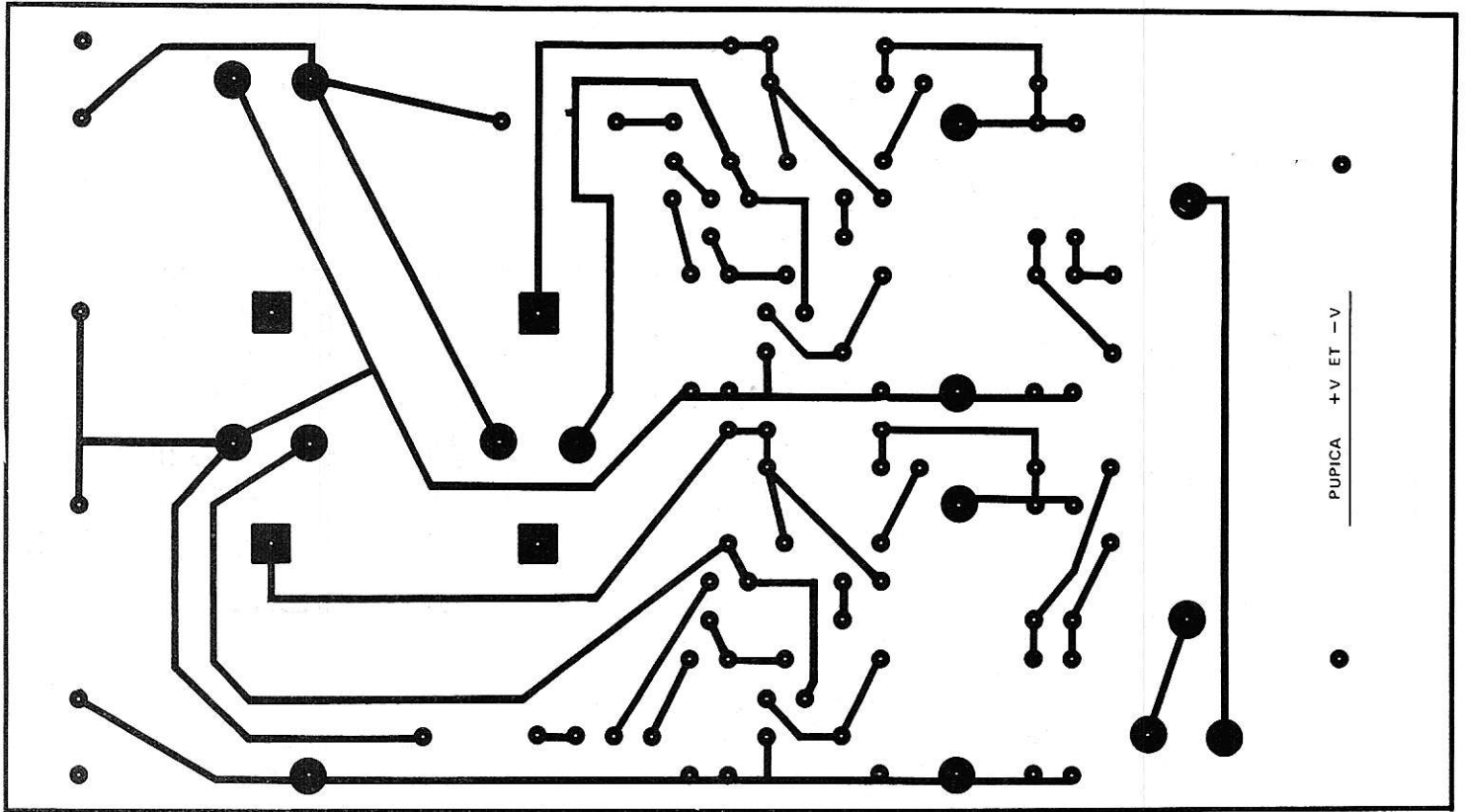


Figure 3.

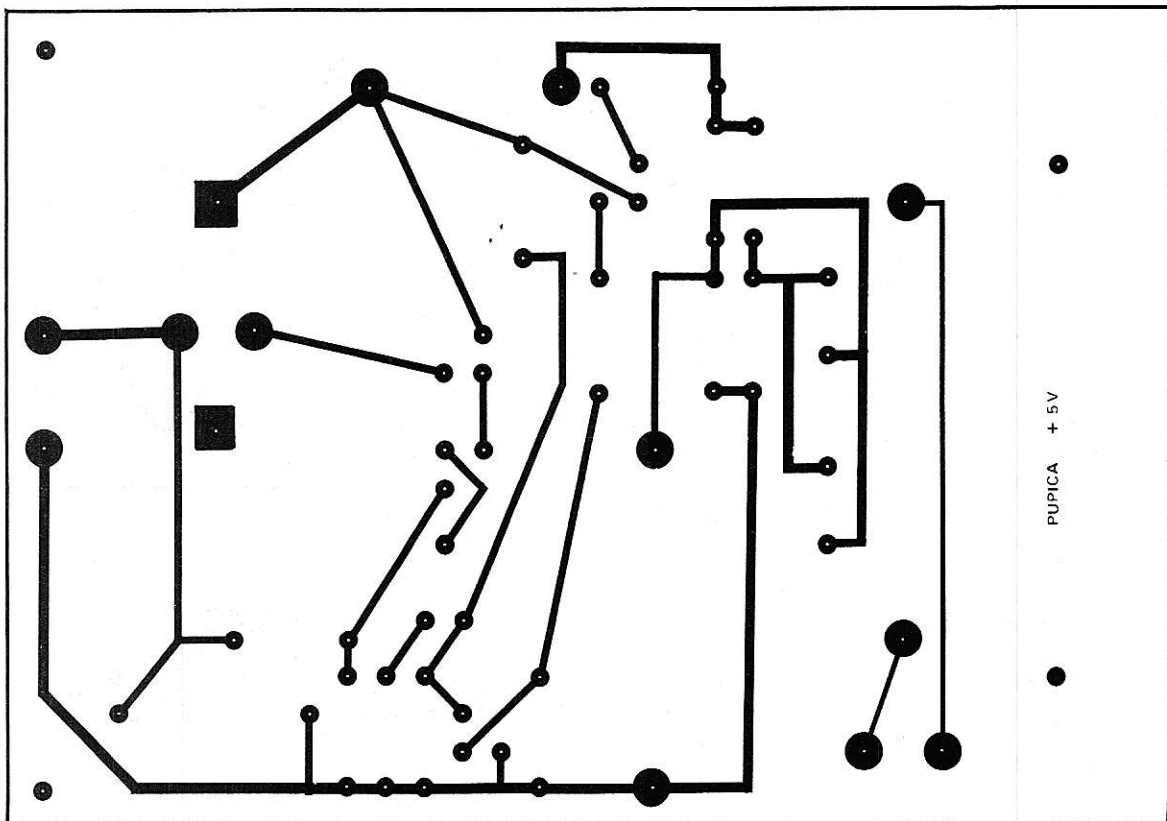


Figure 6.

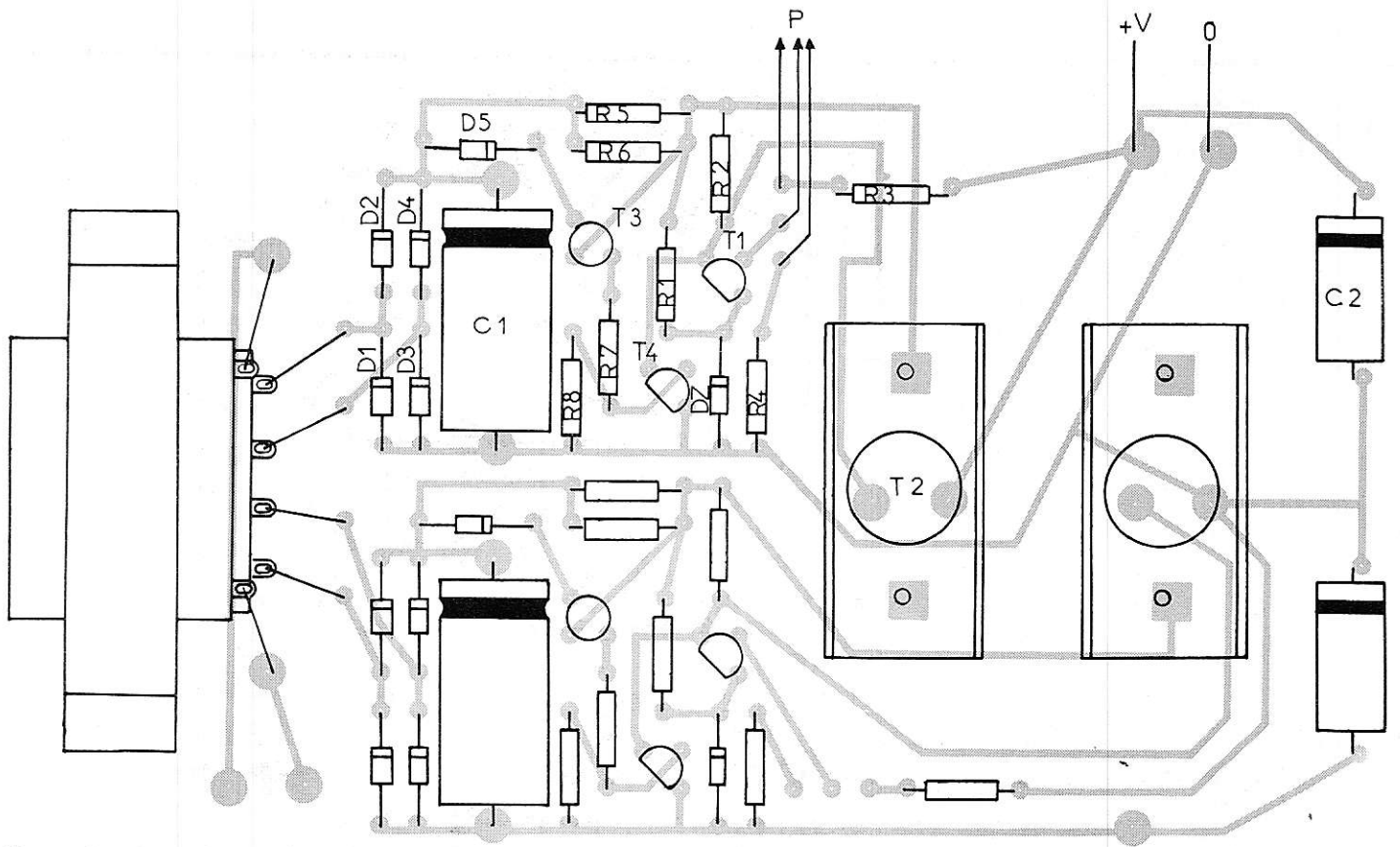


Figure 4.

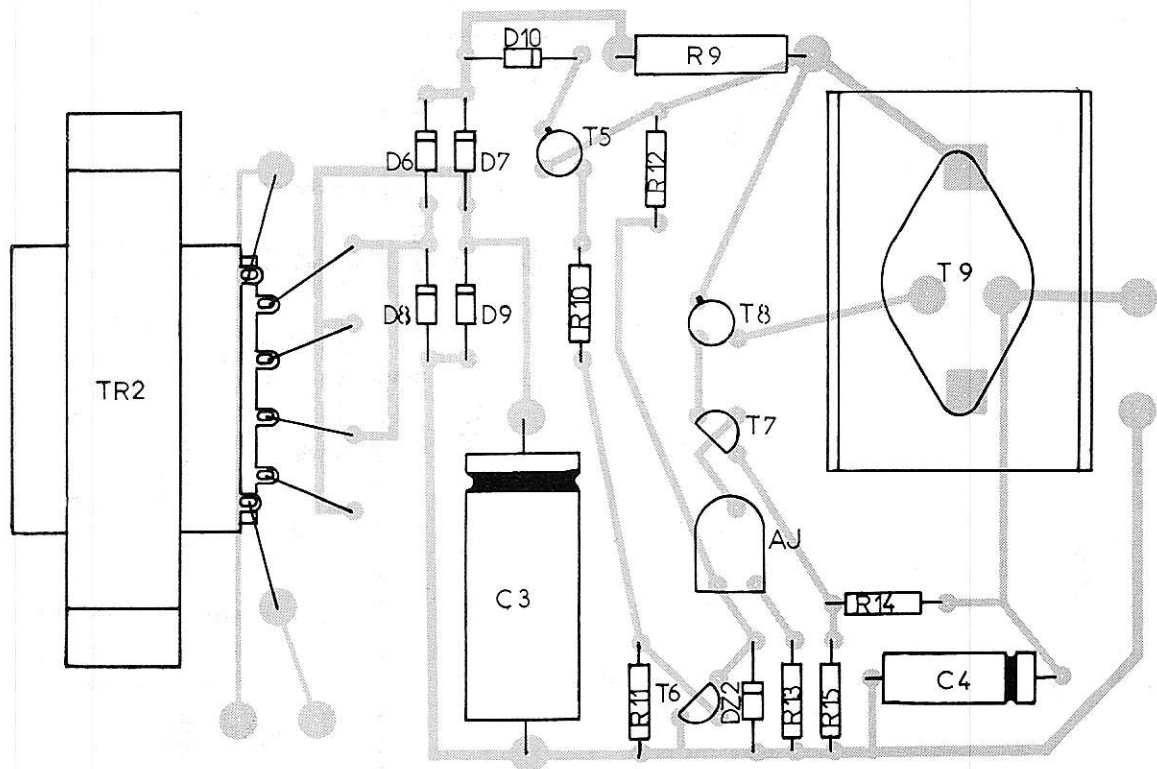


Figure 7.

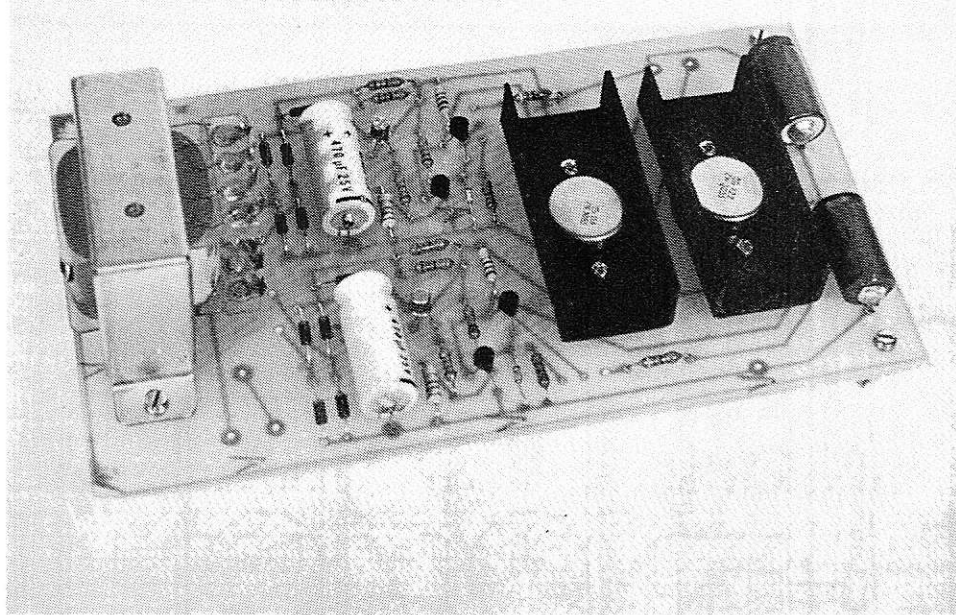


Figure 5.

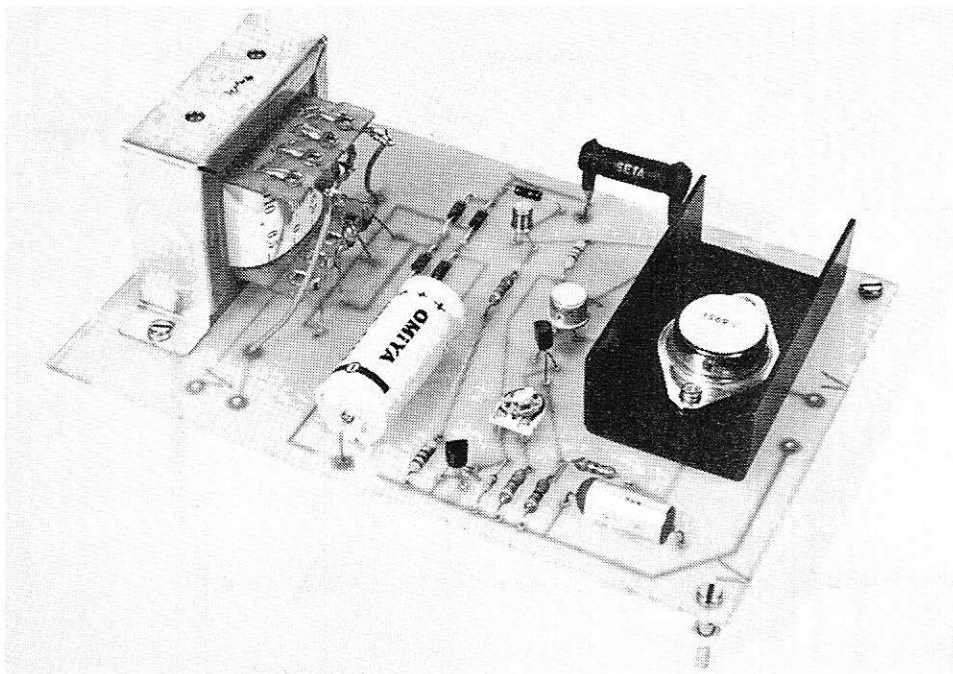
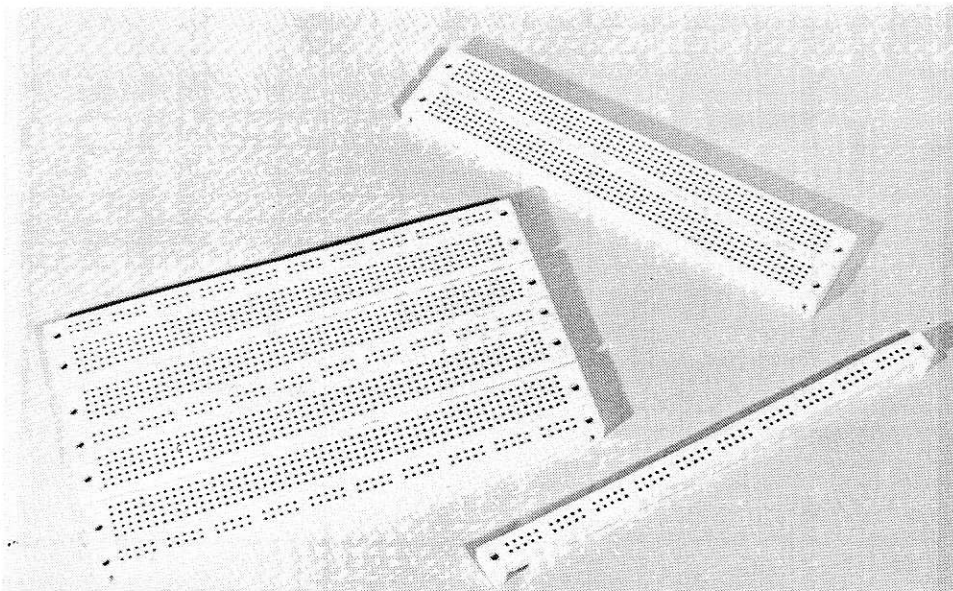


Figure 8.

Figure 9.



II. — CIRCUITS IMPRIMÉS DES ALIMENTATIONS

Les deux alimentations à tension variable, sont rassemblées sur un même circuit, dont le dessin à l'échelle 1, vu par la face cuivrée du substrat, est donné en **figure 3**. On trouvera les indications pour l'implantation des composants dans la **figure 4**, que complète la photographie de la **figure 5**. Les deux transistors de sortie sont équipés de radiateurs relativement modestes : dans notre maquette, une simple tôle en U s'est révélée très suffisante. Comme on peut le constater, le transformateur (modèle 10 VA sous étrier), est lui aussi fixé sur le circuit.

Le deuxième circuit imprimé, porte tous les composants de l'alimentation fixe de 5 volts. On trouvera son dessin à la **figure 6**, tandis que toutes les indications nécessaires au câblage, sont fournies dans le dessin d'implantation des composants de la **figure 7**, et dans la photographie de la **figure 8**.

III. — LES BOÎTES DE CÂBLAGE

Depuis quelques années, plusieurs constructeurs fabriquent de telles boîtes. Nous avons sélectionné celles de Continental Specialities Corporation, pour deux raisons. La première tient à leur conception modulaire : on peut se procurer les boîtes de base, dans différentes dimensions, ainsi que les BUS de distribution des tensions, indépendamment les uns des autres. Tous ces modules s'assemblent mécaniquement par des systèmes de tenons, chacun peut constituer à son goût l'ensemble qui le satisfera au mieux (**figure 9**).

La deuxième raison de notre choix est liée au diamètre des trous recevant les composants, ainsi qu'à la capacité d'accueil des pinces de contact. Les boîtes CSC reçoivent très facilement des fils de 1 mm de diamètre, ce qui permet d'enficher sans problème certains composants : condensateurs électrochimiques de forte capacité, diodes de puissance, potentiomètres pour circuits imprimés, etc.

A titre d'exemple, notre réalisation personnelle est constituée par l'assemblage de trois boîtes de référence QT-59 S, et de quatre barres de distribution QT-59 B.

IV. — LE MONTAGE MÉCANIQUE

Il ne présente évidemment aucun aspect critique. Tenant personnellement à la forme pupitre, et n'ayant pas trouvé dans le commerce de coffret à notre goût, nous avons réalisé la... mécanique, à partir de contreplaqué de 10 mm d'épaisseur, soigneusement poncé, teinté, puis vernis.

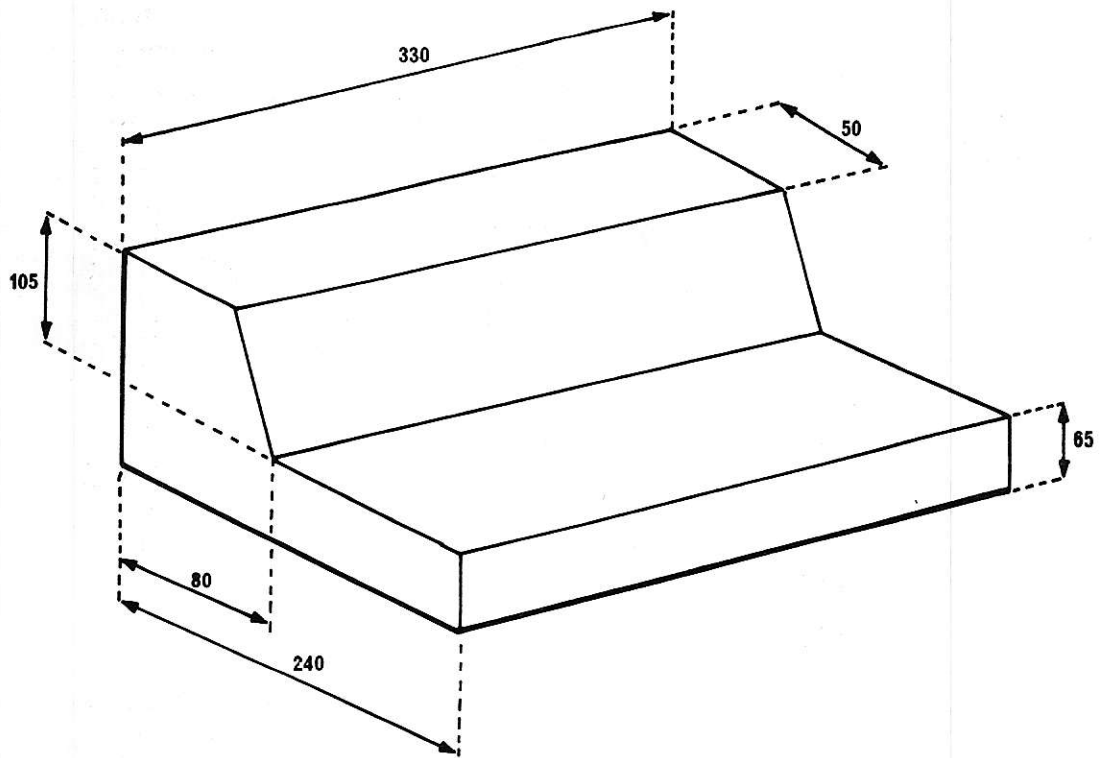


Figure 10a.

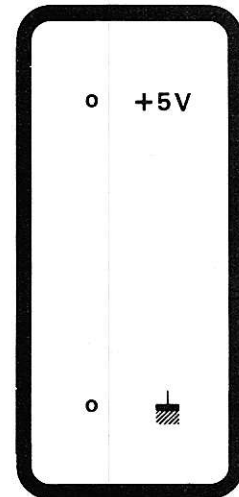
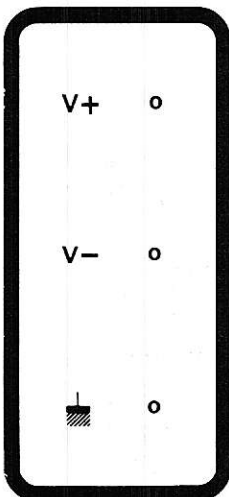


Figure 10 b.

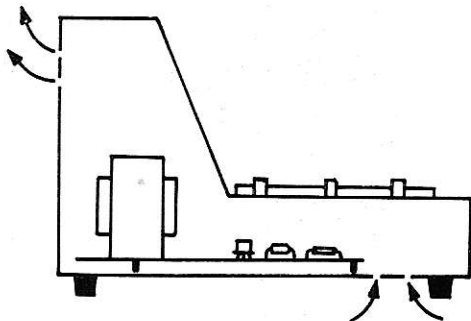


Figure 11.

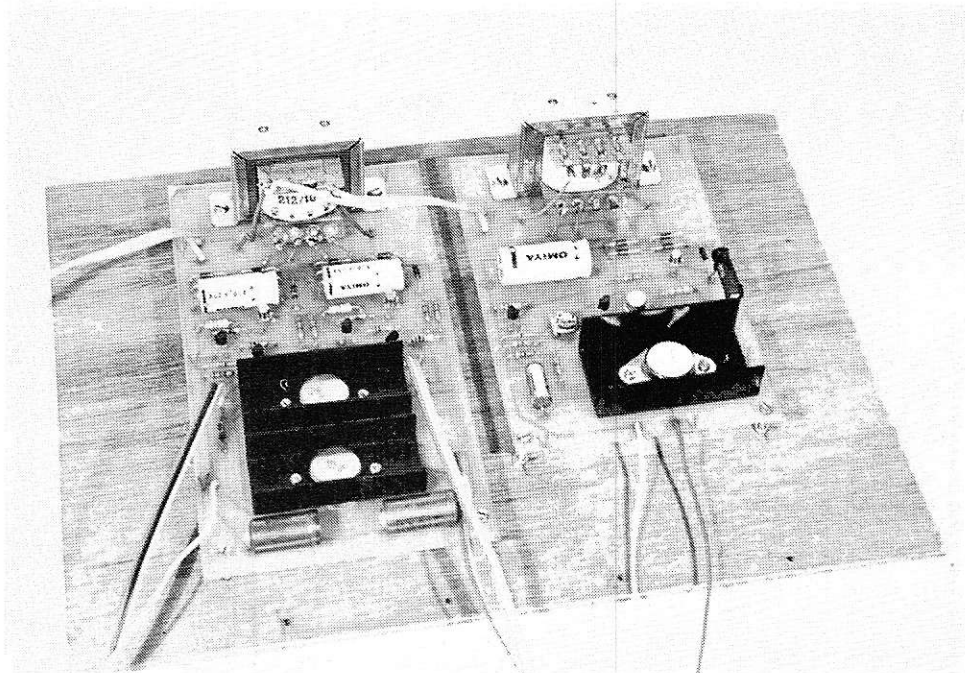


Figure 12.

Les indications de façade ont été faites sur du papier photographique plastifié, recouvert après séchage d'un vernis de protection. Il est facile de réaliser ce genre de façade en partant d'un calque sur lequel les indications sont inscrites avec des lettres à transfert, puis en utilisant ce calque comme négatif ; on obtient alors, sur du papier à fort contraste, des inscriptions en blanc sur fond noir.

La figure 10 donne les cotes du pupitre que représente la photographie de tête de l'article, et la figure 11, complétée par la photographie de la figure 12, montre comment les deux circuits imprimés prennent place dans cette carrosserie. On n'oubliera pas les trous d'aération, sur le plancher et sur la face arrière du pupitre.

V. — LE CÂBLAGE FINAL

Il consiste à relier, d'abord, les deux circuits imprimés, aux composants électromécaniques du pupitre. Le schéma de principe de la figure 1, montre assez clairement le branchement de l'inverseur qui relie le voltmètre à l'une ou l'autre des alimentations variables, pour que nous n'ayons pas à y revenir.

On n'oubliera pas de réunir les masses des deux circuits imprimés, ce qui peut se faire très simplement par un fil réunissant les deux bornes de masse du montage.

Reste à résoudre le problème du raccordement au secteur. Partant des trous prévus à cet effet sur le circuit de l'alimentation de 5 volts, on soudera d'abord deux fils directement sur les cosses du primaire du

transformateur de l'alimentation double variable. De cette dernière, il faut alors passer par l'interrupteur, avant de se raccorder, par des dominos si possible, au fil d'alimentation.

VI. — LA MISE AU POINT ET LES VÉRIFICATIONS

Elles se réduisent à leur plus simple expression. On s'assurera d'abord que chacune des deux alimentations variables couvre environ la gamme 5 volts à 12 volts, avec le signe convenable.

On réglera ensuite l'alimentation fixe exactement sur 5 volts, grâce à la résistance ajustable AJ du schéma de la figure 2.

Enfin, en branchant sur chacune des sorties successivement, un ampèremètre continu (calibre 1A), qui constitue pratiquement un court-circuit, on vérifiera que le courant maximal débité est voisin de 350 mA pour les alimentations variables, et de 600 mA pour l'alimentation fixe de 5 volts.

R. RATEAU

Liste des composants

Transformateurs :

TR₁ : 2 secondaires de 12 volts-10 VA.
TR₂ : 1 ou 2 secondaires de 6 volts-10 VA.

Condensateurs électrochimiques

C₁ et C'₁ : 470 μF (25 volts) - C₂ et C'₂ : 100 μF (15/16 volts).
C₃ : 470 μF (15/16 volts) - C₄ : 100 μF (15/16 volts).

Résistances 0,5 watt : 5 %

R₁, R'₁ : 10 kΩ ; R₂, R'₂ : 1 kΩ ; R₃, R'₃ : 470 Ω ; R₄, R'₄, R'₄ : 2,2 kΩ ; R₅, R'₅, R₆, R'₆ : 8,2 Ω ; R₇, R'₇ : 5,6 kΩ ; R₈, R'₈ : 820 Ω ; R₉ : 1,5 Ω ; R₁₀ : 5,6 kΩ ; R₁₁ : 1,5 kΩ ; R₁₂ : 470 Ω ; R₁₃ : 2,2 kΩ ; R₁₄ : 330 Ω ; R₁₅ : 470 Ω.

Résistance ajustable AJ : 2,2 kΩ

Potentiomètres : P et P' : 4,7 kΩ (linéaires)

Diodes : D₁ à D₄, D'₁ à D'₄, D₆ à D₉ : 1 N 4004
D₅, D'₅, D₁₀ : 1 N 914.
DZ₁, DZ'₁, DZ₂ : zéner 5 V (400 mw).

Transistors :

T₁, T'₁, T₄, T'₄, T₆, T₇ : BC 547.
T₂, T'₂, T₉ : 2 N 3055.
T₃, T'₃, T₅ : 2 N 2907.
T₈ : 2 N 2905.

Voltmètre : ferromagnétique 15 volts.

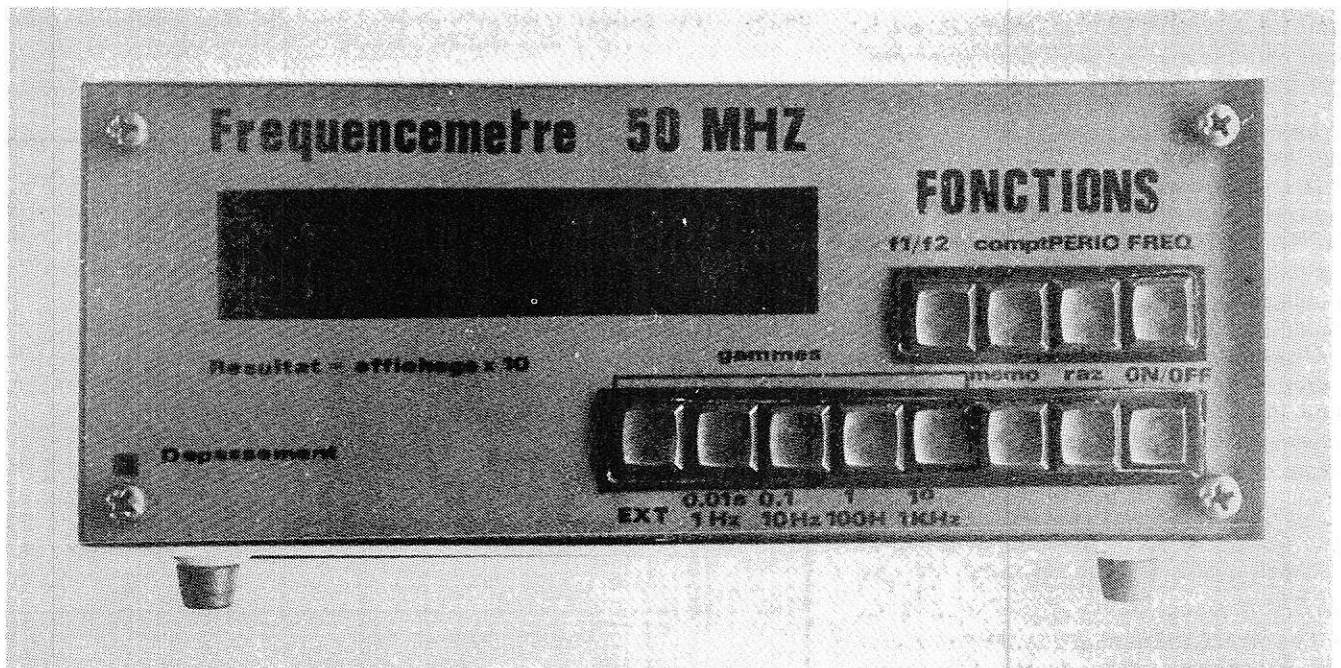
Remarque. — Les composants notés '(R', T', etc.), sont ceux de l'alimentation — 12 volts, identiques aux composants de même indice, de l'alimentation + 12 volts.

Les circuits intégrés CMO-LSI se développent très rapidement et l'on peut aujourd'hui réaliser très simplement un appareil de mesure nécessitant la mise en œuvre d'une ou plusieurs fonctions complexes. Ces fonctions réalisées en logique étaient onéreuses et de surcroît très compliquées et faisaient appel à un très grand nombre de circuits intégrés. L'intégration à grande échelle a permis de réduire le nombre de boîtiers d'une manière très importante, puisqu'une fonction, aussi complexe soit-elle, peut être réalisée

par un circuit DIL 40 broches associé à un nombre réduit de composants extérieurs. Tel est le cas du ICM 7226 Intersil, véritable compteur universel, qui permet, dans la forme de base d'effectuer 6 mesures de type différent :

Fréquence-mètre, Période-mètre,
Mesure du rapport de deux fréquences,
Intervallomètre,
compteur d'impulsions
et mesure de la fréquence
de l'oscillateur de référence.

COMPTEUR - FREQUENCEMETRE 50 MHz



La face avant du compteur fréquence-mètre.

A l'origine le circuit ICM 7226 est prévu pour fonctionner en fréquencemètre jusqu'à 10 MHz et jusqu'à 2 MHz pour les autres versions. Moyennant l'adjonction de prédiviseurs à l'entrée la fonction fréquencemètre peut être définie de 0 à 100 MHz et les autres fonctions jusqu'à 20 MHz.

Ceci implique que le compteur placé avant l'entrée soit suffisamment rapide, nous reviendrons sur ce point dans un autre paragraphe.

DESCRIPTION GÉNÉRALE

Le circuit ICM 7226 existe en deux versions fondamentales, l'une dite A, dans laquelle le circuit est destiné à être utilisé avec des afficheurs sept segments à anodes communes, et la version B commandant des afficheurs à cathodes communes. L'une ou l'autre des 2 versions peut-être utilisée indifféremment, seuls les afficheurs changent.

Le circuit intégré contient tous les compteurs, les décodeurs et les interfaces commandant directement les afficheurs; le courant maximal admissible pour un digit est de 400 mA et pour un segment, de 60 mA. Ces deux valeurs autorisent l'emploi d'afficheurs de grande taille tout en gardant une luminosité maximale.

Le circuit met en œuvre : un oscillateur haute fréquence, partiellement réalisé par des composants discrets, extérieurs au circuit, associé à une base de temps, le compteur principal est un compteur à huit décades. Le décodeur sept segments et le circuit multiplexeur de digits sont ainsi intégrés dans le circuit.

La base de temps à quartz peut fonctionner avec un quartz 10 MHz ou un quartz 1 MHz, le quartz 10 MHz donne une résolution de 0,1 μ s. En mode période et intervallemètre la résolution est de l'ordre de la nanoseconde. En mode fréquencemètre l'utilisateur peut choisir le temps d'accumulation : 10 ms, 100 ms, 1 s ou 10 s. Avec un temps d'accumulation de 10 s la fréquence peut être affichée avec une résolution de 0,1 Hz. Le dernier digit donne le dixième de Hz. Il y a dans ce cas 200 ms entre chaque période de mesure.

La suppression des zéro non significatifs est prévue et les afficheurs sont multiplexés à 500 Hz avec un cycle utile de 12,5 %.

Les deux entrées sont des entrées digitales et l'on devra, dans le cas d'un signal d'entrée quelconque, provenant par exemple d'un générateur BF ou HF, utiliser un circuit d'interface de manière que le signal d'entrée n'excède jamais la tension d'alimentation de plus de 0,3 V.

DESCRIPTION COMPLÈTE DES ENTRÉES/SORTIES

Toutes les commutations ne sont pas utilisées dans la maquette mais rien n'empêche de supprimer certaines fonctions ou les mettre toutes.

ENTRÉES A ET B

Lorsqu'une mesure de fréquence doit être réalisée le signal à mesurer doit être injecté à l'entrée A. Il en est de même pour une mesure de période, un comptage d'impulsion, une mesure d'intervalle ou une mesure de rapport de fréquence.

Dans le mode de fonctionnement mesure du rapport de fréquence, le signal injecté à l'entrée A doit être de fréquence supérieure à celle du signal injecté à l'entrée B.

Les deux entrées sont digitales avec le point de commutation à 2 V lorsque la tension d'alimentation vaut 5 V, ce qui sera notre cas. Pour une performance optimale le signal à mesurer devra au moins valoir 50 % de la valeur de la tension d'alimentation : soit 2,5 V crête à crête, et centré autour du point de commutation : 2,0 V.

Le compteur interne est augmenté d'une unité lors des fronts descendants du signal aux entrées A et B du circuit ICM 7226, broche 2 et 40.

On rappelle que la tension maximale d'entrée est de 5,3 V et qu'un dépassement de cette tension peut provoquer de graves dégâts irréversibles.

ENTRÉES MULTIPLEXÉES

Fonction, calibre, contrôle et virgule extérieure sont des entrées multiplexées. Le choix est effectué en connectant la sortie digit appropriée à l'entrée correspondante. Les entrées, fonctions, calibre et entrée de contrôle, doivent être stables pendant la dernière moitié d'un temps digit soit 125 μ S.

Le tableau 1 montre quelles sont les liaisons à effectuer pour valider telle ou telle fonction, gamme, ou mode de contrôle.

LES POSSIBILITÉS DE L'ENTRÉE DE CONTRÔLE

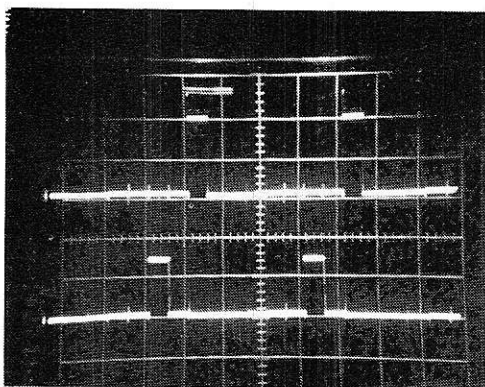
Test de l'affichage. Cette opération peut être effectuée quand les broches 1 et 22 sont reliées comme le montre le tableau 1. Dans ce cas tous les segments de tous les digits et les points décimaux seront allumés. Ce test permet facilement, lors de la mise au point, de vérifier qu'aucune piste n'est coupée.

La maquette n'est pas équipée d'une commande extérieure permettant de faire cette vérification mais rien n'empêche de disposer un poussoir supplémentaire sur la face avant.

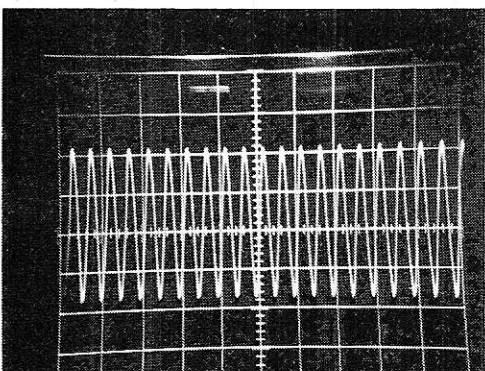
Si l'extinction de l'affichage et le test de l'affichage sont sélectionnés en même temps, c'est l'extinction qui primera, tous les digits resteront donc éteints.

TABLEAU 1

	Fonction	Broches à relier
Entrée fonction broche 4	Fréquencemètre Périodemètre Rapport FA/FB Intervallemètre Compteur d'impulsion Mesure de la fréquence d'oscillation	4 à 30 D0 4 à 22 D7 4 à 29 D1 4 à 26 D4 4 à 27 D3 4 à 28 D2
Entrée Gamme broche 21	Extérieure 10 ms/1 Hz 100 ms/10 Hz 1 s/100 Hz 10 s/1 KHz	21 à 26 D4 21 à 30 D0 21 à 29 D1 21 à 28 D2 21 à 27 D3
Entrée Contrôle broche 1	Extinction affichage Test affichage Quartz 1 MHz sélectionné Sélection d'une horloge externe. Sélection du pt décimal extérieur. Test	1 à 27 et 39 1 à 22 1 à 29 1 à 30 1 à 28 1 à 26



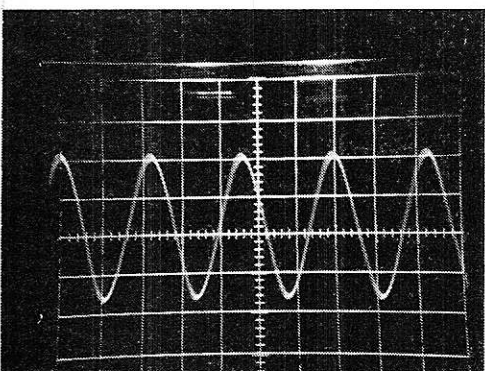
Exemple de multiplexage des digits.
Echelle verticale 2 V/div.
Echelle horizontale 0,5 ms/div.



Signal d'horloge.
Quartz 10 nHz.

Vert. : 1 V/div.
Horiz. : 0,2 μs/div.

L'oscilloscope a une bande passante de 25 MHz, le signal est assez filtré.



Signal d'horloge observé grâce à la loupe (x 5).

Vert. : 1 V/div.
Horiz. : 0,2 μs/div. x 5.

Extinction de l'affichage

Pour valider l'extinction de l'affichage, les broches 1, 27 et 39 doivent être reliées entre elles. Le circuit fonctionne dans ce mode jusqu'à ce que la broche 39, entrée, maintien ou mémoire repasse à zéro. Bien que dans ce mode de fonctionnement les sorties segments et les sorties chiffres soient « en l'air » l'oscillateur continu de fonctionner, la consommation du circuit n'est alors que de 1,5 mA lorsque l'on travaille avec un quartz de 10 MHz. Dans ce cas aucune mesure ne peut être faite. Une mesure ne peut débuter que lorsque l'entrée maintien est remise à zéro.

Sélection du quartz 1 MHz

Le circuit de comptage peut fonctionner avec un quartz 10 MHz ou 1 MHz. Bien qu'il soit préférable d'utiliser un quartz 10 MHz, on pourra, au détriment de la résolution, connecter les broches 1 et 29 et sélectionner un circuit permettant l'utilisation du cristal 1MHz.

Dans ce cas le point décimal est décalé d'un chiffre vers la droite lorsque l'appareil travaille en périodemètre ou fréquencemètre. Le dernier digit, le moins significatif, qui exprimait les dixièmes de microseconde donne alors les microsecondes.

Validation de l'horloge extérieure

Si l'on dispose déjà d'une horloge stable on peut bien entendu vouloir l'utiliser. Cette horloge extérieure sera injectée à l'entrée appropriée : broche 33. En connectant les broches 1 et 30 on valide le signal provenant de l'horloge extérieure, l'appareil peut alors effectuer une mesure en se servant de cette base de temps en mode intervallo-mètre et périodemètre. L'oscillateur interne continue de fonctionner mais n'intervient pas dans la mesure. La fréquence du signal extérieur doit être au moins égale à 100 kHz, dans le cas contraire l'horloge interne reprend automatiquement les commandes.

Validation d'un point décimal extérieur

N'importe quel point décimal peut être allumé. Il suffit pour cela de relier le digit du point décimal correspondant à l'entrée spéciale point décimal extérieur.

ENTRÉE GAMME

L'entrée gamme est utilisée pour déterminer le nombre de périodes du compteur de référence pendant lequel est effectuée la mesure : 1, 10, 100 ou 1 000, ou pour savoir si le temps de mesure doit être déterminé par la fenêtre présente à l'entrée Gamme extérieure (broche 31).

Dans tous les modes de fonctionnement, excepté le compteur d'impulsion, un changement de gamme en cours de mesure stoppera la mesure en cours et initialisera une nouvelle mesure. Cet état de chose évite une erreur qui pourrait se produire à la première lecture après le changement de gamme.

ENTRÉE FONCTION

Les six fonctions que le circuit peut faire sont résumées dans le **tableau 1**.

Cette entrée fonction sélectionne l'entrée qui doit être prise en compte par le compteur principal, comme le montre le **tableau 2**.

ENTRÉE MAINTIEN

Sauf dans le cas où l'appareil travaille en compteur d'impulsions toutes les mesures en cours sont stoppées quand cette entrée est à « 1 », le circuit étant prêt à recevoir l'ordre de début d'une nouvelle mesure. Les mémoires contenant la dernière mesure ne sont pas remises à zéro et la dernière mesure reste affichée.

En compteur d'impulsions, quand l'entrée maintien est à « 1 » le compteur est stoppé mais n'est plus remis à « 0 » et quand cette entrée repasse à « 0 » le comptage continue comme s'il ne s'était rien produit.

ENTRÉE REMISE A ZÉRO

Cette entrée est analogue à la précédente mais toutes les sorties sont remises à zéro.

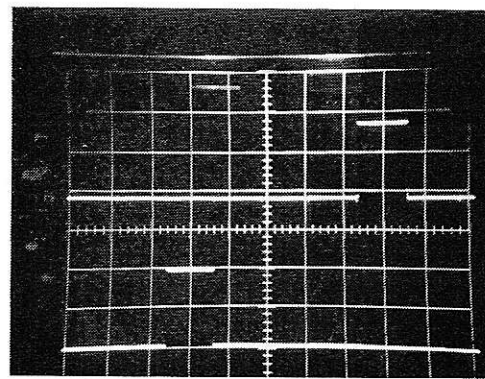
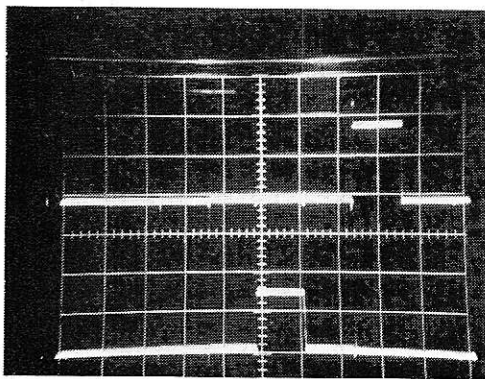
SORTIES

Les sorties BCD représentatives de chaque digit sont multiplexées au même rythme que les sorties segments en parallèle. La suppression des zéros non significatifs na aucun effet sur la sortie BCD. Les sorties BCD ont une sortance de 1 TTL (LS) on pourra donc si l'on veut utiliser ces sorties disposer un circuit amplificateur 7404 ou autre pour avoir une sortance plus importante.

Il en est de même pour la sortie oscillateur qui craint les charges capacitatives trop importantes.

L'AFFICHAGE

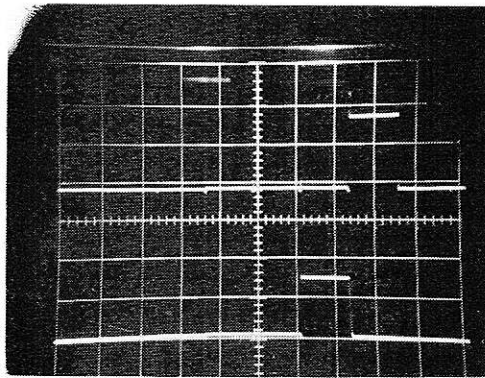
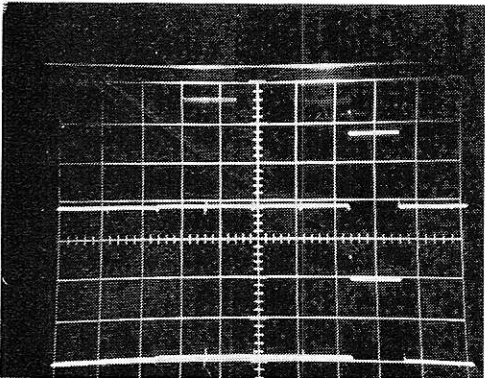
L'affichage est multiplexé à 500 Hz. On accorde 244 μs à chaque digit et 6 μs entre chaque digit pour éviter les interférences de deux digits voisins.



Pour 4, 5, 6, 7
Echelle H 2 V/div.
0,2ms/div.

Trace supérieure
Digit 7 broches 22 du circuit Intersil
ICM 7226 A.

On remarque un overshoot d'environ 25 %.



Trace inférieure
Entrée fonction du circuit ICM, broche 4.

Touche enfoncée
4. — FA/FB
5. — Comptage
6. — Période
7. — Fréquence

Rapport des fréquences
Période
Comptage
Fréquence

Les points décimaux sont en principe prévus à la droite des digits. Tous les zéros se situant à la droite du point décimal restent allumés. La maquette a été équipée d'afficheurs sept segments MAN 72A ayant le point décimal à gauche — certains produits étant mal diffusés — dans ce cas il est bien évident que le résultat devra être multiplié par 10. Le prototype utilise le circuit dans sa version A, les afficheurs sont du type à anode commune. Le courant crête pour un segment peut atteindre 25 mA pour une tension directe valant 1,8 V. La version B doit être utilisée avec des afficheurs à cathodes communes. Pour la même tension directe le courant crête vaut 15mA. Dans le cas d'une utilisation avec des afficheurs à haut rendement le courant dans les segments peut être limité en insérant des résistances dans les circuits segments.

PRÉCISION DU COMPTEUR

Dans un compteur universel, les dérives de l'oscillateur — même à quartz — et les diverses erreurs de quantification entraînent une erreur sur la mesure. Lorsque l'appareil travaille en fréquencemètre, périodemètre ou Intervallemètre, le signal provenant de l'horloge est utilisé soit pour le compteur de référence, soit pour le compteur principal. Bien évidemment une er-

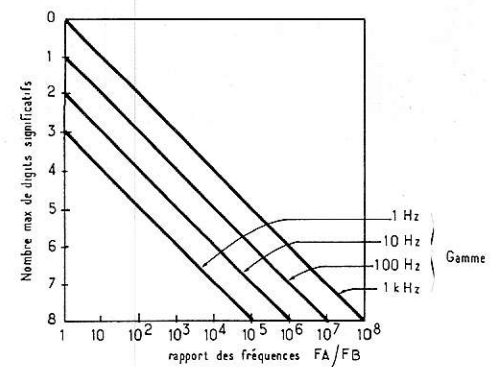
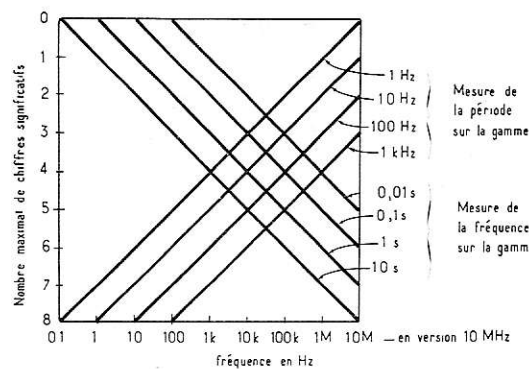


Figure 1 : Résolution en fonction de la mesure effectuée et de la gamme utilisée.

TABLEAU 2		
	Compteur principal	Compteur de référence
Fréquence entrée A	Entrée A	Fréquence oscillateur 100 Hz divisée par 10^5 ou 10^4
Période entrée A	Oscillateur	Entrée A
Rapport FA/FB	Entrée A	Entrée B
Intervalle A → B	Oscillateur	Intervalle
Compteur impulsions	Entrée A	
Fréquence de l'oscillateur	Oscillateur	Fréquence oscillateur 100 Hz divisée par 10^5 ou 10^4

reur sur la fréquence de référence de l'oscillateur est repercutée sur la mesure. L'erreur dans ces deux cas, sera la même : si la dérive est de 20 ppm $\mu^{\circ}\text{C}$ l'erreur sur la mesure vaudra 20 ppm/ $^{\circ}\text{C}$.

Bien sûr, comme dans tout appareil de mesure digital, il y a une erreur de quantification de ± 1 du bit le moins significatif. En clair le chiffre le plus à droite peut être considéré comme faux et l'on a bien évidemment intérêt à afficher le plus grand nombre de digits.

La **figure 1** résume parfaitement ces quelques lignes.

LE FRÉQUENCEMÈTRE PROPREMENT DIT

Le schéma du fréquencemètre est donné à la **figure 2**. En principe la fréquence maximale à mesurer est **100 MHz**. Cette limite est due au prédiviseur utilisé : IC3. La maquette est équipée d'un circuit classique et peu coûteux 74 LS 90. Malheureusement la fréquence maximale est d'environ 50 MHz. Pour une utilisation jusqu'à 100 MHz on doit envisager le remplacement de IC3 par son homologue dans la série ECL.

La diode D2 en parallèle sur le point dé-

cimal de A7 — digit 7 — indique un dépassement de la capacité du compteur. Il est facile de vérifier le fonctionnement de cette diode en appliquant à l'entrée A un signal de quelques MHz, de commuter l'appareil en comptage d'impulsion et d'attendre les quelques dizaines de secondes nécessaires à la saturation de tous les compteurs.

Le filtre en PI constitué par le quartz et les quatre capacités de part et d'autre du cristal détermine la fréquence d'oscillation, qui pourra être ajustée en modifiant la capacité. La valeur nominale de cette capacité est de 6,8pF.

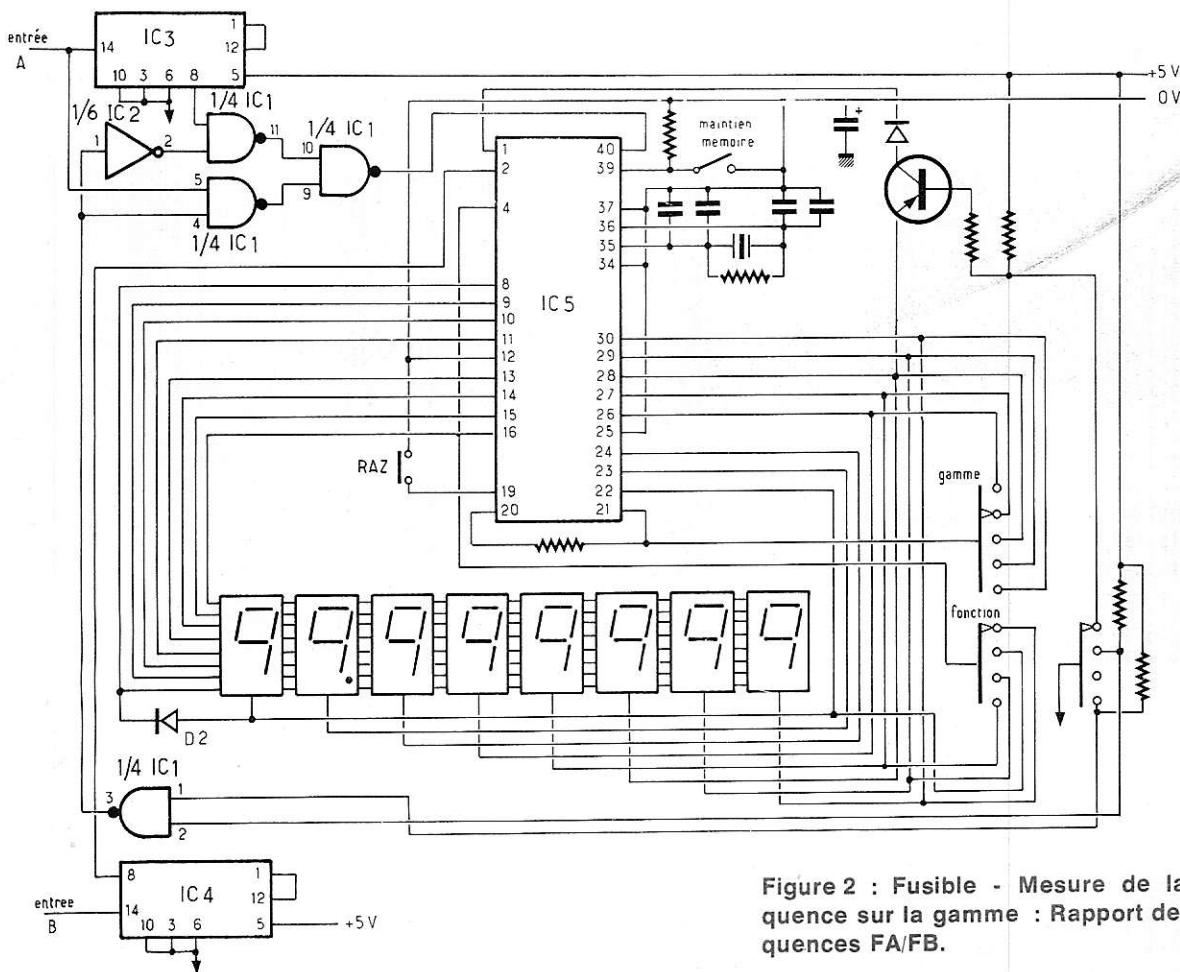


Figure 2 : Fusible - Mesure de la fréquence sur la gamme : Rapport des fréquences FA/FB.

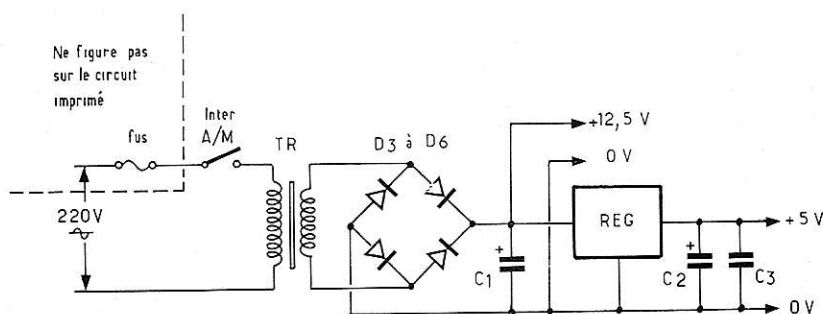


Figure 3 : Schéma alimentation - Ne figure pas sur le circuit imprimé.

L'ALIMENTATION

Le schéma de l'alimentation — très simple — est donné **figure 3**. On retrouve un redressement double alternance classique assuré par les diodes D3 à D6 et un premier filtrage, assuré par C1.

La régulation est confiée à un régulateur intégré en boîtier TO3 LM 309 K. La sortie est quasiment constante et égale à 5 V. Le filtrage final est assuré par deux condensateurs C2 : condensateur d'assez forte valeur au tantale et C3, condensateur de va-

leur peu critique entre 10 et 50 nF au mylar.

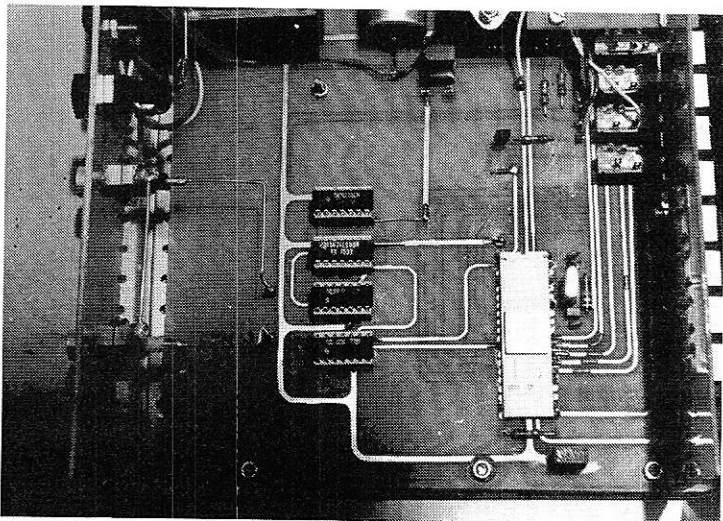
La sortie avant régulation est disponible sur deux picots et peut être utilisée pour alimenter deux préamplis d'entrée situés en aval de IC 3 et IC 4.

Le schéma de ces préamplis n'est pas donné mais on peut facilement les réaliser pour l'adapter à ses besoins : transistors à effet de champs, ampli vidéo ou autre.

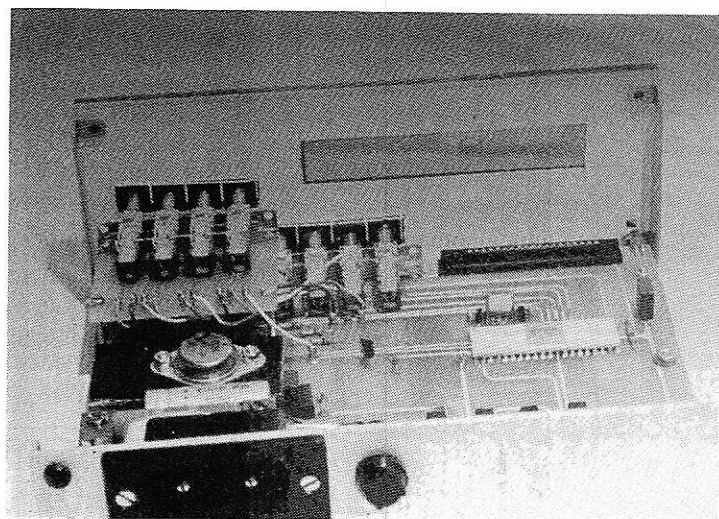
La solution évidemment la plus simple consiste à modifier la sortie de son générateur — avant atténuation — et à l'adapter à des niveaux TTL.

RÉALISATION PRATIQUE DES CIRCUITS IMPRIMÉS

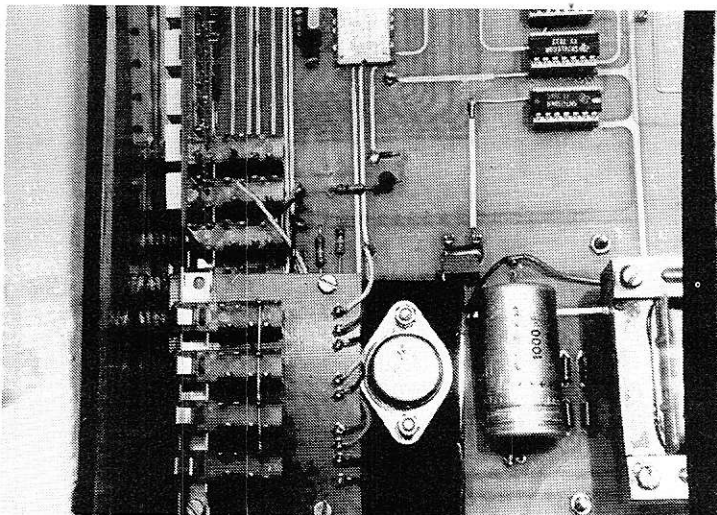
Le fréquencemètre a été réalisé sur trois circuits imprimés différents. Deux de ces circuits sont des doubles faces, le troisième étant très simple est en simple face. Tout les composants sont soudés directement sur les cartes : contacteurs, transfo, régulateurs, afficheurs circuits intégrés, etc.



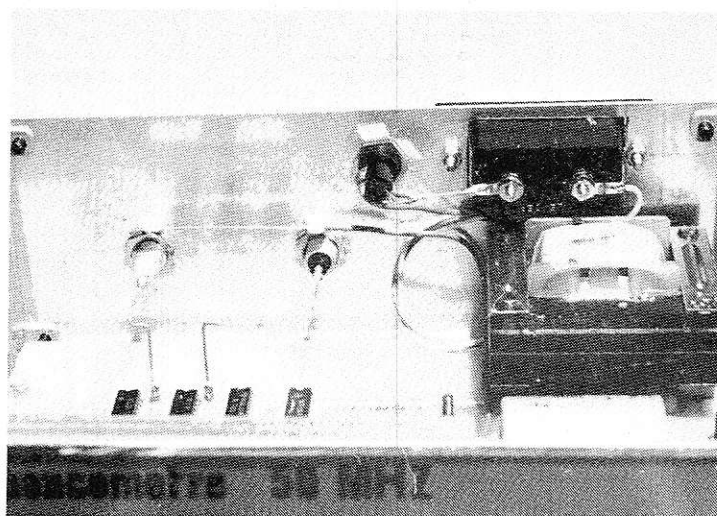
Circuit de comptage. Platine affichage. Prédiviseur d'entrée et clavier.



Vue de la platine, lorsque le circuit affichage est ôté.



Détail de l'alimentation. Redressement, filtrage et régulation.



Vue de détail de l'alimentation. Implantation et perçage de la face arrière.

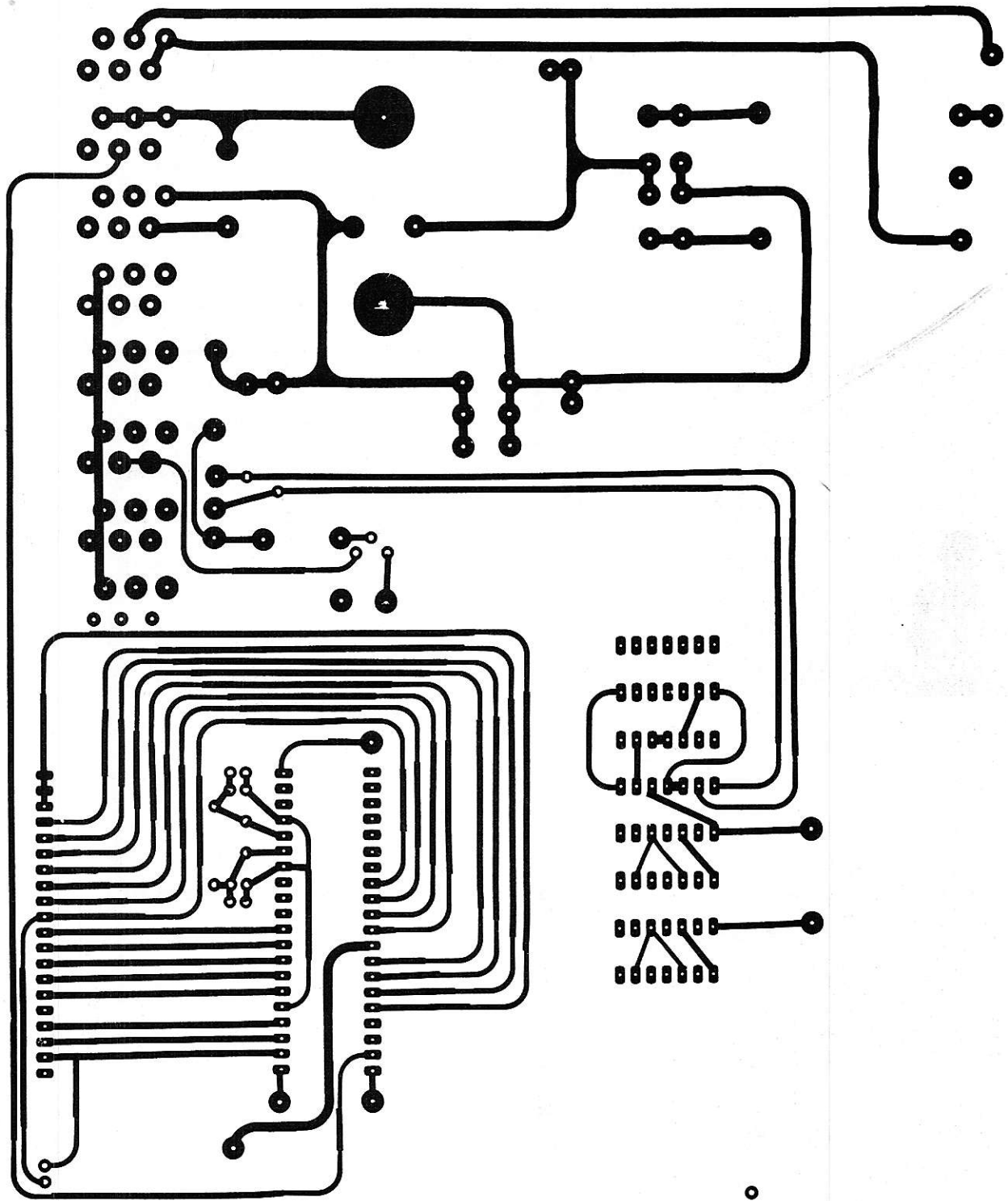


Figure 4 : Tracé des pistes côté composants.

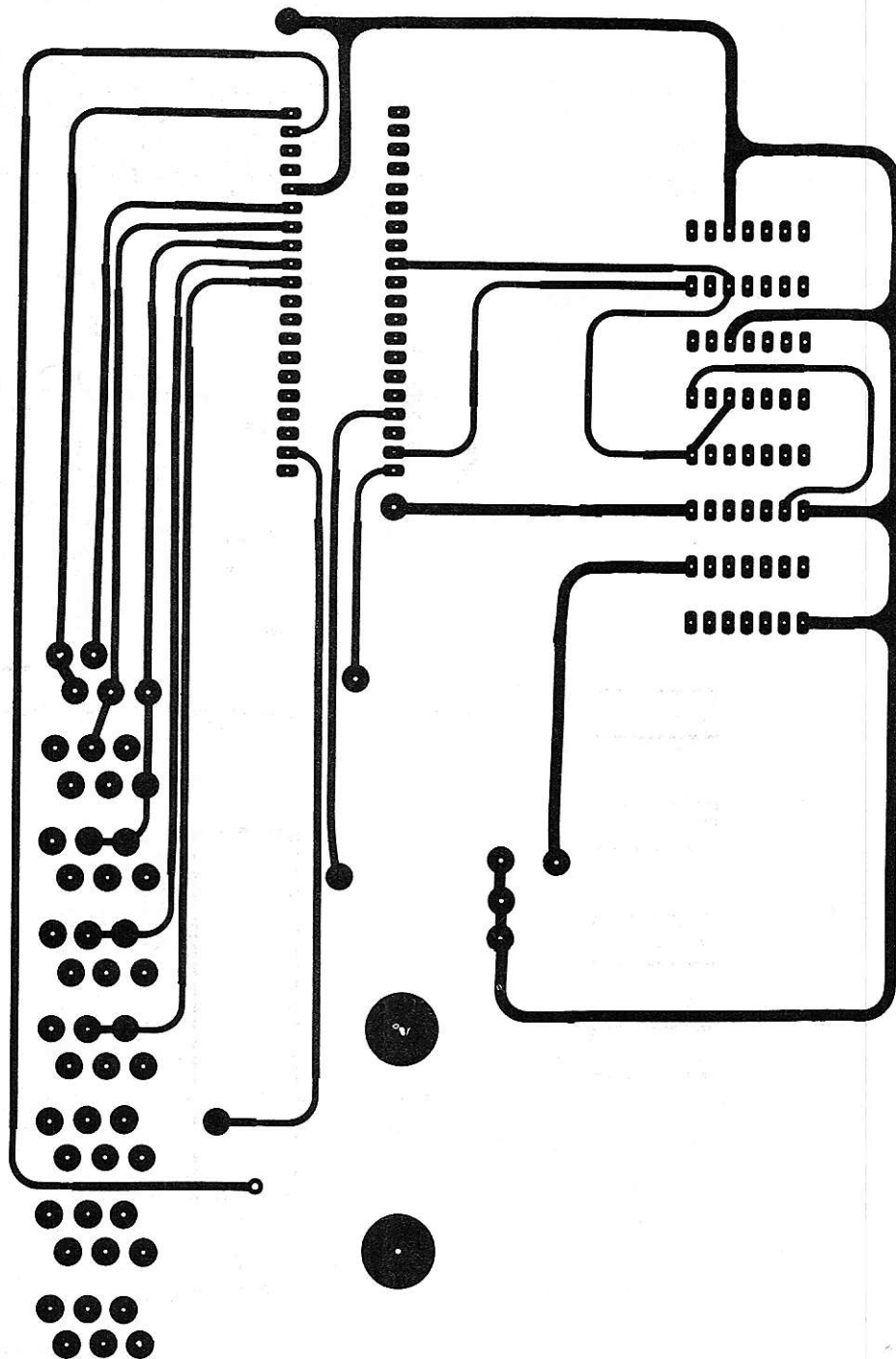


Figure 5 : Tracé des pistes côté éléments.

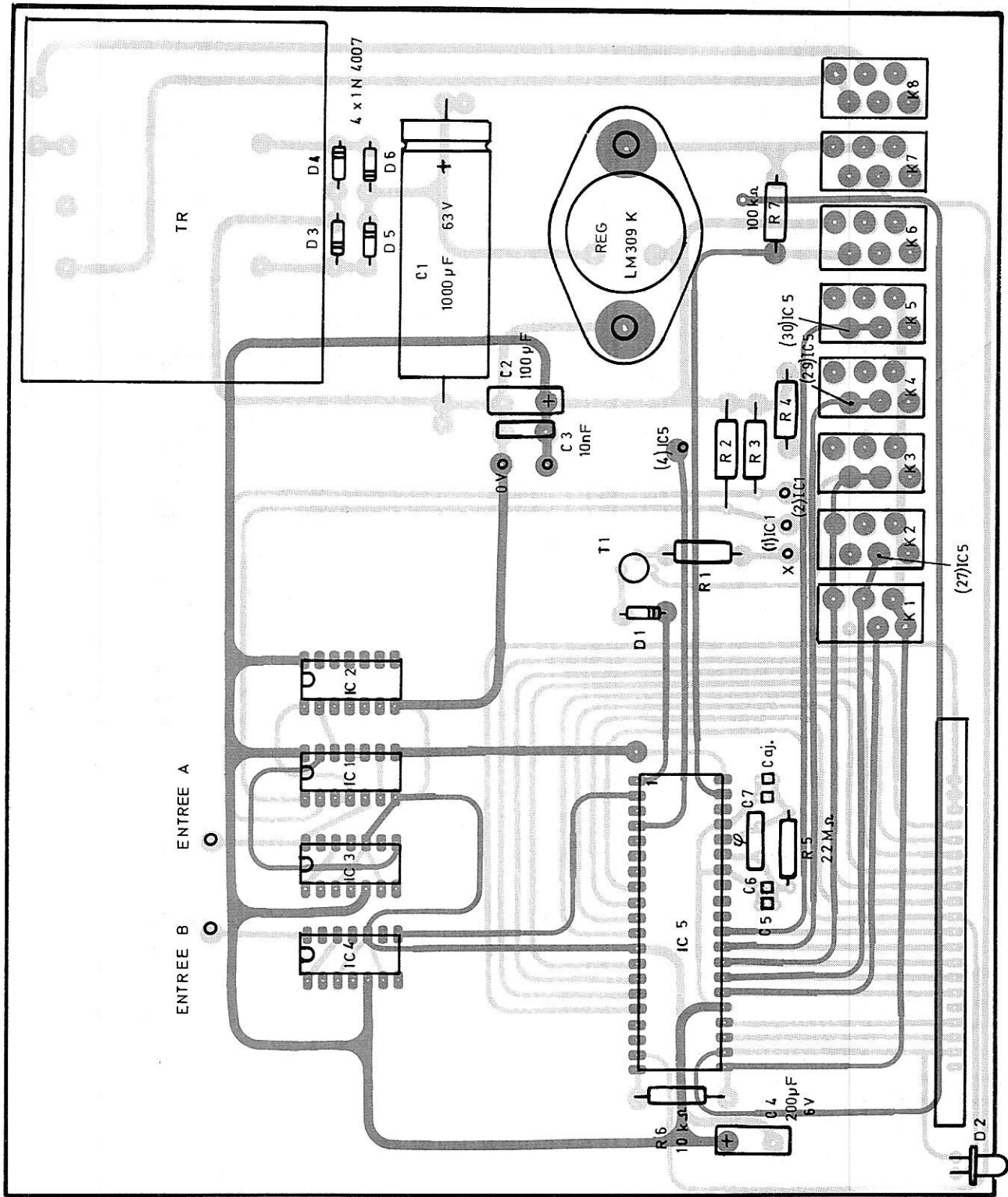


Figure 6 : Implantation des composants (vue à l'envers).

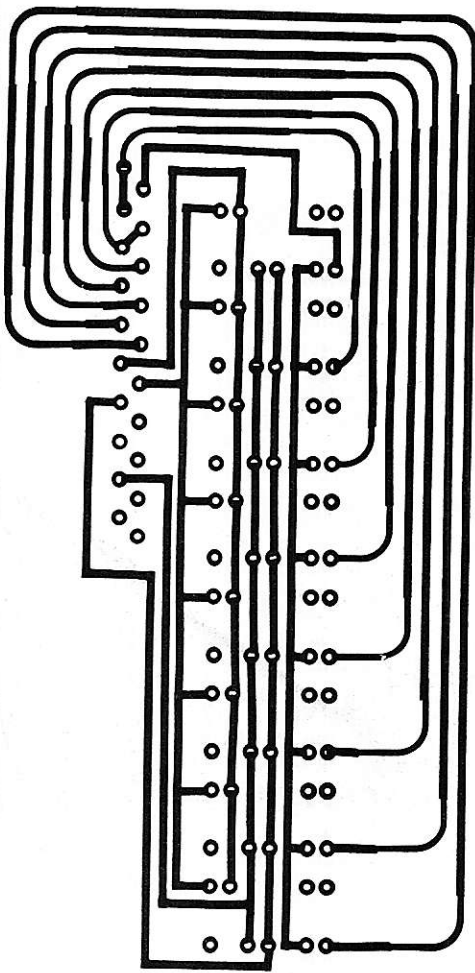


Figure 7 : Circuit affichage - Tracé des pistes vue côté soudures.

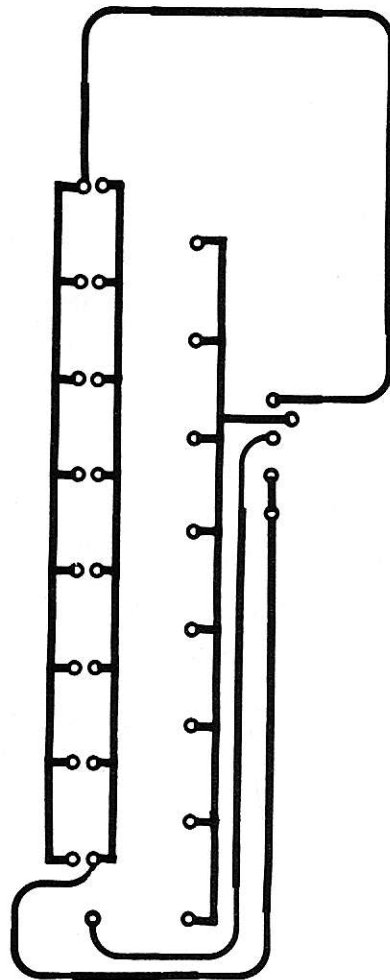


Figure 8 : Tracé pistes vue côté éléments circuit affichage.

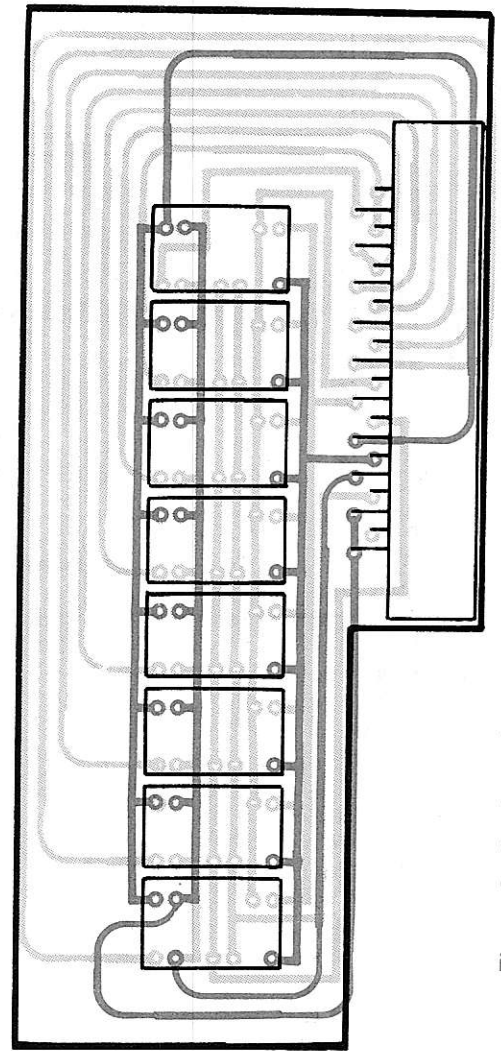


Figure 9 Implantation carte affichage fréquence-mètre.

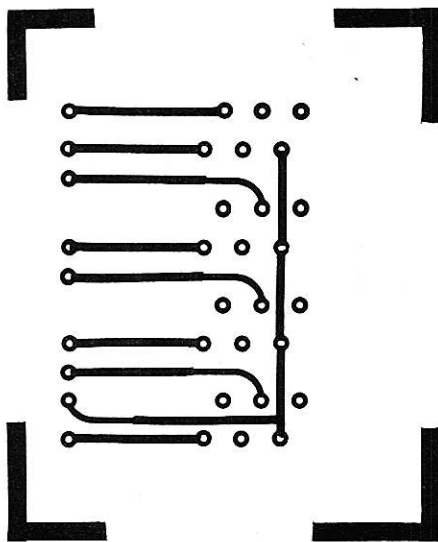


Figure 10 : Tracé des pistes 2^e clavier vue côté cuivre.

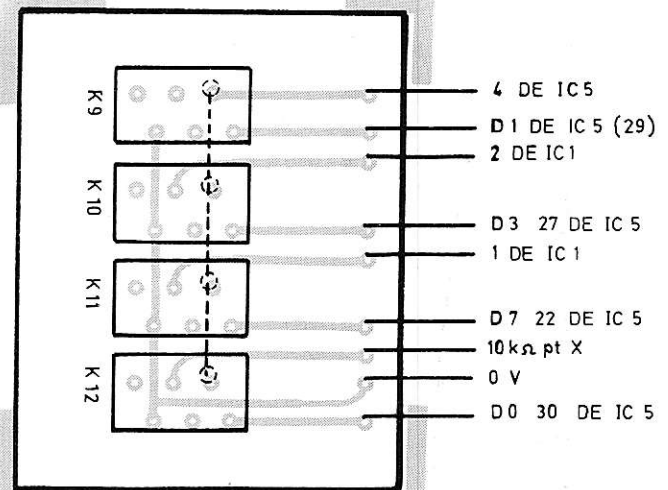


Figure 11 : Implantation 2^e clavier - Fil de cuivre étamé à souder sur les sorties K9 à K12 côté composants.

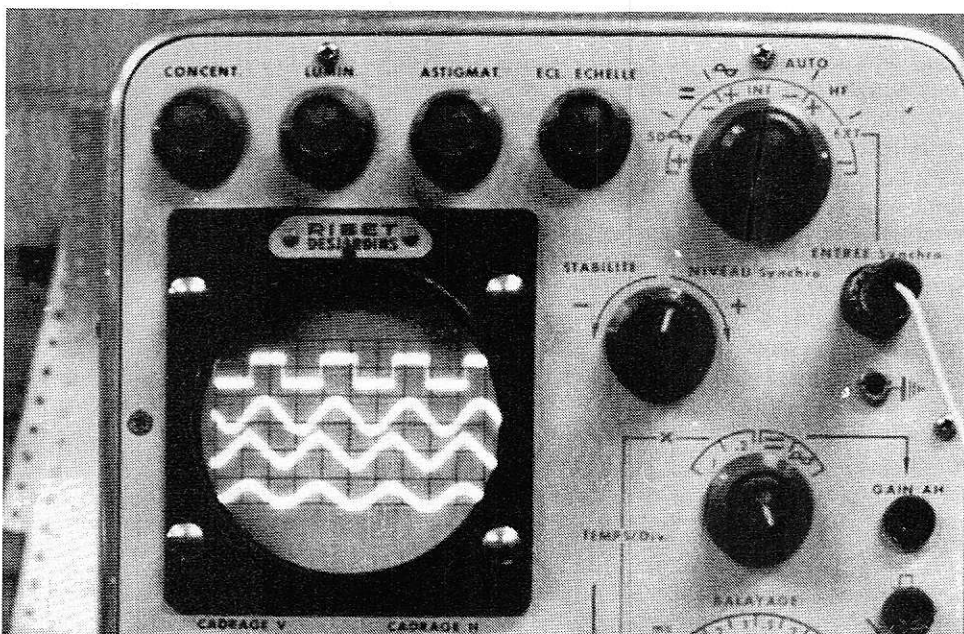
Ce dispositif se propose de multiplier par quatre le nombre de voies d'entrée disponibles d'un oscilloscope monocanal.

Construit sur le principe de la commutation temporelle, à une fréquence d'échantillonnage voisine de 80 kHz, il permet la visualisation tant des signaux BF, de fréquence inférieure ou égale

à 20 kHz, en mode « hâché » que celle des signaux de fréquence supérieure à 100 kHz, en mode « alterné ».

La bande de fréquences est limitée uniquement par l'emploi d'amplificateurs « 741 » ordinaires, capables de passer sans difficultés des signaux de fréquence inférieure à 1 MHz.

COMMUTATEUR 4 voies pour oscilloscope



Le montage utilise également des circuits logiques CMOS, pouvant fonctionner sans problème jusqu'à 10 MHz. Avec un peu de soin (« 741 » — version 10 MHz; capacités de découplage, etc.), on peut facilement monter à 10 MHz et se rendre ainsi compatible avec la majorité des oscilloscopes amateurs existants.

PRINCIPE

Ainsi que le montre la **figure 1**, le commutateur utilise un oscillateur libre ou synchronisé qui attaque un distributeur de voies. Ce distributeur actionne quatre commutateurs analogiques CMOS qui dirigent vers l'entrée de l'oscilloscope, tour à tour, chacune des voies.

Le temps de présence de chaque trace sur l'écran est de $fo/4$, fo étant la fréquence

de l'oscillateur pilote. Ce temps pourra être très inférieur à la période du signal à transmettre, auquel cas on visualisera ce (ou ces) signal(aux) en mode hâché. Sur la **figure 1**, la dent de scie de la base de temps de l'oscilloscope est figurée dans ce cas à l'échelle de la période du signal à visualiser. S'il n'y a pas de relation de phase entre les quatre voies, il sera difficile de les maintenir stables, la base de temps de l'oscilloscope devant être synchronisée par le signal qui nous intéresse le plus.

Si, maintenant, le temps d'échantillon-

nage est supérieur à la période du signal, on pourra déclencher la base de temps de l'oscilloscope, soit par l'oscillateur pilote du commutateur lui-même, soit par chaque signal. Une amélioration du schéma pourra prévoir le lancement de l'oscillateur du commutateur et de la base de temps oscilloscope par les signaux à visualiser eux-mêmes.

Cette longue parenthèse théorique ne voulait pas ennuyer, mais simplement vous mettre en garde contre certains problèmes de synchronisation des traces sur l'écran,

les seuls d'ailleurs qui persistent depuis l'apparition des commutateurs analogiques CMOS — véritables relais ultrarapides (# 10 MHz) qui rendent ce genre de problèmes très faciles à résoudre. Il n'est pas futile de rappeler que les commutateurs d'oscilloscope ont utilisé, historiquement, des commutateurs à diodes, judicieusement polarisées, à transistors bipolaires ou à effet de champ, pour voir se généraliser dernièrement les commutateurs à transistors MOS-Complémentaires (CMOS).

Le mode haché présente l'avantage

d'une parfaite échelle de temps pour toutes les voies. Mesures des déphasages, visualisation des signaux logiques pour des horloges ne dépassant pas 50 kHz, donnent parfaite satisfaction. Si la fréquence du balayage horizontal de l'oscilloscope croît outre mesure, la structure échantillonnée des voies commencera à apparaître.

La luminosité des traces est moindre. Le spot effectue un va-et-vient saccadé d'une voie à l'autre. L'échantillonnage pourra, à la rigueur, s'il est visible, nous informer sur la fréquence ou les temps importants des

signaux, à l'image des marqueurs de fréquence qu'on utilisait jadis.

Le mode alterné présente plusieurs variantes de synchronisation ayant fait l'objet de multiples brevets et astuces des grandes marques de fabricants d'oscilloscopes. La lumière de chaque trace est la même, le contraste s'améliore. L'image est plus nette, car l'écran est exempt des transitoires de passage du spot d'une voie à l'autre, le passage se faisant à faisceau éteint pendant le retour de la base de temps. Le positionnement dans le temps des signaux est moins précis.

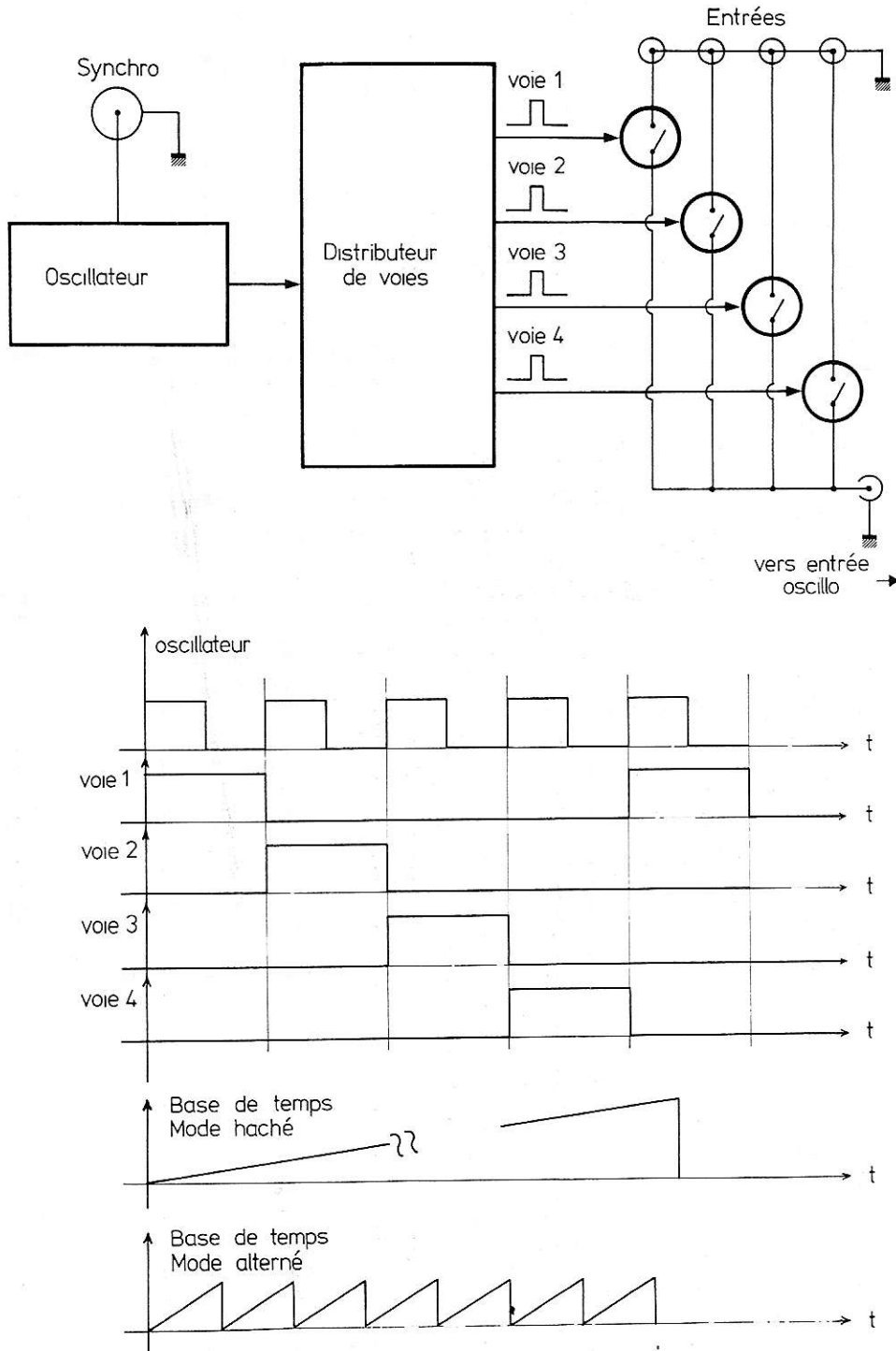


Figure 1

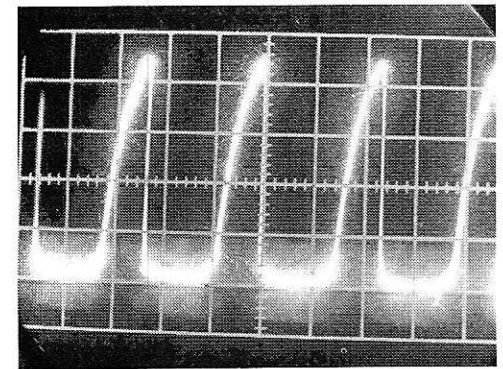


Photo 1. — Signal d'horloge (entre Clk ou CD 4017).

$5 \mu\text{s/cm}$ horizontale.
2 V_{cm} en verticale

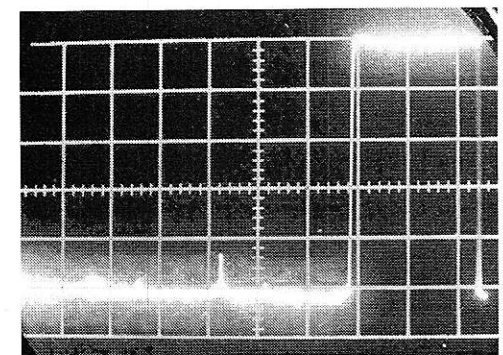


Photo 2. — Signal de sélection de voie (l'une des 4 sorties du CD 4017 et entrée de contrôle du CD 4016).

$5 \mu\text{s/cm}$ horizontalement
2 V_{cm} verticalement

RÉALISATION

La **figure 2** montre le schéma de fonctionnement du commutateur réalisé selon ce principe. Nous y distinguons : un oscillateur stable à transistors NPN, la base d'un de ces transistors T1 servant à la synchronisation sur un oscillateur externe. La fréquence d'oscillation est réglable par la constante de temps $R_{12}C$. Pour les valeurs choisies, 62 K Ω et 2,2 nF, nous obtenons \approx 80 kHz. On peut augmenter la fréquence d'échantillonnage à souhait. Malheureusement, les transitoires risqueront d'occuper une place non négligeable sur l'écran. D'autre part, les images obtenues sont aussi bonnes en mode hâché ou alterné, ce qui permet de conserver cette fréquence telle quelle.

L'oscillateur fournit le signal d'horloge pour la décade CMOS de comptage CD 4017. L'avance s'effectue sur le front montant de l'horloge.

Il va sans dire que l'on peut **échantillonner** 10 voies avec un tel circuit ! Nous nous sommes contentés de quatre voies et, pour cela, le passage à 1 de la sortie « 4 » du compteur 4017 commande la remise à zéro,

sensible à niveau haut. De cette manière, il n'y a pas de 5^e comptage, au cinquième top d'horloge, après un éventuel balbutiement de quelques dizaines de ns, le compteur se mettra à « 0 » — commande de la voie « 0 ».

Le mariage de l'impulsion positive de comptage en sortie du CD 4017 (identique aux chronogrammes de la **figure 1**) et de la commande du commutateur CMOS est heureux : un niveau haut sur l'entrée de contrôle de chaque commutateur produit sa fermeture et la conduction du canal respectif. A niveau bas, la voie coupée présente une résistance de canal de plusieurs G ohms.

Les quatre sorties communes du CD 4016, quadruple commutateur CMOS, seront reliées à l'entrée Y de l'oscilloscope.

Chaque entrée de commutateur bénéficie d'une mise en forme obtenue avec un amplificateur opérationnel du type « 741 ».

L'utilité de ces amplificateurs n'est pas négligeable : la sortie commune ne bénéficie que d'une seule mise à l'échelle sur l'écran, celle du commutateur d'entrée de l'oscilloscope. Les quatre entrées pourront être positionnées et mises à l'échelle séparément grâce à chaque ampli.

LE POSITIONNEMENT DES TRACES SUR L'ÉCRAN

Il pourra être obtenu à l'aide de quatre potentiomètres P_0 - P_3 , fournissant les entrées B_0 - B_3 , **figure 3**. Dans ce cas, les entrées de signal proprement dites, A_0 - A_3 présenteront une impédance relativement faible, 47 K Ω .

Pour obtenir 1 M Ω — le standard de tout oscilloscope, le 741 ordinaire devra être remplacé par un Bi-FET, par exemple le TL 081 CP de Texas. Dans ce cas, utiliser $R = 1$ M Ω partout.

MISE A L'ECHELLE DE CHAQUE VOIE

C'est une affaire délicate ! Nous pouvons, bien entendu, remplacer les résistances R de contre-réaction sortie de l'ampli vers l'entrée inverseuse, par un potentiomètre de même valeur monté en rhéostat. Malheureusement, cette solution, qui permettrait l'atténuation des signaux trop forts, n'est pas universelle. Nous l'avons utilisée et ces potentiomètres-rhéostats de gain fi-

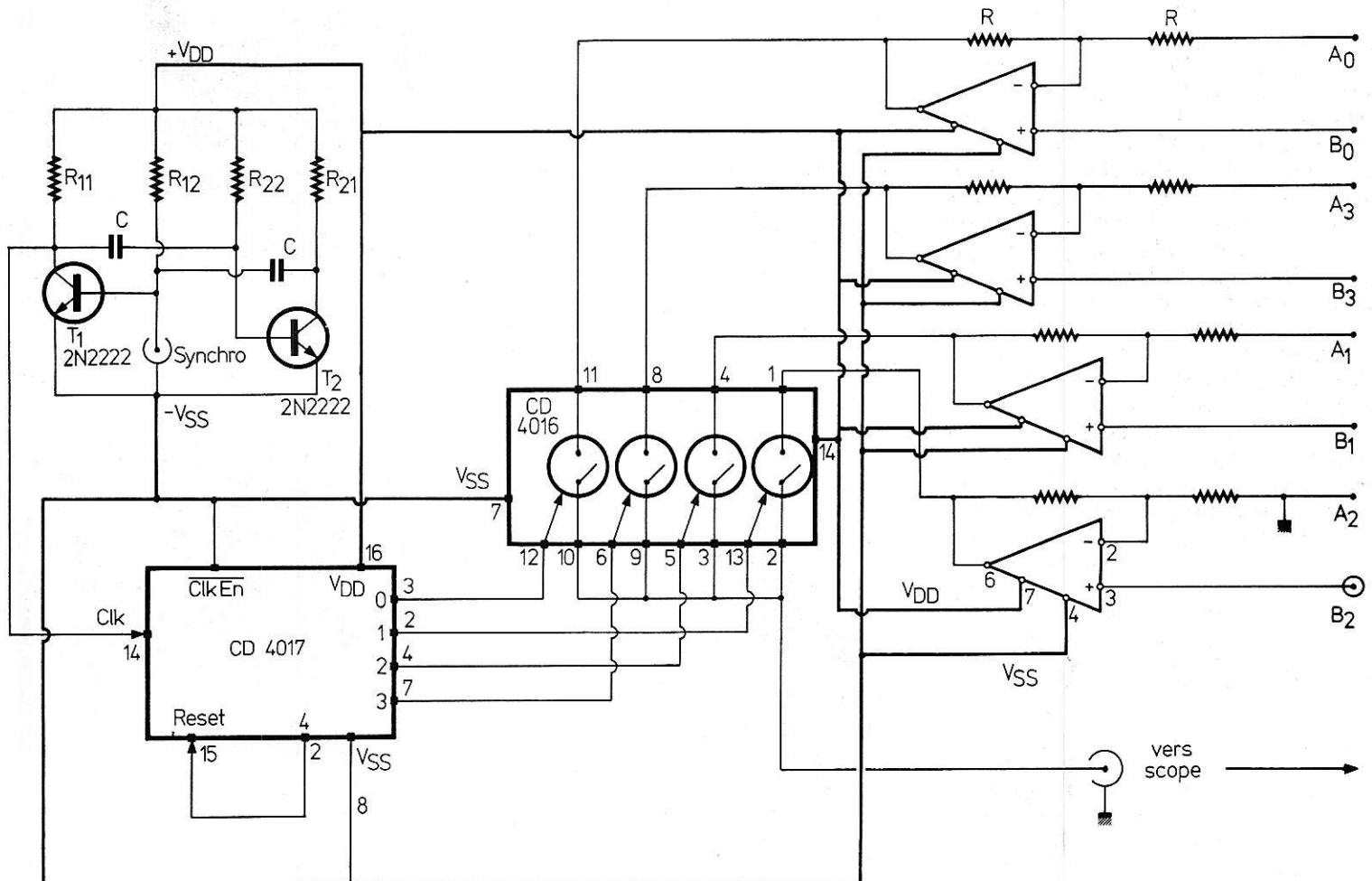


Figure 2

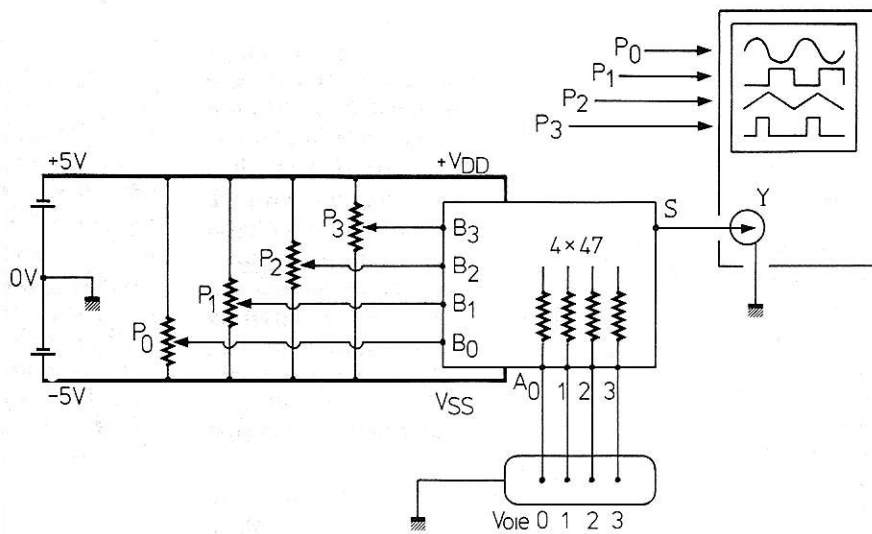


Figure 3

gurent sur la face avant de notre commutateur, mais une oscillation apparaît presque toujours due à la bande passante des amplificateurs opérationnels. A gain unitaire, certains d'entre eux peuvent monter à 1 MHz, voire 10 MHz. Aucune spécification ne prévoit leur comportement en gain unitaire, la compensation parfaite, à 6 dB-octave s'arrêtant bien souvent à 0 dB. Donc, il y a une possibilité de réglage de gain sur chaque voie, mais à utiliser avec prudence.

Rappelons qu'un des points forts de tout oscilloscope est le tiroir d'entrée Y. Le commutateur de niveaux d'entrée, toujours blindé et muni de nombreuses capacités de compensation, n'a rien de commun avec notre simple potentiomètre. Attendons-nous donc à devoir compenser en fréquence nos amplis si l'on utilise la variation de gain. Pour le commun des mortels, le gain unitaire, constant, suffit. Il permet d'atteindre le maximum de bande passante sans problème.

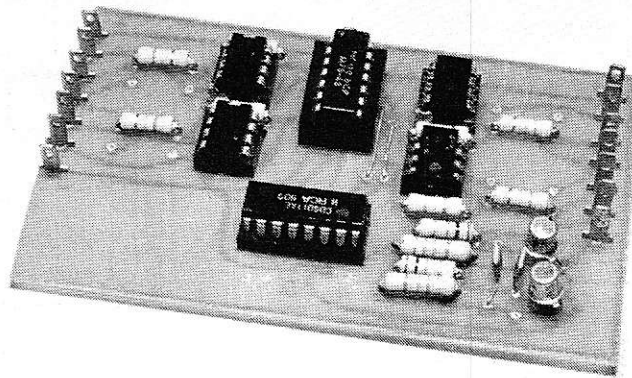
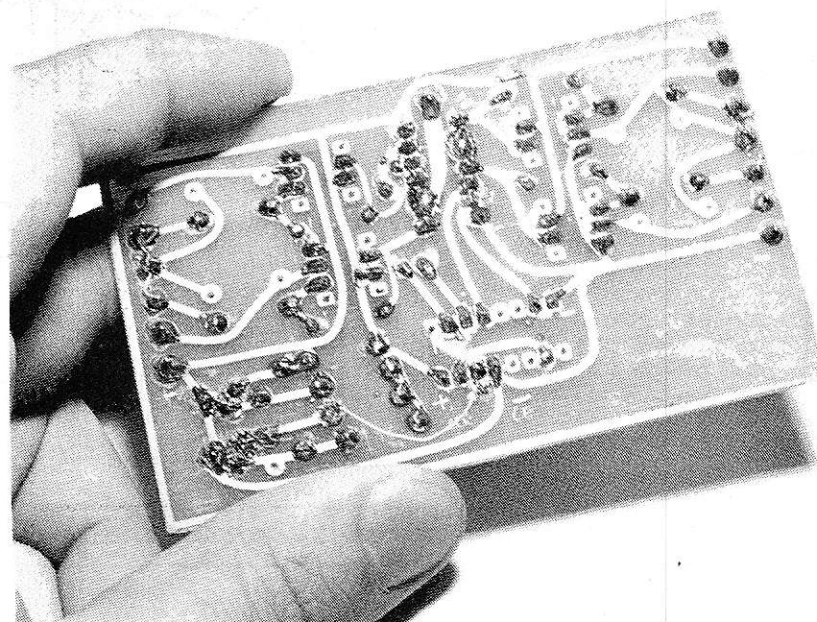


Photo 3. — Vue du côté pièces du circuit terminé.

Photo 4. — Vue du côté cuivre du circuit terminé.



LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Il est donné à la **figure 4**, les composants devant s'y implanter selon le plan de la **figure 5**.

Remarquons les entrées A_0 , B_0 , A_1 , B_1 , etc., laissées au choix de l'utilisateur. Montage selon la **figure 3** et gain unitaire feront parfaitement l'affaire.

L'ALIMENTATION

Le problème est résolu de manière radicale depuis l'apparition de régulateurs trois broches. Nous devons disposer d'une alimentation de + 5 V ou + 6,2 V et de - 5 V ou - 6,2 V. Le montage fonctionne parfaitement pour une tension V_{DD} - S_{SS} allant de 6 à 15 V. Par prudence, nous vous conseil-

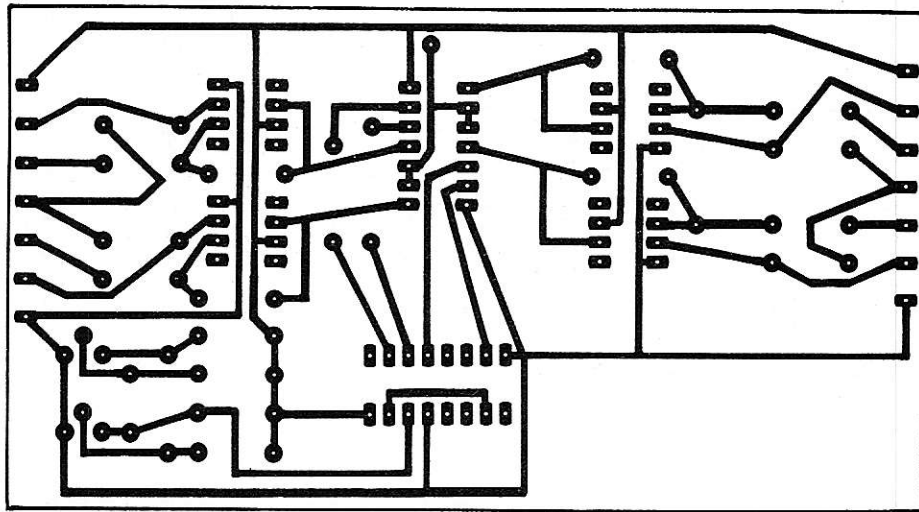


Figure 4

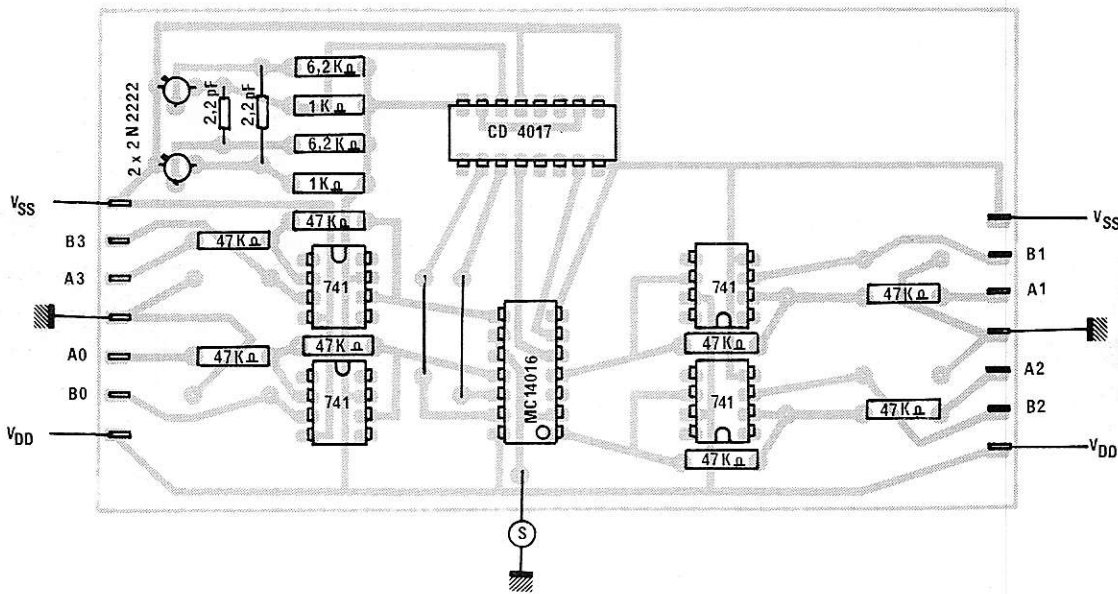
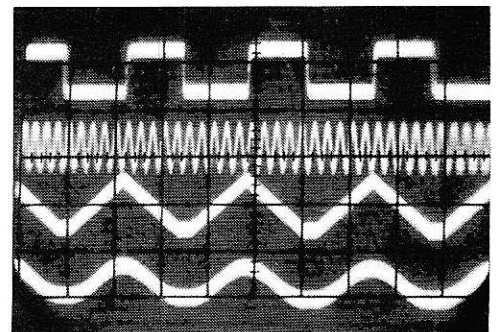
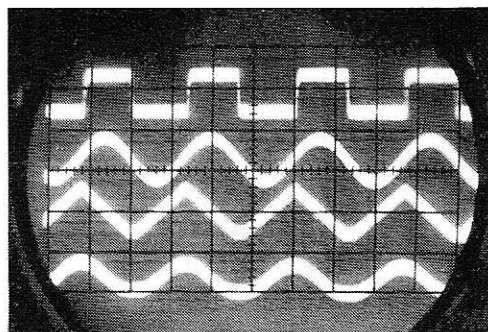


Figure 5

Photo 5. — Exemple de fonctionnement en mode hâché. On distingue un vague halo dû à la commutation (50 μ s/cm horizontal, 1 Vicm vertical).

Photo 6. — Mode alterné (50 μ s/cm horizontal, 1 Vicm vertical).



ions de vous arrêter à 12 V, afin de sauvegarder les circuits CMOS. Les 6 V minimaux sont demandés par les « 741 » ordinaires. Une nouvelle génération d'amplificateurs opérationnels National SC permet de descendre à 3 V, tension parfaitement compatible avec les circuits CMOS.

En attendant, nous vous conseillons le schéma d'alimentation de la figure 6.

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Aucun réglage n'est exigé. Sans signaux d'entrée, on peut positionner les quatre traces plates selon ses goûts à l'aide de P₅-P₃. Quelques oscillogrammes détaillent le fonctionnement en mode hâché ou alterné. Très commode d'emploi dans le cas de signaux corrélés, exemple : quatre signaux dans le cheminement normal d'un magnétophone, ampli Hi-Fi, etc. Si les signaux proviennent de sources différentes, synchroniser l'oscilloscope par le signal d'horloge lui-même, ou par l'un ou l'autre des signaux à visualiser, en « trigger externe ».

André DORIS

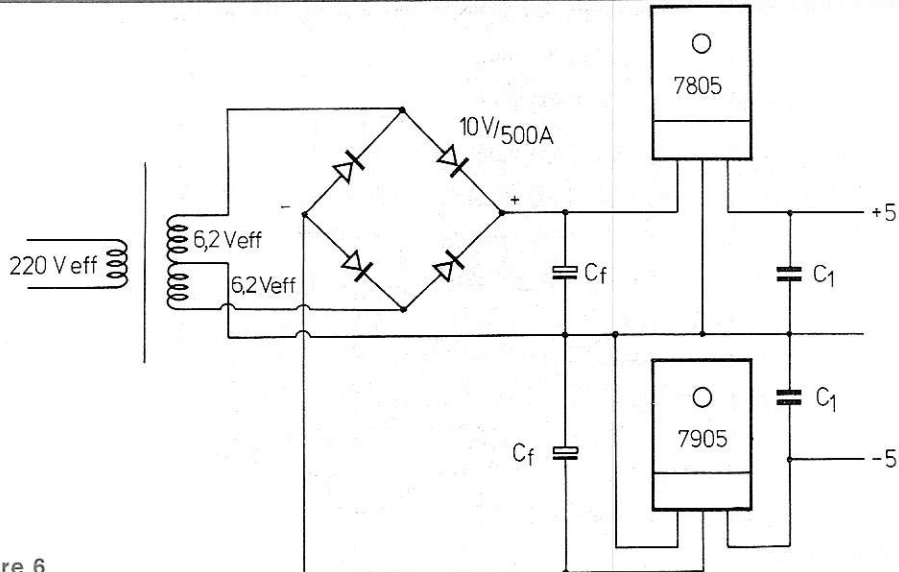


Figure 6

Liste des composants :

C = 2,2 nf.
 R₁₁ = R₂₁ = 1 KΩ
 R₁₂ = R₂₂ = 6,2 KΩ.
 R = 47 KΩ.
 P₅ — P₃ à 10 KΩ.
 1 × CD 4016 AE.

1 × CD 4017 AE.
 4 × 741 TL 081 CP.

Alimentation :

C7 = 1000 μf. 25 V.
 C1 = 0,1 μf.
 1 × MC 7805 CP.
 1 × MC 7905 CP.

Comment réaliser les circuits imprimés comme un professionnel !

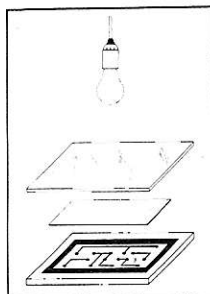
Il y a deux méthodes. Deux méthodes simples et rapides soit en partant d'un circuit reproduit sur un document de constructeur ou dans une revue technique et au format tel (échelle 1), soit par traçage direct. La première consiste à reproduire photographiquement le circuit en question, la seconde, comme son nom l'indique, en traçant le dessin directement sur la plaque de bakélite ou d'époxy.

METHODE PHOTO « SENO PHOTOTRAFERT »

- Poser le film SENO sur le document à reproduire.
- Insoler 6 minutes avec une lampe « Light-Sun ».
- Tremper 2 minutes dans le bain révélateur.
- Tremper ensuite dans le bain de fixateur. Le film est terminé directement en positif.
- Reporter le film sur une plaque présensibilisée.
- Insoler avec une lampe UV environ 2 minutes.

- Tremper dans le révélateur pendant 2 minutes.
- Passer au bain de perchlorure.
- Nettoyer la plaque avec un solvant.

LE CIRCUIT EST FINI



MATERIEL NECESSAIRE

Film SENO
 Phototransfert
 Prix 34 F
 Révélateur
 et fixateur 32 F
 Lampe
 « Light Sun » .. 35 F
 101 F

METHODE DE TRACAGE DIRECT

- Désoxyder et dégraisser le cuivre avec la gomme.
- Reporter les signes transfert sur la plaque de cuivre.

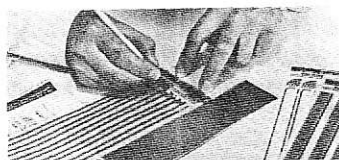
- Relier les signes transfert à l'aide du stylo DALO ou des bandes transfert.
- Plonger dans le perchlorure et agiter.
- Rincer et nettoyer avec un solvant.

LE CIRCUIT EST TERMINÉ

MATERIEL NECESSAIRE

Signes transfert, par type :
 La feuille 2,70 F
 Le rouleau 9,50 F
 Stylo pour gravure directe 19,00 F
 DALO 33 PC 9,50 F
 Gomme abrasive détergente Polifix 12,00 F
 Perchlorure de fer 12,00 F
 Présensibilisé
 75 x 100 5,50 F
 100 x 160 10,50 F
 210 x 300 41,00 F
 Révélateur 1/2 litre 3,20 F

Liste des revendeurs sur demande
 contre 2,40 F en timbres



Nous serons présents au
**SALON DES
 COMPOSANTS**
 Allée 21, stand 17/21

dapimport

10 bis, rue des Filles-du-Calvaire
 75003 Paris

L'essentiel, lorsqu'on effectue des mesures de quelque nature que ce soit, c'est, d'une part, de choisir des appareils dont les performances correspondent aux conditions des mesures à effectuer et d'autre part, de savoir interpréter correctement les résultats de ces mesures. Les deux exemples qui suivent permettent d'illustrer ce que nous venons de dire. Lors de certaines mesures de tensions, la valeur lue sur le cadran du voltmètre utilisé est largement inférieure à la tension réelle au point de mesure. La cause initiale est l'utilisation d'un voltmètre mal adapté aux conditions particulières de la mesure effectuée. Cependant, si on connaît ces dernières et les possibilités du voltmètre, c'est-à-dire si on se donne la peine d'interpréter le résultat, la correction, le rétablissement de la « vraie valeur », devient relativement aisée.

SACHONS MESURER

Un autre exemple, classique pour ainsi dire, se rapporte à l'utilisation d'un oscilloscope associé à un générateur. On trouve, parfois, une courbe de réponse étonnamment plate au sommet, ce qui résulte, tout simplement, d'une saturation intervenant sur un étage de la chaîne « testée », résultat, presque toujours, d'un signal d'attaque trop fort. Cause première : appréciation incorrecte des conditions de cette opération.

Dans tout ce qui suit nous allons essayer de « disséquer » la façon de mesurer les différentes grandeurs électriques : tensions, intensités, résistances, impédances, inductances, capacités, fréquences, caractéristiques des semi-conducteurs etc., en indiquant brièvement le principe des appareils couramment utilisés, mais en insistant sur la façon de conduire les différentes mesures et sur les erreurs d'interprétation à ne pas commettre.

1.- MESURE DES TENSIONS CONTINUES

Ces mesures sont, certainement, celles que tout technicien effectue le plus souvent, plusieurs dizaines au cours d'une journée peut-être. Mais ce sont aussi celles où, si on ne fait pas attention à quelques « petits détails », on commet le plus d'erreurs et obtient des résultats sans aucun rapport avec ce qu'on croyait devoir trouver.

Appareils utilisés

Pour mesurer une tension continue on utilise, en règle générale, ce qu'on appelle un contrôleur universel ou multimètre, qui permet la mesure de tensions et intensités continues et alternatives, et aussi celle de résistances. Ces appareils, dont il existe un nombre considérable de modèles sur le marché, ne diffèrent que par la répartition des sensibilités et par leur résistance propre, exprimée en kilohms par volt ($K\Omega/V$).

Cette dernière caractéristique est très importante pour des raisons que nous verrons plus loin, et nous recommandons à tous ceux qui ont l'intention de faire l'acquisition d'un contrôleur de ne pas « descendre » au-dessous de $20 K\Omega/V$, valeur qui est adoptée, d'ailleurs, par la quasi-totalité des constructeurs, avec quelques rares modèles à $40 K\Omega/V$.

Bien qu'on ne trouve pratiquement plus, sur le marché, de modèles à résistance propre inférieure à $20 K\Omega/V$, et en particulier de $10 K\Omega/V$, ces appareils sont encore assez répandus dans les ateliers de dépannage ou chez les techniciens « amateurs ».

En ce qui concerne la répartition des sensibilités, la plus grande fantaisie semble régner en la matière, mais nous pensons que lors d'un choix il est bon de tenir compte du fait que la précision de ces appareils est généralement moins bonne au premier quart ou tiers d'une échelle, de sorte qu'il est souhaitable qu'une sensibilité « recouvre » ce premier quart ou tiers de la sensibilité suivante, ce qui a lieu dans les séries telles que 1 - 3 - 10 - 30 - 100 etc...

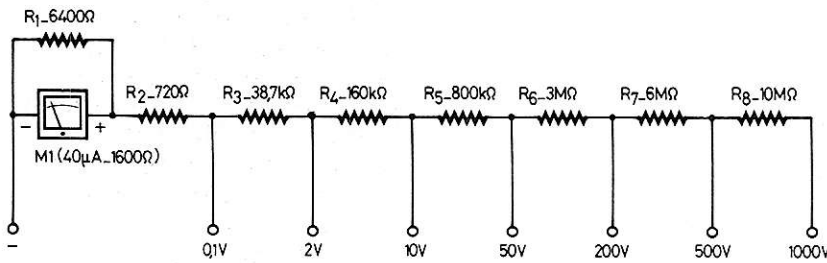


Figure 1

ou 1 - 4 - 10 - 140 - 100, mais non lorsque la suite est une succession de puissances de 10 : 1 - 10 - 100 - 1 000, par exemple, disposition que l'on rencontre encore assez souvent.

La figure 1 montre le schéma de la section « tensions continues » d'un contrôleur assez répandu sur le marché, mais dont la répartition des sensibilités ne nous paraît pas très heureuse, car elle nécessite trois échelles différentes, ce qui représente toujours une complication et une source d'erreurs de lecture.

Mais tout compte fait, la répartition des sensibilités est un détail, l'essentiel étant le principe d'un voltmètre pour tensions continues à plusieurs sensibilités et, dans le cas présent, d'une résistance propre de 20 KΩ/V. Tout d'abord nous voyons que pour atteindre cette valeur de résistance on doit utiliser un microampèremètre très sensible, ici de 40 µA et de résistance propre de 1 600 Ω. La sensibilité de ce microampèremètre est ramenée à 50 µA par la résistance R¹ placée en parallèle et qui représente, en réalité, une série de résistances constituant ce qu'on appelle le shunt universel, nécessaire pour la mesure des intensités et dont il sera question plus loin. Mais il est bon de rappeler que la résistance propre d'un voltmètre en général, à une ou plusieurs sensibilités, est rigoureusement conditionnée par la sensibilité du galvanomètre utilisé et d'autant plus élevée que cette sensibilité est plus grande : avec 100 µA on arrive à 10 KΩ/V ; avec 50 µA on peut atteindre 20 KΩ et, avec 25 µA, 40 KΩ/V. En pratique, cependant, on est obligé d'utiliser des microampèremètres encore plus sensibles (comme dans le cas de la figure 1) à cause de l'influence du shunt universel.

Signalons, enfin, qu'il existe quelques rares modèles de contrôleurs à résistance propre atteignant ou même dépassant 100 KΩ/V, mais il s'agit là d'appareils comportant généralement un amplificateur à transistors à l'entrée et qui, de se fait, doivent être classés plutôt dans la catégorie de multimètres électroniques. Quant aux

volt-ohmmètres électroniques classiques, à tubes (on en fabrique encore) ou à transistors, leur résistance d'entrée est, en règle générale, de 10 à 11 MΩ sur toutes les sensibilités.

Comment se présente la mesure d'une tension

Dans tous les cas, une mesure de tension, continue ou alternative, d'ailleurs, peut être ramenée au schéma d'un diviseur de tension, comme le montre la figure 2, où R_i représente la résistance propre du voltmètre utilisé. En a nous avons le cas où il existe un « vrai » diviseur de tension, R₁-R₂, dont R₂ se trouve en parallèle avec la résistance interne R_{i1} du dispositif auquel la tension d'alimentation est appliquée. En b, cette tension l'est simplement à travers R₁, et le diviseur de tension est formé par R₁ d'une part et R_i en parallèle sur R_{i1} de l'autre.

Que ce soit dans le cas du schéma a ou dans celui du schéma b, au moment de la mesure la résistance propre R_i du voltmètre se met en parallèle sur la branche inférieure du diviseur de tension et en modifie la résistance résultante, dont le rapport de ce diviseur et, par voie de conséquence, la tension au point a, c'est-à-dire la tension lue sur le cadran du voltmètre. Cette dernière sera donc inférieure à la tension réelle et cela d'autant plus que la résistance R_i est plus faible par rapport à la résistance globale de la branche inférieure du diviseur, c'est-à-dire R_{i1} en parallèle sur R₂ (a) ou R_{i1} seule (b).

Quelques chiffres feront mieux comprendre ce que nous venons de dire. Supposons que, dans le cas de la figure 2 a, le voltmètre ne soit pas connecté et que la valeur de R₂ en parallèle avec R_{i1} soit de 100 KΩ. Il est évident que, dans ces conditions, la tension en sera de 6 V, c'est-à-dire la moitié de celle existant à l'entrée du diviseur, puisque les deux branches de ce dernier ont la même résistance.

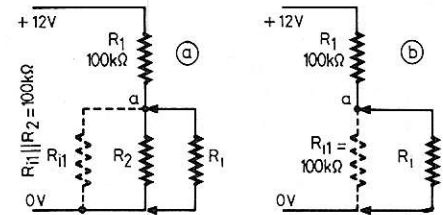


Figure 2

Supposons encore que la résistance propre du voltmètre que nous utilisons soit de 10 KΩ/V seulement et connectons cet appareil, commuté sur la sensibilité 10 V, entre les points a et 0V. La valeur de R_i sera, dans ce cas, de 100 KΩ et la résistance résultante R_r de la branche inférieure du diviseur tombera à 50 KΩ, puisque R_{i1} en parallèle sur R₂ représente 100 KΩ. Le rapport des tensions en a sera égal au rapport des résistances et nous aurons

Tension lue en a

$$= 12 \times \frac{R_r}{R_1 + R_r} = 12 \times \frac{1}{3} = 4 \text{ V,}$$

Soit une erreur de 33 % ce qui est énorme. Si maintenant nous utilisons un voltmètre de 20 KΩ/V, toujours sur la sensibilité 10 V, la valeur des résistances en jeu sera R₁ = 200 KΩ et R₂ = 66,7 KΩ, ce qui nous amène à un rapport R_r (R₁ + R_r) = 0,5 et une tension lue en a de 4,8 V, soit une erreur de 20 % encore.

Seule l'utilisation d'un voltmètre électronique, avec sa résistance d'entrée de 100 MΩ en chiffre rond (elle est, le plus souvent, de 11 MΩ), permet de réduire cette erreur à un peu moins de 3 %, ce qui est pratiquement négligeable. En revanche, une lecture telle que 4 ou 4,8 V peut induire en erreur et faire croire à un défaut qui, en réalité, n'existe pas.

D'une façon générale, pour que l'erreur de mesure ne soit pas prohibitive, il faut que la résistance propre du voltmètre soit au moins 50 à 100 fois plus élevée que la résistance aux bornes de laquelle on effectue la mesure, en tenant compte non seulement de la résistance « matérielle » telle que R₂ de la figure 2a, mais aussi de toutes les résistances « parasites » qui se trouvent obligatoirement en parallèle sur R₂ : résistance d'entrée ou de sortie d'un transistor ou d'un réseau plus ou moins complexe de résistances etc...

Evidemment, lorsqu'on ne possède pas de voltmètre électronique, on peut être tenté, pour augmenter la résistance propre de l'appareil, d'utiliser, pour la mesure, une sensibilité inférieure, 30 V par exemple, dans le cas présent. La valeur de R_i passe alors à 600 K Ω (avec un voltmètre de 20 k Ω/V) mais la lecture devra se faire dans le premier cinquième de la graduation et manquera de précision. Tout compte fait, on ne gagnera pas grand-chose.

Mesures sur des circuits à transistors

Lorsqu'il s'agit d'étages d'une certaine puissance (étages de sortie des récepteurs portables ou, à plus forte raison, ceux des amplificateurs mono ou stéréo de tous genres, et aussi leurs « drivers »), le problème de la résistance propre du voltmètre utilisé perd son importance car les résistances aux bornes desquelles on doit effectuer des mesures sont, en règle générale, de faible valeur (de quelques centaines d'ohms à quelques ohms) et traversées par des courants souvent assez importants. Même un voltmètre de 10 K Ω/V peut y faire l'affaire.

Il en va autrement avec les étages préamplificateurs B.F., amplificateurs F.I. aussi bien en radio qu'en télévision, changeurs de fréquence, certains étages des bases de temps trames ou lignes, etc., où on peut se trouver en présence de cas où 20 K Ω/V ne suffisent absolument pas.

Les différents cas de mesures sur les circuits à transistors sont résumés dans les figures 3 et 4. Dans le cas de la figure 3a on mesure la tension à la base d'un transistor, au point a et on doit tenir compte du courant de base I_b qui détermine une chute de tension V_1 et aussi une chute de tension aux bornes de R_b , résistance intérieure du transistor, que l'on pourrait appeler résistance statique d'entrée ou résistance d'entrée en continu.

Si nous sommes en possession de la documentation du constructeur, la tension normale en a y est le plus souvent indiquée (avec les conditions de mesure presque toujours : voltmètre de tant de K Ω/V ou voltmètre électronique). Si nous n'avons aucun renseignement, nous pouvons néanmoins déduire, avec suffisamment d'exactitude, la tension qui doit exister en ce point, en tenant simplement compte du type du transistor : germanium ou silicium; p-n-p ou n-p-n. En effet, la base doit être :

— positive par rapport à l'émetteur pour un p-n et négative pour un p-n-p;

— de 0,55 à 0,65 V pour un transistor silicium et de 0,1 à 0,2 V pour un germanium.

Donc, en supposant que le transistor de la figure 3a soit un silicium, nous devons avoir à peu près 0,6 V en a. Par ailleurs, le courant de base I_b , pour tous les transistors de faible puissance, préamplificateurs B.F., amplificateurs F.I. etc., qui travaillent généralement avec des courants de collecteur compris entre 0,8 et 2 mA, se situe vers 3-6 μA pour les silicium et 8 à 20 μA pour les germanium, le gain en courant, c'est-à-dire, approximativement, le rapport I_c / I_b , étant en règle générale, moindre pour ces derniers. La valeur de R_b est donc définie par la tension en a (0,6 V, par exemple) et le courant I_b , que nous fixerons à 5 μA . Il en résulte que $R_b = 0,6 / 5 \cdot 10^{-6} = 600\,000 / 5 = 120\,000\ \Omega$. Il est évident que, dans ces conditions, en connectant un voltmètre de 20 K Ω entre le point a et la masse, commuté sur une sensibilité de 1 à 1,5 V pour avoir une lecture « confortable », l'erreur de mesure sera telle que le résultat n'aura aucun sens : 0,1 V à peu près en admettant $+V = 10\,V$. En effet, en faisant, à partir de ces valeurs, le calcul de la résistance R_1 , on s'aperçoit que sa valeur doit être de l'ordre de 1,9 M Ω .

Le cas de la figure 3b est tout à fait semblable au précédent à cette différence près qu'il y existe un vrai diviseur de tension, $R_1 - R_2$, dont la résistance R_2 se trouve shuntée par R_b . Le calcul de la valeur réelle de la tension que l'on doit trouver en a se trouve un peu compliqué par le fait qu'on a affaire à deux courants : le courant propre du diviseur $R_1 - R_2$, appelons le I_a , et le courant de base I_b , qui circule dans R_b , la valeur de cette résistance se déduisant évidemment de la tension existant en a et du courant I_b . Généralement, on prévoit, pour le courant I_a , une valeur nettement supérieure à celle de I_b : 5 à 10 fois plus élevée.

Rien ne change, bien entendu, s'il existe une résistance dans le circuit d'émetteur, ce qui est le cas très fréquemment. Il faut simplement qu'il y ait une certaine relation entre la tension à la base et celle à l'émetteur, relation indiquée plus haut en grandeur et en polarité.

Disons toute de suite que la mesure de tension entre l'émetteur et l'extrémité de la résistance R_e qui le réunit le plus souvent à la masse, cette dernière pouvant correspondre au « plus » ou au « moins » de la tension d'alimentation, suivant la conception du montage, ne présente, en règle générale, aucune difficulté, car la valeur de R_e excède rarement 1,5 K Ω , avec une chute de tension variant de quelque 0,8 à 2 V environ. Avec un voltmètre de 20 K Ω/V et une sensibilité de 3 V la résistance « perturbatrice » en parallèle n'a qu'une influence pratiquement négligeable.

Passons maintenant à la mesure d'une tension de collecteur, dont les deux possibilités sont illustrées par la figure 4. Si nous avons affaire à la disposition de la figure a, sans résistance d'émetteur, nous mesurons entre le point b et la masse en tenant compte de la résistance interne R_c , que nous appellerons, par analogie avec R_b , résistance de sortie en continu. Dans la plupart des cas, la valeur de R_c est relativement faible, se situant le plus souvent entre 3 et 5 k Ω et dépassant rarement 10 k Ω . Par ailleurs, la tension entre le point b et la masse est habituellement de plusieurs volts, du moins dans le cas de la figure 4 (transistor n-p-n avec le « moins » à la masse, justifiant de ce fait l'utilisation d'une sensibilité de 10 V au moins, de sorte que la résistance propre R_i du voltmètre, en parallèle sur R_c , est de 60 K Ω pour un appareil de 20 K Ω/V , ce qui ne devrait pas se traduire par une erreur de mesure exagérée. Néanmoins, il est toujours prudent d'évaluer rapidement l'ordre de grandeur de R_c et de s'assurer que la valeur trouvée est au moins de 40 à 50 fois inférieure à la résistance R_i du voltmètre sur la sensibilité utilisée. Si tel n'est pas le cas, il faut faire appel à un voltmètre électronique, ou bien faire la correction suivant l'une des méthodes que nous indiquerons plus loin.

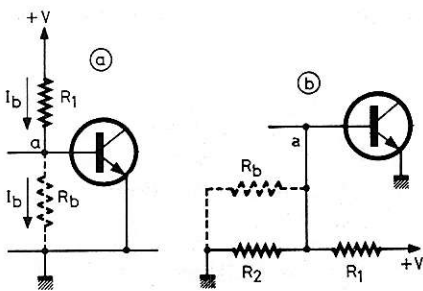


Figure 3

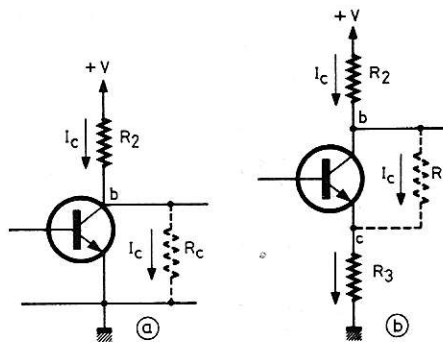


Figure 4

Supposons, par exemple, que nous ayons les valeurs suivantes : $+V = 12\text{ V}$; $I_c = 1,5\text{ mA}$; tension en $a = 7\text{ V}$. Autrement dit, la chute de tension sur R_c , en présence d'un courant de $1,5\text{ mA}$, est de 7 V , d'où $R_c = 7/1,5 \cdot 10^{-3} = 4,7\text{ K}\Omega$. Une telle valeur peut se contenter, à la rigueur, de la sensibilité 10 V à $20\text{ K}\Omega/\text{V}$, mais l'utilisation de la sensibilité 30 V donnera une précision meilleure, avec une lecture encore facile.

Le schéma b de la **figure 4** ne diffère du précédent que par la présence d'une résistance (R_3) dans le circuit d'émetteur. La tension entre le point b et la masse représente la somme des tensions $b-c$ et c -masse, de sorte que pour calculer la valeur de R_c , il faut soustraire la tension c -masse de la tension b -masse. Et il est nécessaire que la somme $R_c + R_3$ soit dans le rapport $1/40$ à $1/50$ avec la résistance R_i du voltmètre sur la sensibilité utilisée.

Bien entendu, tout ce que nous venons de dire est valable pour les transistors p-n-p, pour lesquels il suffit, dans les schémas des **figures 3 et 4**, d'inverser la polarité de la source d'alimentation : le « plus » à la masse et $-V$ à la place de $+V$.

De même, on peut parfaitement imaginer les **figures 3 et 4** avec le « plus » à la masse.

Correction des erreurs de mesure

Il existe plusieurs méthodes permettant de corriger la lecture fautive d'une tension, due à la résistance R_i trop faible du voltmètre et nous allons passer brièvement en revue les principales, ou du moins celles qui ne demandent qu'un minimum de calculs.

Une méthode assez souvent utilisée consiste à calculer la résultante R_r des résistances R_1 et R_b connectées en parallèle (**figure 3 a**, par exemple) et la diviser ensuite par la résistance propre R_i du voltmètre sur la sensibilité utilisée. Soit $R_r/R_i = n$. Il suffit alors de multiplier la valeur lue par $1 + n$ pour obtenir la valeur

réelle de la tension mesurée. Et si on constate que $n \ll 0,05$, on peut renoncer à toute correction, car cela veut dire que l'erreur de mesure ne dépasse pas 5% , ce qui est pratiquement négligeable.

Prenons comme exemple le cas de la **figure 5** et proposons-nous de mesurer la tension de base, dont la valeur réelle est de $3,2\text{ V}$. Nous trouvons, par la chute de tension dans R_1 , $I_b = 38\text{ }\mu\text{A}$ et, en partant de là, $R_b = 84\text{ K}\Omega$ à peu près. Si nous utilisons la sensibilité 10 V d'un voltmètre de $20\text{ K}\Omega/\text{V}$, la résistance résultante de R_b et R_i en parallèle sera de $59\text{ K}\Omega$, et la tension lue à la base de $2,8\text{ V}$ très sensiblement. D'autre part, la résistance résultante de R_1 (fig. 1-5) et de R_b en parallèle, divisée par R_i (soit $200\text{ K}\Omega$), donne $n = 0,131$, ce qui montre que l'erreur de mesure est supérieure à 13% et que, par conséquent, une correction est souhaitable, que l'on effectue en multipliant la valeur lue, soit $2,8\text{ V}$, par $1 + n$, c'est-à-dire $1,131$. Et on obtient $3,17\text{ V}$.

Une autre méthode de correction repose sur un principe différent. La sensibilité du voltmètre étant choisie et ce dernier présentant une certaine résistance propre R_i , on effectue une première mesure et on trouve V_1 , volts. On shunte ensuite l'entrée du voltmètre, sans changer de sensibilité, par une résistance égale, à $+5\%$ près ou mieux, si possible, à R_1 , dont la valeur tombe de ce fait à la moitié de sa valeur primitive. On effectue une deuxième mesure de la même tension et on trouve V_2 volts. Trois possibilités peuvent se présenter alors :

— les tensions V_1 et V_2 sont pratiquement égales et la diminution de V_2 par rapport à V_1 est à peine perceptible. La mesure effectuée n'a besoin d'aucune correction;

— la tension V_1 est supérieure à V_2 de 4 à 15% à peu près, ce qui veut dire que pour retrouver V_1 il faut multiplier V_2 par $1,04$ à $1,15$. Il suffit alors de multiplier V_1 par le même coefficient pour obtenir la « vraie valeur »;

— la tension V_1 est supérieure à V_2 de plus de 15% . Dans ce cas, il est préférable d'employer la formule de correction suivante :

$$\text{Tension réelle} = \frac{V_1}{2 - (V_1/V_2)}$$

Cependant rien n'empêche, évidemment, d'employer la même formule dans le cas où la différence entre V_1 et V_2 ne représente que quelques pour-cent (moins de 15).

En tant qu'exemple de calcul, prenons le schéma de la **figure 6** où il s'agit d'un transistor p-n-p germanium utilisé en collecteur commun, ce qui entraîne, bien entendu, la présence d'une résistance (R_2), de valeur relativement élevée, dans le circuit d'émetteur. La résistance d'entrée en continu, R_b , se trouve dans ces conditions entre la base et l'émetteur, le schéma équivalent étant celui de la **figure 6 b**. Lorsqu'on mesure la tension de base, en a , on tient compte, en fait, du diviseur de tension $R_b - R_1$, avec $3,8\text{ V}$ en b et $3,7\text{ V}$ en a .

Nous allons voir ce que cela donne avec un voltmètre de $20\text{ K}\Omega/\text{V}$, dont nous utiliserons la sensibilité 10 V , soit $R_i = 200\text{ K}\Omega$ d'autre part, R_1 n'étant traversée que par le courant de base I_b , la valeur de ce dernier est $I_b = 3,7/1 \cdot 10^6 = 3,7 \cdot 10^{-6}\text{ A} = 3,7\text{ }\mu\text{A}$.

La chute de tension entre l'émetteur et la base étant de $0,1\text{ V}$ la valeur de la résistance R_b est égale à $0,1/3,7 \cdot 10^{-6}$, soit $27\text{ K}\Omega$.

Le voltmètre étant connecté entre la base et la masse, la valeur résultante de R_i en parallèle sur R_1 est $R_{r1} = 167\text{ K}\Omega$. Les tensions se répartissant le long du diviseur $R_b - R_{r1}$ dans le même rapport que celui des résistances, nous avons

$$\frac{R_{r1}}{R_{r1} + R_b} = \frac{\text{Tension lue en } a}{3,8}$$

comme le rapport des résistances est égal à $0,861$, la tension lue en a est $V_1 = 3,27\text{ V}$.

Shuntons maintenant l'entrée du voltmètre par une résistance de $200\text{ K}\Omega$, ce qui entraîne $R_i = 100\text{ K}\Omega$ et, en parallèle sur R_1 , une résistance résultante R_{r2} de $91\text{ k}\Omega$. En procédant exactement comme ci-dessus on arrive à la tension lue en a :

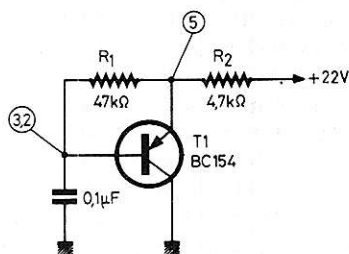


Figure 5

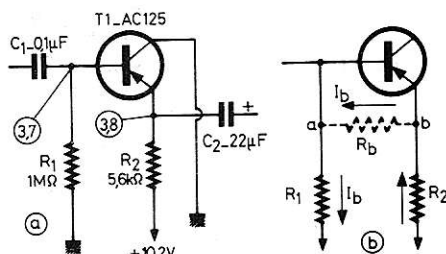


Figure 6

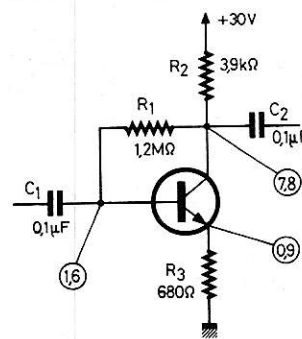


Figure 7

$V_2 = 2,93$ V. Le rapport V_1 / V_2 représente 1,116, ce qui veut dire que la tension V_1 est supérieure à V_2 de 11,6 %. Pour avoir la valeur réelle de la tension à la base de T_1 il suffit de multiplier V_1 par 1,116, ce qui donne 3,65 V.

Si nous appliquons aux valeurs trouvées la formule (1), nous trouvons 3,699 V comme valeur réelle, ce qui est encore mieux. Pour faciliter les calculs, nous donnons, dans le tableau 1-1, un certain nombre de valeurs du rapport V_1 / V_2 et en face, dans la colonne « $X V_1$ », le coefficient par lequel il faut multiplier V_1 pour obtenir la valeur réelle de la tension mesurée.

Pour le même schéma, celui de la **figure 6**, la mesure de la tension à l'émetteur ne présente aucun « danger », et la lecture directe, sur la sensibilité 10 V d'un voltmètre de 20 K Ω /V doit donner un résultat de très peu inférieur à la valeur indiquée : 3,76 V théoriquement. Une deuxième mesure, avec l'entrée du voltmètre shuntée par 200 K Ω , doit, toujours théoriquement, indiquer 3,72 V. Donc, $V_1 / V_2 = 1,01$ très sensiblement, et si on multiplie V_1 , c'est-à-dire 3,76, par ce facteur, on obtient 3,798 V, c'est-à-dire, pratiquement, la « vraie » valeur. Dans ce genre de calculs, il ne faut pas oublier de tenir compte de la résistance de sortie en continu, R, qui se place entre le collecteur et l'émetteur et dont la valeur est, ici, de 3 325 Ω environ, puisque le courant d'émetteur, que l'on peut confondre avec celui de collecteur est de quelque 1,14 mA.

Une troisième méthode de correction, qui s'apparente, d'ailleurs, à celle dont il vient d'être question, fait appel à deux mesures de la même tension, réalisées sur deux sensibilités voisines du voltmètre. On effectue, par exemple, une première mesure sur la sensibilité 3 V et on trouve une tension V_1 . Ensuite on passe sur la sensibilité immédiatement inférieure, soit 10 V, on refait la même mesure et on trouve une tension V_2 , en principe supérieure à V_1 , du moins lorsque la première mesure est faussée par la résistance propre insuffisante du voltmètre.

De toute façon, si les tensions V_1 et V_2 sont pratiquement les mêmes et ne présentent qu'une différence à peine lisible, on peut considérer que la mesure donnant V_1 est « juste » et ne demande aucune correction.

Les deux tensions V_1 et V_2 étant notées, on fait le rapport n des sensibilités utilisées, c'est-à-dire, dans le cas présent, 10/3 = 3,33. Mais attention : ce rapport n'est utilisable que si la résistance propre du voltmètre, en K Ω /V, est la même pour les deux sensibilités utilisées, ce qui est presque toujours le cas, mais avec quelques

V_1/V_2	$\times V_1$	V_1/V_2	$\times V_1$	V_1/V_2	$\times V_1$
1,03	1,031	1,16	1,190	1,29	1,408
1,04	1,042	1,17	1,205	1,30	1,429
1,05	1,052	1,18	1,220	1,31	1,449
1,06	1,064	1,19	1,235	1,32	1,471
1,07	1,075	1,20	1,250	1,33	1,493
1,08	1,087	1,21	1,266	1,34	1,515
1,09	1,099	1,22	1,282	1,35	1,538
1,10	1,111	1,23	1,299	1,36	1,563
1,11	1,234	1,24	1,316	1,37	1,587
1,12	1,136	1,25	1,333	1,38	1,613
1,13	1,149	1,26	1,351	1,39	1,639
1,14	1,163	1,27	1,370	1,40	1,667
1,115	1,176	1,28	1,389	1,41	1,695

rare exceptions tout de même. Quant à la formule de correction, elle s'écrit

$$\text{Tension réelle} = \frac{V_2 (n - 1)}{n - (V_2/V_1)}$$

On voit tout de suite que si $n = 2$, ce qui peut arriver avec certains voltmètres dont les sensibilités se succèdent suivant la série 0,5 - 1 - 5 - 10 etc., on revient au cas précédent, à la formule (1) et au tableau 1-1, la tension figurant au numérateur étant toujours la plus grande des deux. Le schéma de la **figure 7** peut nous servir d'exemple d'application pour mesurer la tension de base.

Etant donné qu'il y a une résistance d'émetteur, R_3 , on peut procéder de deux façons différentes. En premier lieu, on peut opérer comme si R_3 n'existait pas, ce qui est défendable étant donné sa valeur relativement faible. Dans ces conditions, on mesure la tension à la base une fois sur la sensibilité 3 V, et on trouve 0,31 V environ, puis sur la sensibilité 10 V, où l'on trouve 0,71 V. Ce sont des chiffres théoriques, valables pour un voltmètre de 20 K Ω /V. A partir de là, étant donné que le rapport n'est de 3,33, on trouve 1,58 V pour la tension réelle à la base. Pour ce calcul on admet que la résistance R_b se place entre la base et la masse et que sa valeur est, par conséquent, de 309 K Ω environ, puisque le courant I_b est de 5,17 μ A.

En second lieu, ce qui est théoriquement plus juste, on place la résistance R_b entre la base et l'émetteur (auquel cas elle est de quelques 135 K Ω) et on mesure la tension entre la base et l'émetteur deux fois : sur la sensibilité 1 V et sur celle de 3 V. On doit trouver, respectivement, $V_1 = 0,112$ V et $V_2 = 0,260$ V, le rapport n étant ici 3/1 = 3. Dans ces conditions, la formule (2) nous donne 0,79 V, tension qu'il faut ajouter à 0,9 V de l'émetteur pour déterminer celle qui existe entre la base et la masse, soit 1,69 V.

Il faut noter deux choses à propos de tous ces calculs. Tout d'abord, tous les schémas que nous avons reproduits (**figures 5, 6 et 7**) et ceux qui le sont plus loin, ont été empruntés à des documents originaux des principaux constructeurs européens (récepteurs radios et téléviseurs), mais pour certains de ces schémas les conditions exactes de mesure des tensions indiquées ne sont pas connues. D'autre part, il est clair que les chiffres figurant sur ces schémas sont presque toujours arrondis et que, pour la **figure 7**, par exemple, la tension à la base peut être tout aussi bien de 1,57 V que de 1,63 V, et que celle d'émetteur de 0,87 V ou de 0,93 V.

Par conséquent, il faut regarder les résultats de ces calculs comme des ordres de grandeur et ne pas s'attacher à un dixième ou, à plus forte raison, à quelques centièmes en plus ou en moins, d'autant plus que lors d'une mesure réelle nous devons tenir compte de la dispersion des caractéristiques d'un transistor et de l'erreur propre de l'appareil de mesure utilisé, qui est loin d'être négligeable et peut dépasser 10 % au premier quart de l'échelle, même si l'erreur maximale, à pleine déviation, est de l'ordre de 2 à 3 %. Ainsi, dans le cas que nous venons d'analyser nous dirons simplement que la tension réelle à la base doit se situer entre 1,5 et 1,7 V.

Quant à la mesure de la tension de collecteur de la **figure 7**, elle ne pose aucun problème, comme une rapide vérification peut nous en convaincre. En effet, le courant de collecteur I_c est ici de 5,7 mA et, de ce fait, la résistance de sortie en continu, R_c (voir **figure 4**), n'est que de 1,21 K Ω (entre le collecteur et l'émetteur). En y ajoutant R_3 on obtient une résistance de 1,89 K Ω entre le collecteur et la masse. Le fait de connecter en parallèle un voltmètre de 20 K Ω /V sur la sensibilité 10 V, soit $R_i = 200$ K Ω n'y change strictement rien, la résistance shunt étant de plus de 100 fois supérieure à celle de collecteur-masse.

Quelques exemples pratiques

Voici, d'abord, le schéma de la **figure 8**, qui fait partie d'un étage de sortie vidéo-chrominance d'un téléviseur. La mesure des tensions sur le collecteur et sur l'émetteur ne présente rien de particulier étant donné la valeur très faible des résistances en jeu. En ce qui concerne la tension de base, le plus simple est de ne pas tenir compte de la résistance d'émetteur R_2 et de procéder comme si ce dernier était à la masse. Le courant de base I_b est ici de $155 \mu\text{A}$ et le transistor est visiblement en état de saturation, la chute de tension collecteur-émetteur étant de $0,15 \text{ V}$ d'après les chiffres donnés. Dans ces conditions, la résistance d'entrée « fictive » en continu serait de $18,7 \text{ K}\Omega$ et en effectuant la mesure successivement sur les sensibilités 3 et 10 V , on trouve, respectivement, $V_1 = 2,3 \text{ V}$ et $V_2 = 2,7 \text{ V}$. Le rapport n des sensibilités est $3,33$, d'où, en appliquant la formule de correction (2), on tire : valeur réelle de la tension de base = $2,9 \text{ V}$. La mesure des tensions de collecteur et d'émetteur du même schéma se fait sans que l'on ait besoin d'une correction quelconque.

Le schéma de la **figure 9** est celui d'un trigger de Schmitt faisant partie d'un téléviseur couleur. Dans ce type de circuit, l'un des transistors est saturé, tandis que l'autre est bloqué, cet état s'inversant sous l'influence de certaines variations de tension ou certaines impulsions appliquées sur l'une des bases, par exemple.

Dans le cas présent, pour mesurer la tension de base de T_1 , on procédera comme ci-dessus, c'est-à-dire en négligeant la résistance R_4 . La tension « attendue » étant supérieure à 3 V , il est nécessaire d'utiliser la sensibilité 10 V d'un voltmètre à $20 \text{ K}\Omega/\text{V}$, ce qui donne $R_i = 200 \text{ K}\Omega$. Avec un courant de base qui est de $190 \mu\text{A}$ environ et une résistance R_b qui en résulte de quelque $17,7 \text{ K}\Omega$, nous trouvons, à la première mesure, $V_1 = 3,1 \text{ V}$ très sensiblement.

Pour la seconde mesure il y a deux solutions : changer de sensibilité, ce qui n'est pas très indiqué, car la lecture d'une tension voisine de 3 V sur une échelle de 30 V manquera de précision; garder la même sensibilité, mais shunter l'entrée du voltmètre par une résistance de $200 \text{ K}\Omega$, ce qui donne $R_i = 100 \text{ K}\Omega$. Si nous adoptons cette dernière solution, nous trouvons $V_2 = 2,9 \text{ V}$. Le rapport V_1/V_2 est de $1,07$, ce qui, en utilisant le tableau 1-1, nous donne la valeur réelle de la tension de base en multipliant V_1 par $1,075$: $3,33 \text{ V}$.

Des deux transistors du schéma c'est visiblement T_1 qui est saturé : base posi-

tive par rapport à l'émetteur de plus d'un volt; courant de base élevé par rapport à celui de collecteur (rapport $I_c/I_b = 10$ environ, seulement); chute de tension collecteur-émetteur très faible ($0,2 \text{ V}$ d'après les chiffres indiqués). Donc, la résistance R_4 est parcourue uniquement par les courants I_b et I_c de T_1 , soit, $2,2 \text{ mA}$ à peu près, car T_2 , étant bloqué, ne débite aucun courant côté émetteur. Nous nous apercevons alors qu'il y a quelque chose qui ne « colle » pas, car un courant de $2,2 \text{ mA}$ ne peut pas produire une chute de tension de $1,9 \text{ V}$ sur une résistance de 680Ω , mais seulement $1,5 \text{ V}$ environ. Ou alors, il faut que la valeur de R_4 soit de quelque 870Ω .

La tension de base de T_2 est également « bizarre » à première vue. En effet, le transistor T_2 étant bloqué, il n'existe aucun courant de base, de sorte que la tension y est déterminée uniquement par le rapport du diviseur de tension $R_3 - R_5$ et devrait être, théoriquement, de $1,4 \text{ V}$ environ. Mais dans le schéma complet du téléviseur dont la **figure 9** fait partie, la base de T_2 reçoit des impulsions à fréquence lignes et la résistance R_5 se trouve, en fait, shuntée par une diode en série avec une résistance de $10 \text{ K}\Omega$. De ce fait, la résistance entre la base de T_2 et la

masse n'est pas de $100 \text{ K}\Omega$, mais de quelque $39 \text{ K}\Omega$ si on admet à la base une tension de $0,95 \text{ V}$. De toute façon, la mesure de cette tension doit se faire en appliquant une des méthodes de correction dont il a été question plus haut.

La **figure 10** représente un exemple classique d'un étage préamplificateur B.F. à transistor germanium p-n-p, dont la base est alimentée à l'aide du diviseur de tension $R_1 - R_2$. Le schéma équivalent qu'on utilisera pour le calcul de la tension de base sera celui de la **figure 3 b**, mais appliqué à un transistor p-n-p, ce qui veut dire que la résistance R_b doit être disposée entre la base et le « plus » de la tension d'alimentation, c'est-à-dire en shunt sur R_2 .

Dans ces conditions R_2 est traversée uniquement par le courant propre du diviseur, I_d , et détermine une chute de tension de $2,5 \text{ V}$, ce qui donne $I_d = 2,5/1,5 \cdot 10^{-4} = 167 \mu\text{A}$. Par contre, R_1 est traversée par les deux courants : $I_d + I_b$, courant de base. La somme de ces deux courants est $7,7/3,9 \cdot 10^{-4} = 197 \mu\text{A}$. Par conséquent, le courant de base est $I_b = 30 \mu\text{A}$, la résistance R_b est de $83 \text{ K}\Omega$ environ, et la résistance résultante de R_2 en parallèle avec R_b est de $12,7 \text{ K}\Omega$.

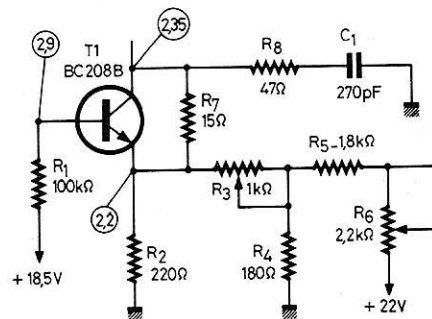


Figure 8

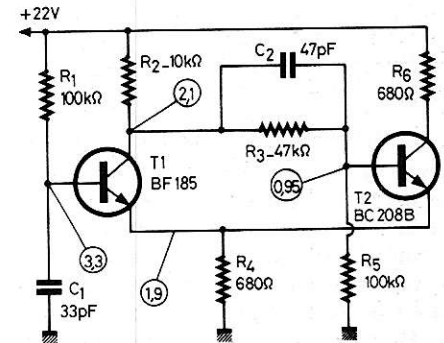


Figure 9

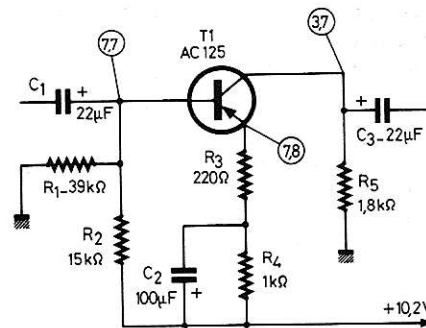


Figure 10

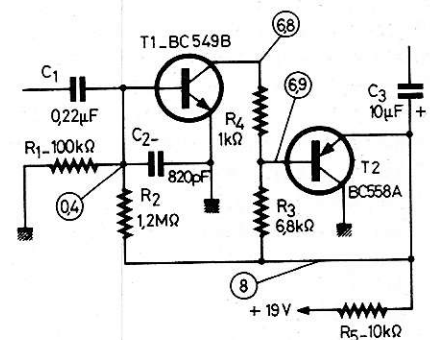


Figure 11

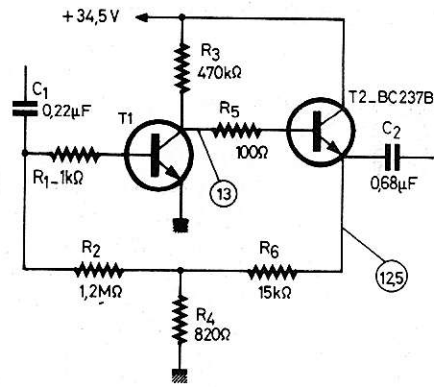


Figure 12

Nous effectuons alors deux mesures de la tension de base, les deux avec la sensibilité 10 V du voltmètre de 20 K Ω/V , en shuntant, lors de la seconde mesure l'entrée du voltmètre par 200 K Ω . Nous devons obtenir, de cette façon, $V_1 = 7,34$ V et $V_2 = 7,02$ V (valeurs théoriques). Le rapport V_1/V_2 étant de 1,04558, soit très proche de 1,046, on voit, en interpolant le tableau 1-1, que, pour avoir la valeur réelle de la tension de base, il faut multiplier V_1 par 1,048, ce qui nous donne 7,69 V.

Il est inutile de parler de la mesure des tensions d'émetteur et de collecteur, les résistances en jeu étant, dans les deux cas, inférieures au centième de la résistance propre du voltmètre sur la sensibilité 10 V.

Dans la **figure 11**, la tension de base du transistor T_1 est également obtenue à l'aide du diviseur de tension $R_1 - R_2$, mais le transistor étant un n - p - n, nous revenons exactement aux conditions de la **figure 3 b** : résistance R_b en parallèle sur R_1 . En ce qui concerne le diviseur de tension, la résistance R_1 n'est traversée que par le courant propre, I_d , du diviseur, tandis que R_2 laisse passer le courant I_d , mais aussi le courant de base I_b .

Nous calculons donc, successivement, $I_d = 4$ μ A et le courant à travers R_2 : 6,3 μ A. Il en résulte $I_b = 2,3$ μ A et, par conséquent $R_b = 174$ K Ω . Cette dernière résistance étant en parallèle sur R_1 , la résistance résultante est $R_r = 65,5$ K Ω .

La mesure s'effectuera en connectant le voltmètre (20 K Ω/V) en parallèle sur cette résistance, d'abord sur la sensibilité 1 V ($R_i = 20$ K Ω), où l'on doit obtenir $V_1 = 0,1$ V, puis sur la sensibilité 3V ($R_i = 60$ K Ω), où l'on trouve $V_2 = 0,2$ V. Il suffit alors d'appliquer la formule de correction (2) pour obtenir, avec $n = 3$, $0,2 \cdot 2 / (3 - 2) = 0,4$ V.

On remarquera, accessoirement, que le transistor T_1 est presque bloqué, puisque son courant de collecteur est de l'ordre de

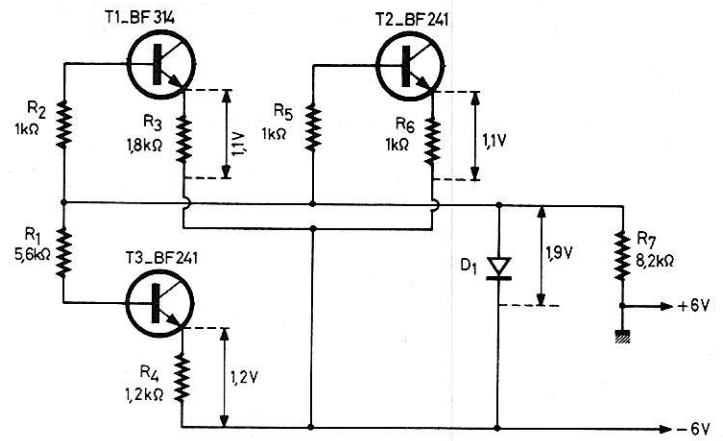


Figure 13

100 μ A seulement (chute de tension sur $R_4 = 0,1$ V), tandis que T_2 , qui est un p - n - p, l'est complètement, avec sa base à + 6,9 V par rapport à l'émetteur. La mesure des tensions correspondantes ne présente aucune possibilité d'erreur appréciable. Il faut noter, cependant que la résistance R_5 ne sert pas seulement pour alimenter les transistors T_1 et T_2 , ce qui explique une chute de tension à ses bornes qui ne « cadre » pas avec le courant absorbé par ces deux étages.

Lorsqu'on a affaire à un montage comme celui de la **figure 12**, où aucune indication n'existe quant à la tension à la base de T_1 , il faut essayer de « reconstituer » ne serait-ce que l'ordre de grandeur de cette tension, à partir de celle de l'émetteur et du courant de collecteur. Ce dernier est très faible (chute de tension de 21,5 V sur 470 K Ω), de l'ordre de 46 μ A, ce qui signifie que la tension de base doit être pratiquement nulle, l'émetteur étant réuni directement à la masse. En d'autres termes, le transistor est placé à la limite de la conduction et seul un signal positif, sous forme d'une impulsion en lancée positive, par exemple, peut le rendre conducteur. Il peut aussi faire office d'un écrêteur « par le bas », autrement dit couper, dans un train d'impulsions symétriques, toute la partie négative.

En ce qui concerne la tension de base de T_1 , on voit tout d'abord que la tension au point commun $R_2 - R_4 - R_6$ n'est pas de 0,65 V environ, ce qui signifie que même si le courant de base n'est que de 250 nA (0,25 μ A), il ne restera que 0,35 V environ à la base, tension qui serait difficilement mesurable à l'aide d'un contrôleur et dont la valeur exacte ne signifierait, d'ailleurs, pas grand-chose.

Le dernier schéma que nous proposons à la curiosité de nos lecteurs est celui de la

figure 13, qui constitue une simplification du schéma partiel d'un récepteur AM/FM où les transistors T_1 et T_2 font partie du tuner FM, T_3 fonctionnant en changeur de fréquence AM, ou en amplificateur F.I. FM. Il n'y a rien de très particulier dans ce schéma, sinon la façon d'indiquer les tensions, uniquement aux bornes des résistances d'émetteur ou de certains éléments tels que la diode stabilisatrice D_1 . À partir de là, il faut déduire les autres tensions qui peuvent être importantes et, en particulier, celles des bases.

Dans ce genre de schémas, il vaut mieux ramener toutes les tensions au « moins » de l'alimentation et non à la masse, réunie au « plus ». D'autre part, les résistances R_1 , R_2 et R_5 dans les circuits de base peuvent être négligées car leur valeur est faible et le courant qui les traverse ne représente que quelques microampères le plus souvent. Dans ces conditions, on peut dire que la tension de base de T_1 et de T_2 est représentée par la différence 1,9 (tension sur D_1) - 1,1 (tension sur l'émetteur), soit 0,8 V, tandis que celle de base T_3 est de $1,9 - 1,2 = 0,7$ V. Pour retrouver les mêmes valeurs lors des mesures, il faut évidemment connecter le voltmètre entre le point correspondant et le - 6 V.

W. SOROKINE

Nouveaux composants - Nouveaux montages

DÉCODEUR STÉRÉO AMÉLIORÉ À CIRCUIT DE LOGIQUE \mathbb{P}^L ET PLL

Ce décodeur, proposé par MOTOROLA, très récemment, est presque entièrement inclus dans le circuit intégré MC 1309 de cette marque, monté dans un boîtier dual in line, rectangulaire à 2 fois 7 broches de dimensions habituelles.

L'intérêt de ce décodeur réside dans la simplicité de son montage car, en plus du CI, on n'aura besoin de monter à l'extérieur que quelques résistances et condensateurs, donc du matériel courant que l'on trouve partout.

D'autre part, ce décodeur, stéréo-FM, est à boucle d'asservissement de phase (PLL).

Le brochage est compatible avec le MC 1310 qui est utilisé largement à l'heure actuelle.

Le MC 1309 est de technologie ultra-moderne, logique avancée \mathbb{P}^L , implantations d'ions et « bandgap ». De ce fait, il répond abondamment aux besoins des récepteurs FM stéréo les plus modernes et aux « tuners » FM.

On constatera aux mesures que ce CI se caractérise par une faible distorsion, une faible consommation, commutation automatique mono à stéréo sans phénomènes transitoires.

La fréquence nominale de l'oscillateur du démodulateur PLL est fixée par un seul potentiomètre. Grâce au choix judicieux des résistances de charge externes, le MC 1309 peut donner, si on le désire, un gain 1 dans la partie BF du radiorécepteur FM.

On admettra un signal composite d'entrée de 0,25 à 1,7 V crête à crête, avec une distorsion typique de 0,1 % seulement pour un niveau d'entrée de 850 mV.

Dans ce CI, la polarisation interne n'est pas réalisée par une diode de zener mais par une technique à faible bruit de la référence Bandgap. On retire aussi l'avantage d'une faible tension d'alimentation 4,5 V minimum. Le maximum est 16 V.

Grâce à la technologie \mathbb{P}^L , le bon fonctionnement est atteint avec une faible consommation. L'implantation d'ions permet d'obtenir une précision des résistances internes de fortes valeurs. Le décodeur donne un signal suffisant pour l'écoute au casque.

Encore une performance, l'indicateur lumineux de stéréo peut être une lampe témoin ou une LED car le circuit peut fournir, à cet effet, un courant pouvant atteindre 50 mA. Il y a aussi une limitation interne de courant. On peut donc constater que ce CI apporte de nouveaux avantages aux amateurs de haute fidélité en stéréophonie.

Le schéma

Le circuit intégré MC 1309 est représenté, à la figure 1 avec son brochage réel, le boîtier étant vu de dessus. De ce fait, il sera assez facile à un technicien d'en déduire un plan des connexions et de l'emplacement des composants.

Le signal à appliquer à l'entrée provient de la sortie BF du tuner FM. S'il s'agit d'un radio-récepteur FM complet, on devra prendre comme sortie BF celle du détecteur, ou celle du premier étage BF.

Enlever le circuit filtre passe-bas de désaccatuation à résistances et capacité qui s'y trouve, afin que les signaux stéréo multiplex puissent parvenir au décodeur.

Le signal doit avoir une tension minimum de 0,25 V, mais une bonne valeur est 0,8 à 1 V pour le minimum de distorsion.

C₁ transmet le signal BF à la broche 2 d'entrée du CI. La sortie de l'amplificateur interne est à la broche 3 d'où le signal est transmis par C₅ à la broche 11 entrée modulation.

Aux broches 4 et 5, on trouve les sorties des signaux BF stéréo, G = gauche et D = Droit.

Remarquons à ces sorties de caractéristiques identiques, les filtres passe-bas R₁C₂ et R₂C₃, remplaçant le filtre unique qui a dû être enlevé comme indiqué plus haut.

A noter qu'il n'y aura pas de stéréophonie si ce filtre subsiste ou si l'amplificateur BF du récepteur atténue les signaux aux fréquences ultrasonores.

La broche 6 permet le branchement de l'indicateur lumineux de stéréo. Cette lampe ne doit pas consommer plus de 50 mA. Sa tension nominale doit être à peu près celle du point V_{CC}, le + de l'alimentation.

Si l'effet stéréo n'est pas obtenu parce que l'émission captée n'est pas stéréophonique, ou parce que (voir plus haut) le signal stéréo a été détérioré, la lampe ne s'allumera pas. Si l'on choisit une LED, la monter avec l'anode vers le V_{CC}. La broche 7 est à la ligne de masse qui est aussi la ligne négative d'alimentation de 4,5 à 16 V.

Une seule alimentation est nécessaire. Elle peut être prélevée sur une autre partie de la chaîne HI-FI.

Le filtre de commutation (switch filter) est accessible aux broches 8 et 9 entre lesquelles on connectera C₄ de 0,2 μ F.

À la broche 10, on dispose d'une sortie 19 kHz, non utilisée dans le montage définitif mais nécessaire pour les mesures et la mise au point.

Le filtre de boucle C₈C₆R₃ est connecté aux broches 12 et 13 et, à la broche 14, on trouve les composants de l'oscillateur, R₅, R₄, C₇.

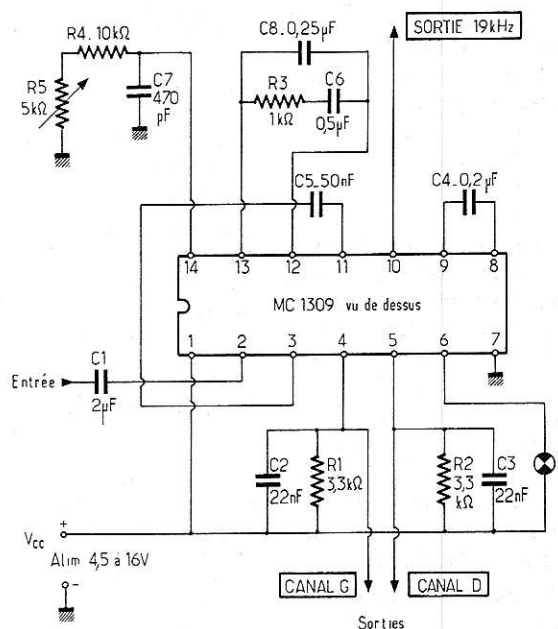


Figure 1

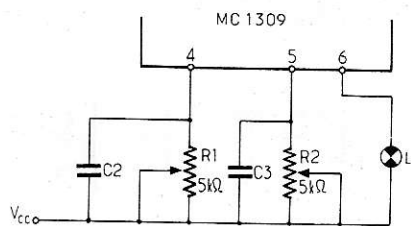


Figure 2

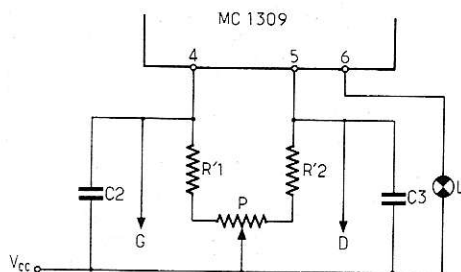


Figure 3

La résistance ajustable R_5 règle la fréquence de l'oscillateur qui sera vérifiée à la sortie 19 kHz. Cette opération est indispensable et on pourra utiliser un oscilloscope comme appareil de comparaison. Il est également possible de modifier le gain du décodeur ajustable de même valeur (ou 5 k Ω au maximum).

Ces deux réglages sont indépendants ce qui permettra de réaliser un équilibrage avant celui indispensable dans la partie des préamplificateurs G et D stéréo où elle doit être accessible à l'utilisateur.

Voici à la **figure 2** un procédé de pré-réglage d'équilibre ne nécessitant qu'un seul potentiomètre.

Prenons $R_1 = 2$ k Ω , $R_2 = 2$ k Ω et $P_1 = 2,5$ k Ω , par exemple.

Si le curseur est au milieu, les charges sont égales à $2 + 1,25 = 3,25$ k Ω . Si le curseur est déplacé vers R_1 , la charge de sortie du canal gauche est diminuée, ainsi que son gain, tandis que le contraire se produit pour le canal droit.

R_1 et R_2 pourront être de plus forte valeur. Si toutefois on désire des réglages indépendants, on réalisera le montage de la **figure 3**.

Caractéristiques

Nous ne donnerons pas ici toutes les caractéristiques, que l'on pourra trouver dans les notices du fabricant. En voici toutefois quelques-unes utiles à connaître pour la bonne marche des opérations de construction et de mise au point de ce décodeur.

Ces caractéristiques ont été obtenues à l'aide de mesures multiples effectuées sur un certain nombre d'échantillons de CI du type MC 1309.

Sauf indication différente, on a comme données, $V_{cc} = 9$ V, $T_A = 25$ °C; un signal composite d'entrée normalisé, de 1,7 V crête à crête. Les deux canaux G et D ont été modulés à 1 kHz et à un niveau de 10 %. En mono, le signal d'entrée était également de 1,7 V crête à crête.

Les signaux de sortie obtenus sont de 1,7 à 2,2 V avec $V_{cc} = 9$ V et de 0,85 à 1,9 V avec $V_{cc} = 6$ V, cela avec une distorsion de 1 %. Valeurs du même ordre en monophonie.

L'équilibrage est 0 dB (parfait) à 1 (maximum) décibels. La séparation des canaux est :

à $f = 100$ Hz 38 dB
à $f = 1$ kHz 30 à 46 dB
à $f = 1$ kHz 30 à 46 dB
à $f = 10$ kHz 44 kHz

En mono, le gain est de 0,8 V/V, donc 20 % de moins à la sortie qu'à l'entrée. L'impédance d'entrée est de 15 k Ω (min.) à 30 (normal) k Ω .

La réflexion du signal à 19 kHz est de 32 dB et celle du signal à 38 kHz, de 42 dB. Le boîtier est long de 18,5 mm environ, large de 6,5 cm environ et haut de 4 mm environ. Avec broches, la hauteur est 7 à 7,5 mm. Ce CI est monté en boîtier plastique.

NOUVELLE CELLULE SOLAIRE DE 100 MM DE DIAMÈTRE

La tendance vers de moindres prix de l'énergie solaire conduit à la réalisation de cellules solaires de diamètre de plus en plus grand. Les premières étaient comme des têtes d'épingle et actuellement on a atteint les 100 mm de diamètre. Il s'agit de la cellule solaire de la RTC utilisée dans les nouveaux modules BPX 47 B, les anciens étant désignés sous le nom de BPX 47A, toujours valables dans certaines applications.

Indiquons tout de suite que cette cellule donne 2 A sous une tension de 0,58 V (580 mV) avec un éclairement de 1 kW/m² (valeur désignée par AM1) à 25 °C.

Les modules sont de deux sortes : le BPX 47B/18 et le BPX 47B/20 qui diffèrent par le nombre des cellules.

Voici au **tableau 1** ci-après les principales caractéristiques des modules cités.

Caractéristiques	BPX 47 B/18	BPX 47 B/20
Tension optimale V_L	8,2 V	9,1 V
Courant optimal I_L	2 A	2 A
Puissance optimale P_L	16,5 W	18,3 W
Tension en circuit ouvert V_{LO}	10,5 V	11,6 V
Courant de court-circuit I_{LC}	2,1 A	2,1 A

Comme le courant indiqué est de 2 A, on peut penser que l'on a choisi le mode d'association série des cellules, étant donné que chacune donne 2 A. La tension optimale V_L dépend du nombre de cellules en série. Dans le cas de la BPX 47B/18 on a monté 18 cellules en série. De ce fait, chaque cellule doit contribuer pour $8,2 - 18 = 0,455$ V, valeur inférieure à la valeur maximum qui est 0,58 V mais qui n'est possible que dans des emplacements privilégiés et à certains moments du jour, de la saison.

Le module BPX 47B/20 donne 9,1 V et comprend 20 cellules de 100 mm en série, le courant fourni est de 2 A, également, mais celui-ci varie aussi avec la tension.

En divisant 9,1 V par 20, on obtient à nouveau 0,455 V par cellule. Les résultats à obtenir doivent être influencés le moins possible par des phénomènes secondaires. Pour les protéger, on a réalisé ces modules en encapsulage biverre comme le modèle antérieur BPX 47A.

Courbes caractéristiques

Voici à la **figure 4** des courbes donnant le courant I en ampères (en ordonnées) en fonction de la tension V en volts (en abscisses) à un éclairement $E = 1$ kW/m² pour différentes valeurs de la température de jonction T_j .

Il s'agit du module BPX 47B/18.

On trouve sur ce graphique, quatre courbes correspondant aux températures 80 °C, 60 °C, 25 °C et 0 °C. La tension varie de 0 à 11,5 V. L'autre famille de courbes donne la puissance, produit de la tension par le courant. Par exemple, si l'on a besoin de 2 A à 25 °C et cela à la puissance de 16 W, la courbe donne 8 V, ce qui aurait pu, d'ailleurs, être obtenu par le calcul.

Autre exemple, 1,2 A et 12 W. Cela donne 10 V, soit $10/18 = 0,555$ V par cellule, le maximum, obtenu il est vrai sous un courant plus faible.

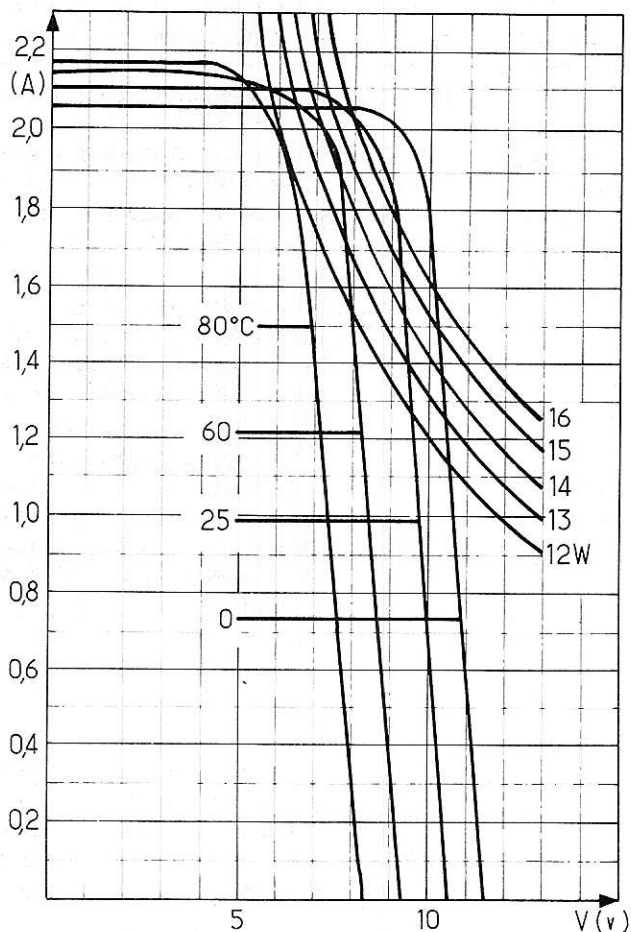
À la **figure 5** on donne I en fonction de V à $T_j = 60$ °C pour différents éclaircissements : 100 mW/cm², 80 mW/cm², 50 mW/cm².

Remarquons que si l'on a par exemple 50 mW/cm², on aura, par mètre carré, une puissance de 10 000 fois supérieure, donc 500 000 mW/m² = 0,5 kW/m², ce qui donne la correspondance, avec P en kW :

$$\begin{aligned} 50 \text{ mW/cm}^2 &= 0,5 \text{ kW/m}^2 \\ 80 \text{ mW/cm}^2 &= 0,8 \text{ kW/m}^2 \\ 100 \text{ mW/cm}^2 &= 1 \text{ kW/m}^2 \end{aligned}$$

On peut voir que le courant reste constant jusqu'à une tension proche de 6 V. Ensuite il diminue rapidement lorsque la tension augmente. Des courbes analogues sont obtenues pour le module à 20 cellules solaires, BPX 47B/20.

$I = f(V)$ à $E = 1 \text{ kW/m}^2$ pour différentes valeurs de T_j .



$I = f(V)$ à $T_j = 60^\circ\text{C}$ pour différents éclairagements.

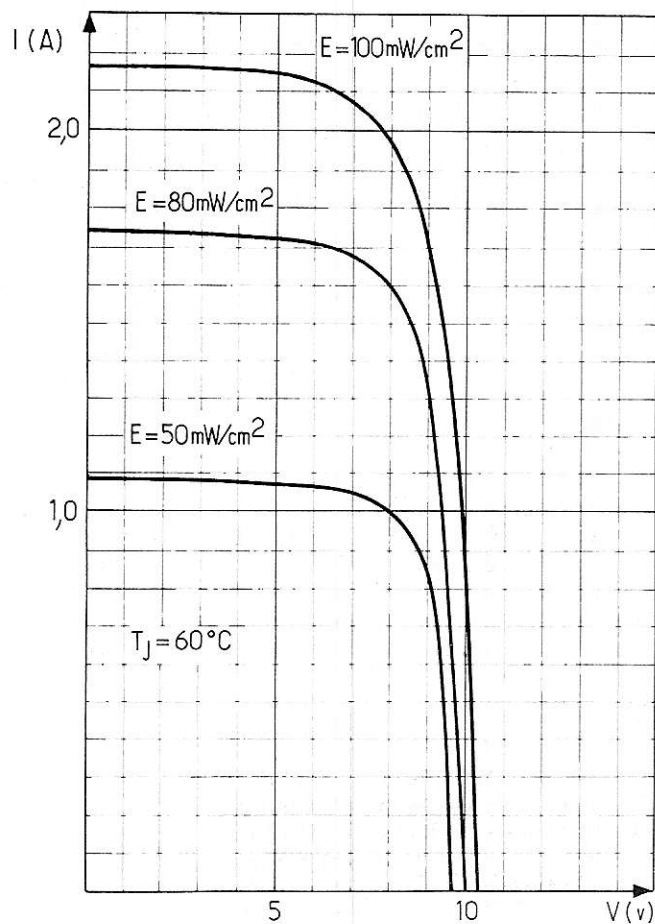


Figure 4

Figure 5

Nous sommes en mesure de donner également d'autres caractéristiques des modules cités. Le module à 18 cellules se présente comme un tableau rectangulaire de $584 \pm 2 \text{ mm} \times 468 \pm 2 \text{ mm}$, épaisseur $15 \pm 0,3 \text{ mm}$.

Sur la **figure 6** on remarquera la disposition en série des cellules, leurs liaisons et les deux points terminaux du module. Deux emplacements vides permettent l'adjonction de deux cellules.

Fonctionnement sur batterie de 6 V

Les modules peuvent fonctionner de différentes manières dont l'une est l'association module-batterie d'accumulateurs. Dans le cas présent, il s'agit d'une batterie de 6 V, nominal, qui sera rechargée par le module. Ensuite, la batterie alimentera l'utilisation.

Le projet a été étudié pour les conditions d'utilisation que l'on rencontre le plus souvent et que nous indiquons ci-après.

Éclairément

$$E = 1 \text{ kW/m}^2$$

Tension

La tension de fonctionnement V_L du module dépend de celle de la batterie. Si celle-ci est au plomb doux à 6 V de tension nominale, la tension de charge est de 2,25 V par élément (à 20°C de température

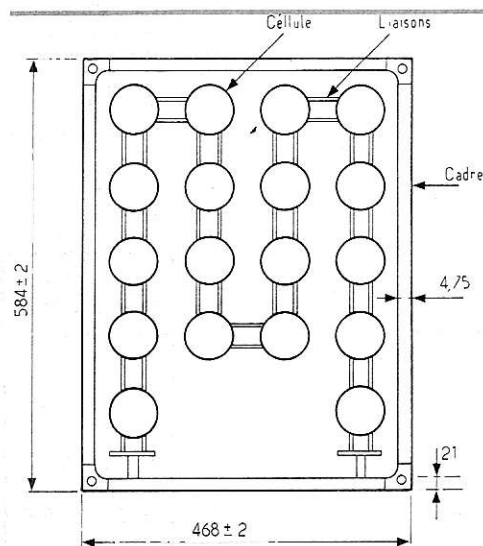


Figure 6

de l'électrolyte), ce qui donne une tension de 6,75 V. A cette tension, il faut ajouter la valeur de la chute de tension aux bornes de la diode de jonction. Cette étude est de 0,75 V environ. Le total est alors :

$$V_L = 7,4 \text{ V environ}$$

Le module devra, par conséquent, fournir à cette tension, le courant nécessaire à l'alimentation du montage d'utilisation.

La diode « de jonction » est tout simplement celle montée entre le module et la batterie, comme on le voit à la **figure 7**.

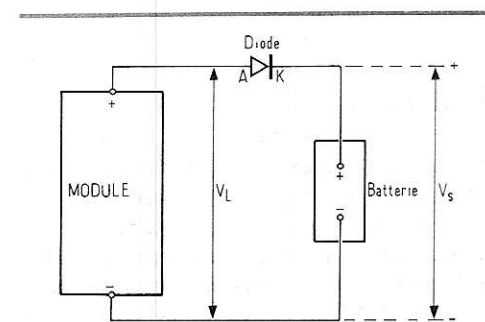


Figure 7

On remarquera que la diode est disposée entre le + du module et le + de la batterie. Tant que $V_s < V_L$, la diode est conductrice, ce qui permet la charge de la batterie et l'alimentation de l'utilisation. Si la tension du module (faute d'éclairement suffisant, par exemple) est inférieure à celle de la batterie, $V_L < V_s$, la diode est bloquée et le module est protégé.

Ce mode de protection très simple a été rendu possible par le montage en série des cellules du module. Avec d'autres branchements, la protection sera également assurée, avec un nombre supérieur de diodes.

Température

Grâce à l'encapsulation transparente du module, l'échauffement aux rayons solaires est réduit. Rappelons en effet que l'énergie captée par les cellules solaires doit être de l'énergie lumineuse et non de la chaleur. Celle-ci est utilisable dans d'autres modes de captation de l'énergie solaire.

Pour un éclairement de 1 kW/m^2 (ou 100 mW/cm^2) la différence $T_j - T_{\text{amb}}$ est de 15°C . T_j est la température de jonction de chaque cellule et T_{amb} est la température ambiante. Il s'agit ici d'une T_{amb} de 45°C tandis que celle de fonctionnement des cellules du module est :

$$T_j = 45^\circ\text{C} + 15^\circ = 60^\circ\text{C}$$

Le module BPX 47B/18 sera, dans ces conditions, utilisé selon les données suivantes :

$$\begin{aligned} P_L &= 13,5 \text{ W} \\ V_L &= 7,4 \text{ V} \\ I_L &= 1,83 \text{ A} \end{aligned}$$

qui sont obtenues en consultant la courbe :

$$T_j = 60^\circ\text{C}$$

de la **figure 4** qui donne en effet, $V = 7,4 \text{ V}$ pour $I_L = 1,83 \text{ A}$, et ces valeurs donnent évidemment, :

$$P_L = 7,4 \cdot 1,83 = 13,54 \text{ W}$$

Les conditions climatiques

Si le soleil varie peu, il n'en est pas de même des rayons qui parviennent sur notre planète. L'éclairement dépend des conditions climatiques qui varient constamment et fortement. Des essais ont été effectués pour satisfaire aux conditions exigées par la norme IEC 68.

Au tableau 2 ci-après, nous donnons le détail des essais.

Publication Normes	Essais Tenue aux essais thermiques	Condition
2 - 1 essai A	Stockage	16 h à -40°C
2 - 14 essai Na	Variation rapide de la température	10 cycles -40°C à $+85^\circ\text{C}$
2 - 2 essai B	Stockage	16 h à $+85^\circ\text{C}$
2 - 2 interne	Glaçage avec pellicule d'eau	16 h à -40°C
2 - 38 essais Z/AD	Résistance à l'humidité	10 cycles $+25^\circ\text{C}$, $+65^\circ\text{C}$, -9°C
2 - 11 essai ka	Brouillard salin	48 heures à 35°C
Pression équivalente	Vent	Pression équivalente à 280 km/h
Norme AIR 7303	Vent de sable sur verre de protection	

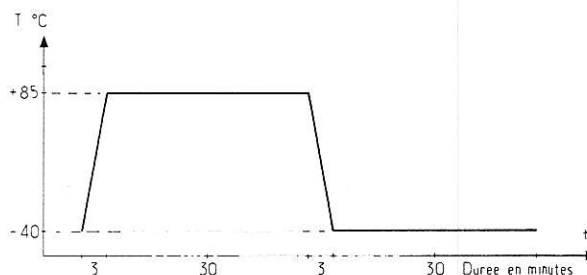


Figure 8

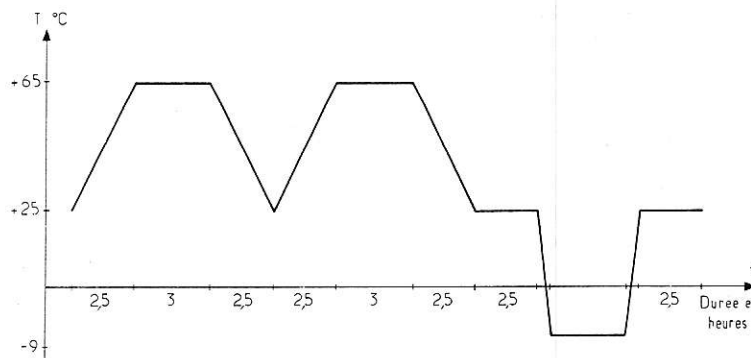


Figure 9

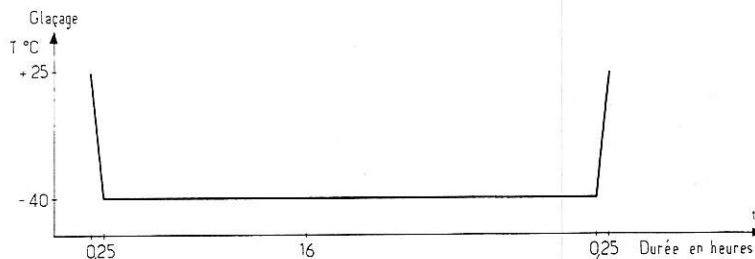


Figure 10

Ces indications sont le résultat de mesures effectuées longuement et minutieusement. Elles sont indispensables à ceux qui installeront des « centrales » à modules solaires, même si l'installation se réduit à l'emploi d'un ou plusieurs modules seulement.

A la **figure 8** on montre les résultats des essais Na (voir le **tableau 2**) au cours desquels on a fait varier rapidement la température. Les durées des essais ont été de 3 et 30 minutes alternativement. Pendant 30 minutes la température a été maintenue à + 85 °C, ou à - 40 °C, tandis que le passage de - 40 °C à + 85 °C ou de + 85 °C à - 40 °C s'effectuait en 3 minutes.

A la **figure 9** on indique le mode d'essais 2 — 38 Z/AD relatifs à la résistance à l'humidité pour une humidité relative de 95 %.

La température a varié entre + 25 °C et + 65 °C. Pendant 2,5 heures, on a fait varier la température de 25° à 65° et on l'a maintenue ensuite pendant 3 heures à 65°. Ensuite, on a baissé pendant 2,5 heures, la température, jusqu'à 25° pour la remonter immédiatement à + 65°. Après deux cycles de ce genre, on a maintenu la température de 65° pendant 2,5 heures et ensuite, on l'a baissée à - 9° pour la remonter ensuite à + 25° et recommencer 9 fois de la même manière. On pourra voir sur la **figure 10**

l'essai de glaçage. Cet essai a été fait pendant 16 heures. Chaque cycle se composait d'une chute de température pendant 0,75 heure (soit 45 minutes) de + 25 °C à - 40 °C, d'un maintien à cette basse température, pendant 16 heures et ensuite d'une remontée pendant 0,75 heure, à + 25 °C. Le glaçage a été effectué avec une pellicule d'eau.

Recommandations de montage

a - Le montage des modules en groupement série-parallèle, sera effectué suivant les schémas électriques recommandés par R.T.C.

b - Le montage des PBX 47 B/18 sur leur support sera tel que la température maximale admissible de 100 °C en tout point du module ne soit pas dépassé. Le support du générateur solaire sera tel qu'un espace d'au moins un mètre, nécessaire à la ventilation, sera ménagé entre les modules et le sol afin que les modules soient ventilés en air libre à la température ambiante.

c - S'assurer, lors du montage que les modules ne soient pas mis en court-circuit.

d - Les modules peuvent être montés sur tout support ne présentant pas de couple électrique avec l'aluminium du cadre

des modules du type AGS. Les matériaux recommandés sont : soit un aluminium adéquat, soit un acier galvanisé.

Si pour une raison quelconque, le support des modules est en acier inox, il convient d'isoler les cadres des modules du support (pour éviter un couple électrique) en utilisant par exemple un caoutchouc silicone.

e - Les BPX 47 B/18 seront fixés par leur profilé en aluminium et non par les angles des modules.

f - Tous les modules connectés en série ou en parallèle doivent être placés sur un même plan ou sur des surfaces se présentant sous le même angle de site et d'azimut.

g - Les connexions de sortie seront isolées dans une graisse compound ou surmoulage pour éviter des lignes de fuite qu'occasionneraient l'humidité, la condensation, etc.

h - Ne pas plier le surmoulage du câble de sortie électrique du module.

i - S'assurer qu'il ne peut pas y avoir masquage ou zone d'ombre (pierres, feuilles, bâtiments, etc.) sur la station ou partie de la station ou sur des modules.

M.L.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

N° 9

Printemps 1979

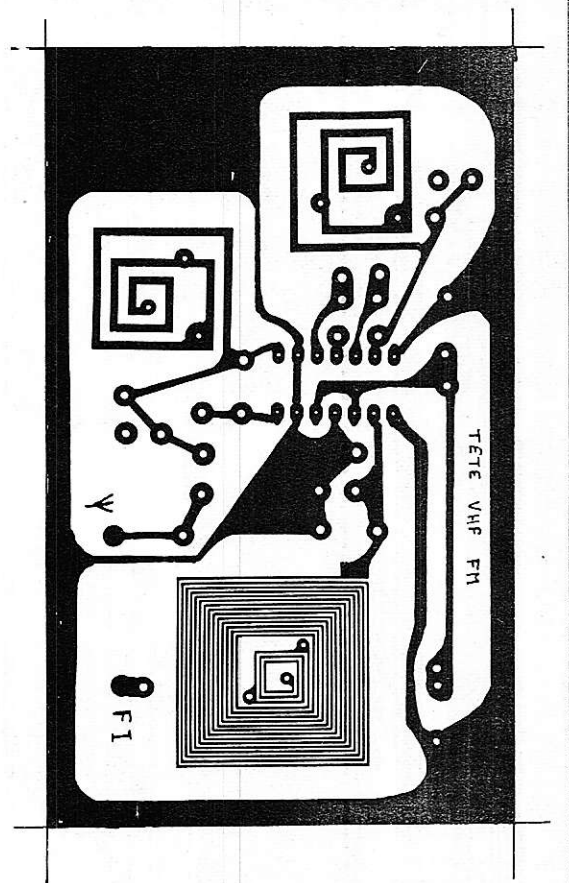
172 pages
15 Francs

A partir du
1^{er} Avril 1979
chez votre
marchand
de journaux

ERRATUM

Dans notre numéro 375 de février 1979, la figure 3 représentant le circuit imprimé de la tête VHF du récepteur FM (page 81) a subi un défaut d'impression

De nombreux lecteurs nous ayant écrit à ce sujet, nous reproduisons ci-contre le tracé de ce circuit imprimé en souhaitant que le document soit cette fois exploitable



3 francs le watt efficace HI-FI*

décidément, les Anglais sont étonnants!

REALISER vos rêves de puissance en profitant de l'expérience d'un spécialiste britannique réputé dans le domaine des modules audio-précablés, c'est vous offrir le luxe et la puissance pour un prix raisonnable : 3 francs le watt efficace, c'est

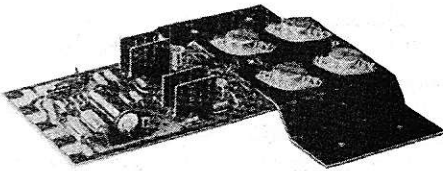
ce qu'il en coûte avec l'ampli AL 250 puisque vous possédez 125 watts pour 375 F. Etre en outre assuré que les modules BI-KITS sont compatibles avec tous les équipements audio, qu'ils vous permettent de construire des ensembles sur mesure, qu'ils

sont montés et testés en usine et ne comportent que des composants de première qualité, c'est une grande sécurité.

Et comme nous sommes sûrs de BI-KITS, nous garantissons ce matériel 1 AN et nous en assurons le service après-vente.

AL 250 * AMPLIFICATEUR 125 W EFFICACES 375 F

Etude pour la sonorisation, les discothèques, etc. il est protégé contre les surcharges et les courts-circuits. Utiliser un transfo 55 V/125 W par module. Circuit époxy, taux de distorsion inférieur à 0.1 %



S 450 TUNER FM STEREO phase lock-loop 395 F

Permet la pré-sélection de 4 stations. Réglage rapide par 4 boutons. Equipe d'une diode d'accord Varicap, d'un étage d'entrée à FET, et d'un indicateur stéréo à LED. A utiliser avec tous les équipements audio. Alimentation si nécessaire par transfo 18 V/5 W et composants de redressement.

MPA 30 PRÉ-AMPLI POUR CELLULE MAGNÉTIQUE 79 F

Place à la sortie d'une cellule magnétique de tourne-disque, il permet l'utilisation de pré-ampli. conçus pour les entrées avant les caractéristiques des cellules céramiques. Utilisable sur le STEREO 30 Fourm avec prise DIN.

PA 100 PRÉ-AMPLI STÉRÉO 280 F

Avec contrôle de tonalité, il constitue l'unité d'entrée des amplis stéréo et ensembles audio. Il comporte 6 touches de sélection pour le choix de l'entrée, 2 filtres graves et aigues, et une sortie magnétophone. Circuit imprimé époxy 8 transistors à faible bruit. Face avant disponible.

Stereo 30 CHASSIS ALIM. AMPLI PRÉ-AMPLI 345 F

Comporte un pré-ampli, un ampli stéréo, et l'alimentation sans le transfo. Livre avec face avant, boutons de réglage, fusible. Circuit époxy. A utiliser avec un tuner stéréo, magnétophone stéréo, et tourne-disque à cellule céramique. Pour une cellule magnétique, insérer un module pré-ampli RIAA MPA 30. Alimenter par un transfo 24 V/24 W. Habillage en teck possible.

Documentation contre 2 timbres

AL 120 AMPLIFICATEUR 60 W EFFICACES 215 F

Particulièrement étudié pour la Hi-Fi domestique, il présente de remarquables performances. Raccordé au tuner 450, au pré-amplificateur PA 100 et à de bonnes enceintes, il permet de constituer une chaîne de qualité.

AL 60 85 F AL 80 145 F

AMPLIFICATEURS 25 ET 35 W EFF./8 Ω

Présentant un taux de distorsion inférieur à 0.1 %. Alimentation de deux AL 60 ou de deux AL 80 par le module SPM 80, transfo 40 V/72 W.

ALIMENTATIONS STABILISÉES

TYPE	MODULES ALIMENTES	PRIX
SPM 80	2xAL 60	79,00 F
SPM 120/55	2xAL 80	105,00 F
SPM 120/65	2xAL 120 ou 1xAL 250	105,00 F

TRANSFORMATEURS

18 V/5 W	S 450	28,20 F
24 V/24 W	STEREO 30	49,40 F
40 V/72 W	2xAL 60 ou 2xAL 80 ou 1xAL 120	89,00 F
55 V/120 W	2xAL 120 ou 1xAL 250	115,50 F

COMMANDE PAR CORRESPONDANCE:

fanatronic

35, RUE DE LA CROIX-NIVERT,
75015 PARIS — 306 93 69

N° MODULES	QUANTITÉ	PRIX

Ci-joint un cheque de _____ F comprenant les frais de port (5 F par module, 10 F par transfo).

NOM _____

ADRESSE _____

BI-KITS

DISTRIBUÉ PAR JCS COMPOSANTS
35, RUE DE LA CROIX-NIVERT, 75015 PARIS

LES ELECTRONICIENS préfèrent le FER A SOUDER X 25...

FER A SOUDER DE PRECISION MINIATURE POUR CIRCUITS INTEGRÉS, MICROSOUDURES. PANNES LONGUE DUREE Ø : 2.4 - 3.2 - 4.7 mm PANNES SPECIALES POUR DESSOUDAGE DE CIRCUITS INTEGRÉS PUISSANCE : 25 W TENSIONS A LA DEMANDE : 120 - 220 - 240 V EN VENTE CHEZ LES REVENDEURS ET GROSSISTES.



Le très faible courant de fuite du X 25 évite d'endommager, en cours de soudage, les composants délicats tels que les MOS, MOSTET, etc. Le fer est muni de 3 conducteurs dont un à la masse.

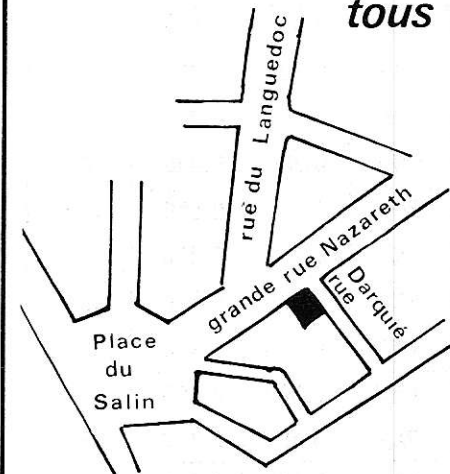
ANTEX

agents généraux pour la France
Ets. V. KLIATCHKO
6bis, rue Auguste Vitu
75015 PARIS
Tél. : 577 84-46

demande de documentation R.P. X 25
FIRME ou NOM _____
ADRESSE _____

DU NOUVEAU A TOULOUSE

une visite s'impose
toutes les pièces détachées
électroniques
tous les kits



DES
PRIX !

« COMPTOIR TOULOUSAIN »

8, Grande-Rue-Nazareth
2, rue Darquié 31000 TOULOUSE

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

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SA 814	Si	PNP	15	1	120	30	70	240	T0220	2 SA 653	2 SB 528
2 SA 815	Si	PNP	15	1	100	30	70	240	T0220	2 N 6180	2 SB 527
2 SA 816	Si	PNP	1,5	0,750	80	100	70	240	B26	MM 4007	2 N 6556
2 SA 817	Si	PNP	0,625	0,300	80	80	200		R67	MPSA 56	BC 490 B
2 SA 818	Si	PNP	1	0,050	150	120	70	240	B15	2 SA 899	2 N 4929.
2 SA 835	Si	PNP	0,950	0,500	140	45		150	B2	MM 4001	BFS 90 B
2 SA 837	Si	PNP	50	4	80	10	40	200	T03	2 N 4906	2 N 6297
2 SA 838	Si	PNP	0,250	0,030	20	300		100	T092	BF 936	BC 309
2 SA 839	Si	PNP	1,5	1,5	150	6	40	240	B26	TIP 508	TIP 507
2 SA 840	Si	PNP	0,750	0,500	140	45		150	R195	2 SA 896	BFW 44
2 SA 841	Si	PNP	0,200	0,050	60	140	200		R67	BC 256 B	BC 256 A
2 SA 842	Si	PNP	0,200	0,050	40	140	200		R67	BF 450	BC 225
2 SA 843	Si	PNP	20	0,500	150		60	200	B26	2 SB 546	2 SB 547
2 SA 844	Si	PNP	0,300	0,100	55	200	160		X172	2 SA 844 C	2 SB 637 K
2 SA 844 C	Si	PNP	0,300	0,100	55	200		320	X172	2 SA 844 D	BC 212 LA
2 SA 844 D	Si	PNP	0,300	0,100	55	200		500	X172	2 SA 844 E	BC 212 LB
2 SA 844 E	Si	PNP	0,300	0,100	55	200		800	X172	2 SA 844 F	2 SA 726
2 SA 844 F	Si	PNP	0,300	0,100	55	200		1200	X172		2 SA 722
2 SA 845 AH	Si	PNP	0,200	0,050	180	40		80	T018	BC 393	2 N 3930
2 SA 845 H	Si	PNP	0,200	0,050	150	40		80	T018	2 SA 639 S	2 SA 637
2 SA 847	Si	PNP	0,200	0,050	90	150		500	T092	MPS 8799	BCY 97
2 SA 848	Si	PNP	1	0,050	120	100	150		R214	2 SA 898	2 N 5680
2 SA 849	Si	PNP	1	0,050	150	100	150		R214	2 N 4929	2 N 4929 S
2 SA 850	Si	PNP	0,800	0,600	30	130	30		T039	MPS 6535 M	BSX 40
2 SA 851	Si	PNP	0,500	0,100	50	100		500	T092	BCW 76-25	2 SA 532
2 SA 852	Si	PNP	0,500	0,100	35	100		500	T092	2 SA 853	2 N 6067
2 SA 853	Si	PNP	0,500	0,100	35	100		500	T092	2 SA 852	2 N 6067
2 SA 857	Si	PNP	0,500	0,050	120	100		150	R195	2 N 3495	2 N 3495 S
2 SA 858	Si	PNP	0,500	0,050	150	100		150	R195	2 SA 810	BF 398
2 SA 861	Si	PNP	0,950	2	16	80		250	B2	2 SA 772	2 SA 900
2 SA 872	Si	PNP	0,300	0,050	90	120	160		T092	2 SA 893	2 SA 893 C
2 SA 872 C	Si	PNP	0,300	0,050	90	120		320	T092	2 SA 893 C	BCY 97
2 SA 872 D	Si	PNP	0,300	0,050	90	120		500	T092	2 SA 893 D	BCX 30

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

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SA 872 E	Si	PNP	0,300	0,050	90	120		800	T092	2 SA 893 E	D 34 J 9
2 SA 872 F	Si	PNP	0,300	0,050	90	120		1200	T092	2 SA 893 F	2 SA 872 E
2 SA 873	Si	PNP	0,300	0,250	40	220		140	R212	2 SA 718	BC 307 A
2 SA 876 H 5c)	Si	PNP	1	T. recouv. 250 ns		200	20		T018	2 SA 876 HC	2 N 6013
2 SA 876 HA 5c)	Si	PNP	1	T. recouv. 250 ns		200	20		T018	2 SA 876 HB	2 N 6017.
2 SA 876 HB 5c)	Si	PNP	1	T. recouv. 250 ns		200	20		T018	2 SA 876 HA	2 N 6013
2 SA 876 HC 5c)	Si	PNP	1	T. recouv. 250 ns.		200	20		T018	2 SA 876 H	2 N 6017
2 SA 879	Si	PNP	0,600	0,070	200	80	30		T0126	MPSD 51	MPSA 93
2 SA 880	Si	PNP	0,150	0,050	35	BF		1000	S9	2 SA 721	2 SA 725
2 SA 883	Si	PNP	0,300	0,200	40	280		160	R182	2 SA 709	BF 440
2 SA 885	Si	PNP	1,2	1	35	200	60	340	T0126	2 N 3244	2 SA 886
2 SA 886	Si	PNP	1,2	1,5	40	150	30	220	T0126	MJE 710	2 SA 885
2 SA 887	Si	PNP	1,2	2	50	150	30	220	B15	BC 362	2 N 1084.
2 SA 888	Si	PNP	0,350	0,100	25	100		700	T092	BC 214 C	BC 214 LC
2 SA 889	Si	PNP	0,350	0,100	45	100		700	T092	2 N 4359	2 N 2605 A
2 SA 890	Si	PNP	0,625	1	25	200		160	T092	BC 328-5	BC 328-18
2 SA 891	Si	PNP	0,625	1	50	200		160	T092	BC 486 A	BCW 45
2 SA 893	Si	PNP	0,300	0,050	90	120	160		T092	2 SA 872	2 SA 872 C
2 SA 893 A	Si	PNP	0,300	0,050	120	120	160		T092	2 SA 857	2 N 3497
2 SA 893 AC	Si	PNP	0,300	0,050	120	120		320	T092	2 SA 893 AD	2 SA 893 A
2 SA 893 AD	Si	PNP	0,300	0,050	120	120		500	T092	2 SA 893 AE	2 SA 893 AC
2 SA 893 AE	Si	PNP	0,300	0,050	120	120		800	T092	2 SA 893 AF	2 SA 893 AD
2 SA 893 AF	Si	PNP	0,300	0,050	120	120		1200	T092		2 SA 893 AE
2 SA 893 C	Si	PNP	0,300	0,050	90	120		320 b)	T092	2 SA 872 C	BCY 97.
2 SA 893 D	Si	PNP	0,300	0,050	90	120		500 b)	T092	2 SA 872 D	BCX 30
2 SA 893 E	Si	PNP	0,300	0,050	90	120		800 b)	T092	2 SA 872 E	D 34 J 9
2 SA 893 F	Si	PNP	0,300	0,050	90	120		1200 b)	T092	2 SA 872 F	2 SA 893 E
2 SA 896	Si	PNP	0,750	0,100	150	70		150	R195	2 SA 912	BFW 44
2 SA 897	Si	PNP	0,950	2	50	55	100		B2	MM 3726	MM 5005
2 SA 898	Si	PNP	1	0,050	120	100	150		B5	2 SA 848	2 N 5680
2 SA 899	Si	PNP	1	0,050	150	100	150		B5	2 SA 849	2 N 4929
2 SA 900	Si	PNP	4	2	18	150	90	450	T0126	BD 506	MC 328
2 SA 906	Si	PNP	0,200	0,100	40	100	250		T092	BD 257 B	BC 307 B

b) gain donné en régime d'impulsions

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

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SA 911	Si	PNP	0,470	0,100	550	9	30		T039		
2 SA 912	Si	PNP	0,750	0,100	150	200		150	R182	2 SA 712	BFW 44
2 SA 913	Si	PNP	15	1,5	150	120	65	330	B26	2 SA 740	2 SB 628
2 SA 917	Si	PNP	0,750	0,100	120	70		150	R195	2 N 3495	2 N 3495 S
2 SA 920	Si	PNP	0,950	0,500	200	40	70		B2		BFX 91
2 SA 924	Si	PNP	0,500	0,100	30	120	100		T092	BC 558 A	BC 558 B
2 SA 927	Si	PNP	0,500	0,250	40	220		100	R219	BSV 44 B	BSV 44 A
2 SA 931	Si	PNP	0,450	0,050	120	70		35	R179	2 SA 857	2 N 3495
2 SA 932	Si	PNP	0,450	0,050	150	70		35	R179	2 SA 858	2 N 4888
2 SA 940	Si	PNP	1,5	1,5	150	4		75	T0220	TIP 508	BFT 19
2 SA 950	Si	PNP	0,600	0,800	25	120		320	T092	2 SA 890	BC 328-5
2 SA 956 H 3	Si	PNP	0,150	0,100	40	280	80		X156	2 SA 812 M 3	BCX 71-BG
2 SA 956 H 4	Si	PNP	0,150	0,100	40	280	110		X156	2 SA 812 M 4	BCX 71-H
2 SA 956 H 5	Si	PNP	0,150	0,100	40	280	150		X156	2 SA 812 M 5	BCX 71-J
2 SA 956 H 6	Si	PNP	0,150	0,100	40	280	200		X156	2 SA 812 M 6	BCX 71-K
2 SB 16 A	Ge	PNP	1,8	0,600	20 (Vcb)		20	50	R57	BD 506 <small>silicium</small>	MC 328 <small>silicium</small>
2 SB 17 A	Ge	PNP	1,8	0,600	40 (Vcb)		20	50	R57	BC 160 <small>silicium</small>	BFS 95 <small>silicium</small>
2 SB 18 A	Ge	PNP	1,8	0,600	80 (Vcb)		20	50	R57	2 N 6555 <small>silicium</small>	2 N 4404 <small>silicium</small>
2 SB 19	Ge	PNP	5,5	2,5	16 (Vcb)		20	250	R58	2 N 255	2 N 255 A
2 SB 20	Ge	PNP	5,5	2,5	32 (Vcb)		20	250	R58	AD 148	AD 162
2 SB 21	Ge	PNP	5,5	2,5	60 (Vcb)		20	250	R58	2 N 1504/10	AD 263
2 SB 22	Ge	PNP	0,170	0,075	25 (Vcb)			95	T01	2 N 402	2 N 612
2 SB 23	Ge	PNP	0,040	0,010	15 (Vcb)				T01	2 N 1787	2 N 1754
2 SB 24	Ge	PNP	0,040	0,010	15 (Vcb)				R069	2 N 1787	2 N 1754
2 SB 25	Ge	PNP	20	1,5	60	250	34	115	T03	2 N 296	MPSU 55 <small>silicium</small>
2 SB 26	Ge	PNP	20	1,5	32	250	34	115	T03	2 N 301	2 N 301 A
2 SB 26 A	Ge	PNP	20	3	45		34	115	T03	2 N 1359	2 N 1360
2 SB 27	Ge	PNP		0,500	15	7	18	46	T03	AC 188-01	2 N 2826
2 SB 28	Ge	PNP		0,500	15	7	35	96	T03	AC 188-01	2 N 2826
2 SB 29	Ge	PNP		0,500	15	7	72	186	T03	AC 188-01	2 N 2826
2 SB 30	Ge	PNP		0,500	15 (Vcb)	7	68		T03	AC 188-01	2 N 2826
2 SB 31	Ge	PNP		0,500	15 (Vcb)	7	115		T03	AC 188-01	2 N 2826
2 SB 32	Ge	PNP	0,150	0,050	20 (Vcb)	0,800		40	T01	SK 3003	2 N 520 A

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

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SB 33	Ge	PNP	0,150	0,050	20 (Vcb)	1		80	T01	SK 3003	2 SB 364
2 SB 34	Ge	PNP	0,250	0,150	20 (Vcb)	0,800		85	T07	2 N 1370	2 N 1374
2 SB 37	Ge	PNP	0,150	0,050	20	1		80	T01	SK 3003	2 N 520 A
2 SB 38	Ge	PNP	0,250	0,150	20	0,800		85	T07	2 N 1370	2 N 1374
2 SB 39	Ge	PNP	0,050	0,002	10 (Vcb)	0,850		65	T01	2 N 486	2 N 485
2 SB 40	Ge	PNP	0,080	0,100	30	1		100	T01	2 N 2614	2 N 602 A
2 SB 41	Ge	PNP	44	1,2	32	0,005	35	160	T03	2 N 257	2 N 301 A
2 SB 42	Ge	PNP	44	1,2	50	0,005	35	160	T03	2 N 257 G	2 N 296
2 SB 43 a)	Ge	PNP		0,050	25 (Vcb)	1		70	T01	2 N 3284	AC 151
2 SB 43 A	Ge	PNP	0,150	0,150	45	1		70	T01	MA 891	MA 892
2 SB 44	Ge	PNP	0,080	0,050	30 (Vcb)	1		110	T01	2 N 367	SK 3006
2 SB 46	Ge	PNP	0,080	0,050	25	1		175	T01	2 N 3283	2 N 3284
2 SB 47	Ge	PNP	0,080	0,050	25 (Vcb)	1		140	T01	2 N 3283	2 N 3284
2 SB 48	Ge	PNP	0,140	0,100	16 (Vcb)	2,5		42	T05	2 N 1145	2 N 1144
2 SB 49	Ge	PNP	0,140	0,100	16 (Vcb)	3		83	T05	2 N 1098	2 N 1097
2 SB 50	Ge	PNP	0,140	0,100	16 (Vcb)	3,5		131	T05	2 N 1144	2 N 1097
2 SB 51	Ge	PNP	0,200	0,200	30 (Vcb)	2		43	T05	2 N 1145	2 N 1144
2 SB 52	Ge	PNP	0,200	0,200	30 (Vcb)	3		83	T05	2 N 1707	AC 182
2 SB 53	Ge	PNP	0,200	0,250	30 (Vcb)	3		73	T05	2 N 1707	AC 182
2 SB 54	Ge	PNP	0,150	0,150	20	1		140	T01	2 N 827	2 N 1361
2 SB 55	Ge	PNP	0,150	0,150	60	1		80	T01	2 N 2190	2 N 1408
2 SB 56	Ge	PNP	0,150	0,150	25	1		80	T01	2 SB 136	AC 151 R
2 SB 56 A	Ge	PNP	0,150	0,150	45	1		80	T01	2 N 1285	ASZ 20
2 SB 57	Ge	PNP	0,100	0,100	30 (Vcb)	1		65	R55	2 SB 135	AFY 16
2 SB 59	Ge	PNP	0,150	0,100	20	1		70	T01	2 N 1361	2 N 827
2 SB 60	Ge	PNP	0,150	0,050	20 (Vcb)	1		65	T01	2 N 3400	2 N 741 A
2 SB 60 A	Ge	PNP	0,150	0,050	20	1		70	T01	2 N 1361	2 N 827
2 SB 61	Ge	PNP	0,150	0,050	30 (Vcb)	1		85	T01	2 SB 135	AFY 16
2 SB 62	Ge	PNP	4	0,500	60	0,200	30	125	MD10	AUY 10	
2 SB 63	Ge	PNP	4	0,500	32	0,200	30	125	MD10	2 SB 180	AC 128 K
2 SB 64	Ge	PNP	25	6	100	1	30	165	T03	BD 540 C	2 SB 342
2 SB 65	Ge	PNP	0,150	0,100	20	1		65	T01	^{silicium} 2 N 1361	2 N 827
2 SB 66	Ge	PNP	0,150	0,070	30 (Vcb)	1,5		70	T01	2 SB 135	AFY 16

a) apparié avec 2 SD 43 qui est son complémentaire.

Appareils de labo: MINI - FICHES TECHNIQUES

Aujourd'hui, nul ne saurait prétendre tester efficacement un montage, sauf à se cantonner au strict domaine de l'éternel clignotant, s'il ne dispose d'un minimum d'appareillage de mesures. Il est bien difficile, malheureusement, de cerner universellement les besoins de chacun.

On peut toutefois définir un équipement de base, hors duquel tout travail sérieux doit être exclu. L'étude d'un montage suppose qu'après lui avoir fourni l'énergie nécessaire (ce qui implique une alimentation), on puisse y effectuer des mesures de tensions et d'intensités : un multimètre y pourvoira, en autorisant aussi des mesures sur les composants (les résistances notamment).

Les sous-ensembles intervenant dans tout circuit un tant soit peu complexe, peuvent être rangés en deux catégories principales : ceux qui engendrent des signaux de formes diverses (oscillateurs), et ceux qui les transforment (amplificateurs, bascules, etc.). Dans les deux cas, le contrôle de la forme des signaux conduit à l'utilisation d'un oscilloscope. Dans le premier, un générateur devra fournir les formes les plus classiques de tensions (sinusoïdes, créneaux, et maintenant rampes triangulaires).

Or tout le monde n'envisagera pas, pour des raisons diverses (insuffisance de temps ou manque d'expérience), de construire son propre appareillage. C'est pourquoi nous proposons, ci-dessous, un choix de matériels du commerce.

Forcément limitée, cette sélection ne peut prétendre à l'exhaustivité. En fait, nous n'avons retenu, pour l'établir, que deux critères. D'abord, le matériel référencé reste en général accessible à l'amateur, donc à prix raisonnable ou parfois très faible. Ensuite, tous les appareils cités ont été utilisés par l'auteur, soit à titre personnel, soit dans le cadre de bancs d'essais : sans qu'il en découle d'indiscutables garanties, c'est la preuve tout de même que tous ont passé le cap de plusieurs semaines de mauvais traitements.

Nota : les prix indiqués donnent un ordre de grandeur et peuvent être soumis à des variations.

CSC : Générateur de fonctions D.M. 2

Caractéristiques :

- Générateur de trois fonctions : sinusoïdes, rectangles, et rampes triangulaires.
- Fréquence réglable de 0,1 Hz à 100 kHz en 6 gammes.
- Temps de commutation en rectangulaires : 0,5 μ s.
- Niveau de sortie maximal : volts crête à crête.
- Alimentation sur secteur.
- Présentation en pupitre.

Nos impressions :

Un appareil relativement modeste sur le plan des performances, mais intéressant par son prix très étudié. Sur les générateurs classiques à pont de Wien, il offre les signaux triangulaires, bien adaptés à l'étude des écrêtages (amplis BF) et de la linéarité.

Gamme de prix : 700 F.

Distributeur : GRADCO



NEWTRONICS : Générateur de fonctions - Modèle 100

Caractéristiques :

- Générateur de sinusoïdes, rampes triangulaires et créneaux rectangulaires.
- Fréquence réglable manuellement de 10 Hz à 100 Hz en 5 gammes pour les sinusoïdes et 10 Hz à 500 Hz pour les triangulaires et rectangulaires.
- Modulation en fréquence, soit par rampe interne, soit par signal externe.
- Niveau de sortie maximal : 0 à 20 V ou 0 à 2 V crête à crête.
- Alimentation sur secteur.

Nos impressions :

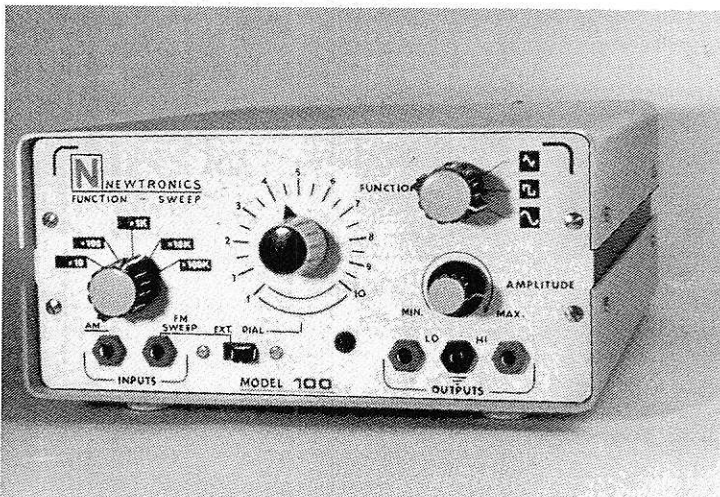
Dans la classe des générateurs de fonctions simples et abordables, le NEWTRONICS 100 offre l'avantage d'une modulation en fréquence à large excursion : il est donc particulièrement adapté à l'essai des amplificateurs BF.

Remarques :

Bien que cela sorte du cadre de notre sélection, nous croyons utile de signaler que les Etablissements TEKELEC distribuent une large gamme de générateurs, jusqu'aux performances les plus élevées.

Gamme de prix : 1 500 F.

Distributeur : TEKELEC



MINOR-PANTEC : Contrôleur universel

Caractéristiques :

- 20 K/V en CL (classe 2,5)
- 33 calibres répartis en 6 gammes
- Mesure de tensions : 0,1 — 1 500 V cc
- 7,5 — 2 500 Vac 20 20 kHz
- Mesure de courants : 50 A — 2,5 A cc
- 0,025 A — 12,5 Aac.
- Mesure de résistances : 2 échelles 50 Ω et 50 k Ω à mi-échelle
- Mesures en décibels : 10 dB à + 69 dB.

Nos impressions :

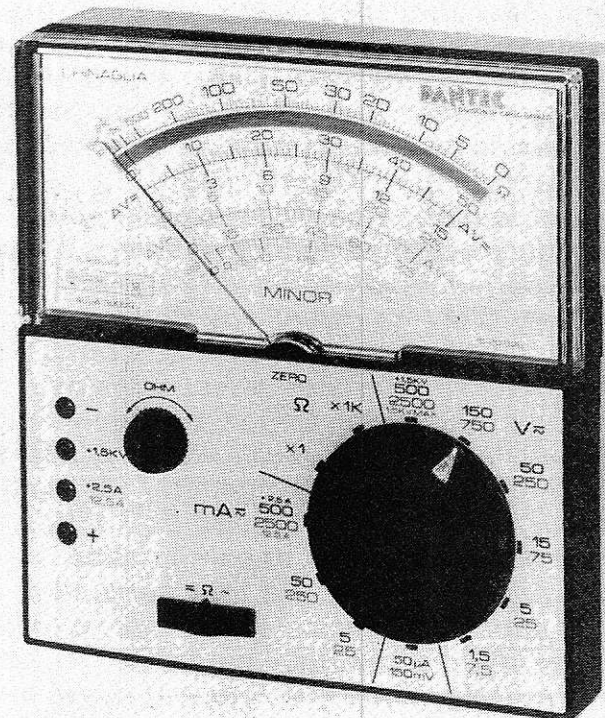
Une esthétique très réussie, un appareil qui plaira aux fidèles tenants de la mesure analogique.

Remarques :

Le Minor se situe en position avantageuse dans la gamme Pantec et entre le CITO 38 de performance plus modeste mais d'encombrement réduit et d'emploi aisé, et le Major 40 k Ω /V et comportant 48 calibres et qui est équipé d'un générateur USI fournissant deux fréquences 1 kHz et 1 500 kHz.

Gamme de prix : 300 F.

Distributeur : CARLO GAVAZZI



CDA 771 : Contrôleur Universel

Caractéristiques :

20 000 Ω/V . 37 calibres répartis sur 8 gammes. Tension : 0,1 V à 1 600 VCC, 1,6 V à 1 600 VCC. Courant : 50 μA à 5 A cc, 1,6 mA à 16 A ca. Mesure de résistance : 8 Ω à 80 k Ω en milieu d'échelle répartis en 5 gammes. Décibels : 4 dB à + 16 dB. Capacimètre : 1 nF à 30 μF . Fréquence-mètre : 5 Hz à 3 000 Hz.

Nos impressions :

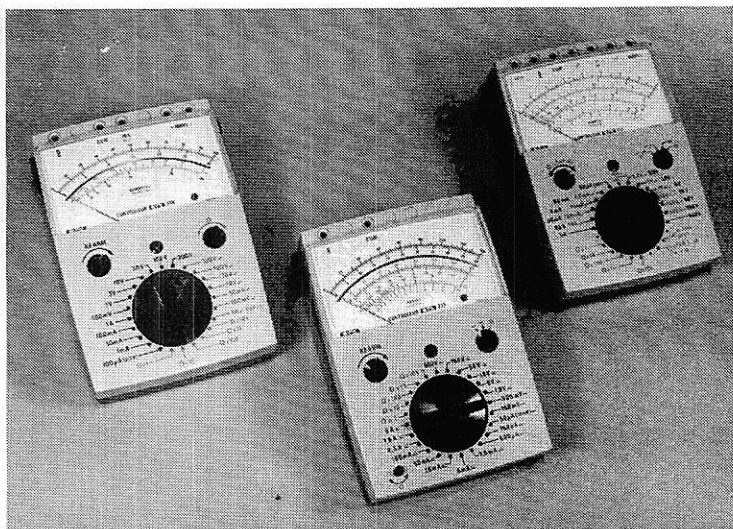
Un contrôleur d'esthétique agréable et qui offre avec ses fonctions capacimètre et fréquence-mètre, un large éventail de possibilités de mesures.

Remarques :

Le CDA 771 se situe dans une nouvelle gamme CDA : le 772 10 000 Ω/V et le 770 40 000 Ω/V .

Gamme de prix : 500 F.

Distributeur : CDA.



DATA PRECISION : Multimètre type 935

Caractéristiques :

- Mesure des tensions (continues et alternatives) 100 μV à 1 000 V, des intensités (continues et alternatives) 10 A à 2 A, et des résistances.
- Affichage jusqu'à 2 000 points, sur cristaux liquides de grande taille, 3 digits et demi.
- Alimentation sur pile de 9 V ou sur secteur (par adaptateur).

Nos impressions :

Des accessoires nombreux permettent l'accès aux mesures des fortes intensités (150 A), des tensions UHF (700 MHz), des températures et des très hautes tensions (40 kV).

Remarques :

Une précision voisine de celle de certains appareils de laboratoire. Une ergonomie agréable.

Gamme de prix : 1 000 F

Distributeur : EUROTRON



SINCLAIR : Multimètre PDM 35

Caractéristiques :

- Mesure des tensions (continues et alternatives), des intensités (2 V à 1 000 V CC-500 V ac en 1 gamme) [continues et alternatives] et des résistances. Intensité 200 nA à 200 mA. Mesure de résistance : 1^{re} gamme jusqu'à 2 k Ω et dernière jusqu'à 20 M Ω .
- Affichage jusqu'à 2 000 points, sur diodes électroluminescentes de petite taille.
- Alimentation sur pile 9 V ou sur secteur (par adaptateur).

Nos impressions :

Un multimètre très séduisant par son prix, qui le met efficacement en concurrence avec des multimètres à aiguille, mais avec une précision très supérieure.

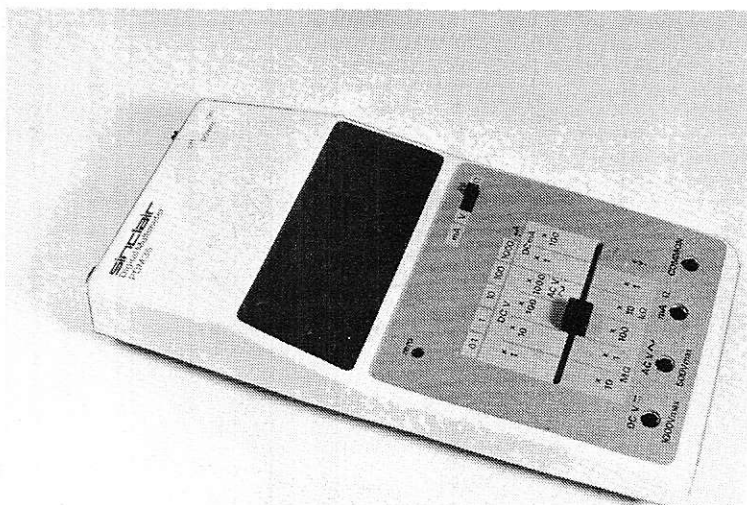
Remarques :

Le même constructeur fabrique un multimètre plus élaboré, de type DM 235, remarquablement plat.

Un fréquencemètre est également annoncé dans la même présentation.

Gamme de prix : 400 F

Distributeur : TEKELEC



FLUKE : Multimètre digital 8020 A

Caractéristiques :

- Mesure des tensions :
100 μ V - 1000 V cc.
100 μ V - 750 V cc.
- Mesure d'intensité :
1 μ A - 2 A cc.
1 μ a - 2 A cc.
- Mesure de résistances :
0,1 Ω - 20 M Ω .
- Conductance : 0,1 ns à 2 ms.
(S = siemens = 1/ Ω .)

Nos impressions :

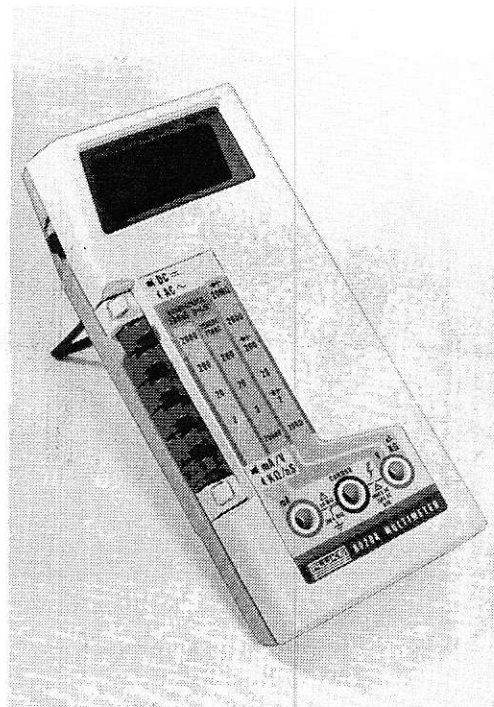
La disposition latérale des commandes de fonctions et sa taille réduite en font un appareil très maniable en cours de mesure. L'affichage sur cristaux liquides 11 mm autorise une lecture facile.

Remarque :

Un support supplémentaire permet d'ajouter aux fonctions déjà existantes celle de testeur de transistors.

Gamme de prix : 1 000 F.

Distributeur : MB ELECTRONIQUE



ELC: Alimentation stabilisée AL 745A

Caractéristiques :

- 2 à 15 V en une gamme.
- Intensité maximale 3 A (limitation réglable, à caractéristique rectangulaire).
- Ondulation résiduelle 500 μ V.
- Indication de tension et courant par appareil séparé.

Nos impressions :

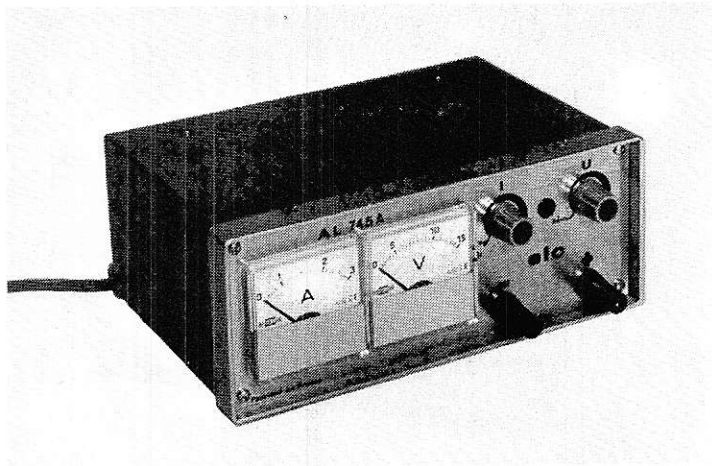
Les caractéristiques de cette alimentation sont tout à fait adaptées aux nécessités qu'implique la mise au point d'une majorité de montages électroniques. Peut constituer un élément de base à l'équipement d'un laboratoire d'amateur au même titre que le contrôleur universel.

Remarques :

Deux types d'alimentation sont proposés par ELC. Le modèle AL 781 conviendra plus particulièrement aux montages nécessitant des tensions et courants plus élevés (30 V-5 A).

Gamme de prix : 400 F.

Distributeur : ELC



HAMEG : Oscilloscope type HM 312

Caractéristiques :

- 2 canaux verticaux, de 0 à 10 MHz (à 3 dB).
- Sensibilité maximale : 5 mV/cm.
- Base de temps déclenchée, de 0,5 μ s/cm à 0,2 1/cm, avec loupe électronique.
- Fonctionnement en XY, avec une bande passante de 1 MHz à 3 dB.
- Tube cathodique de 13 cm (surface utile 8 x 10 cm), accéléré à 2 kV.

Nos impressions :

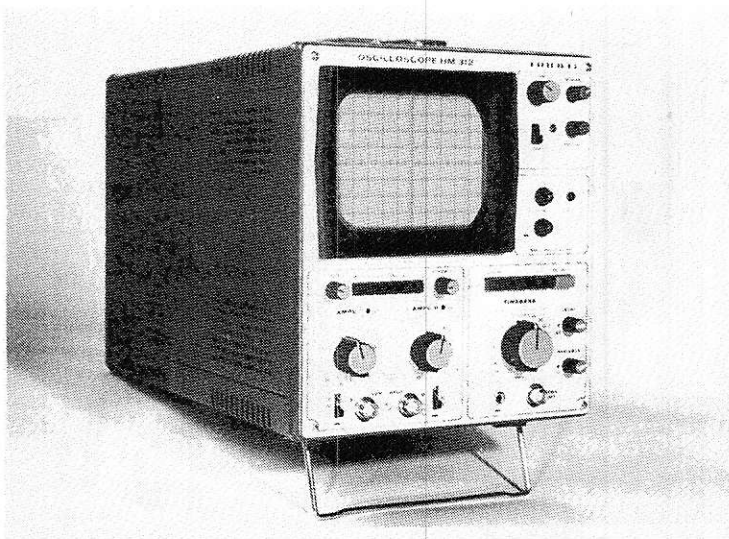
- Un appareil digne d'éloges pour son rapport prix/performance.
- Un déclenchement sans problème jusqu'à 30 MHz.
- Une loupe électronique malheureusement limitée au rapport 3, ce qui complique la lecture.

Remarques :

Appareil médian d'une gamme largement fournie depuis le HM 307 (monotrace 10 MHz), jusqu'au HM 512/7 (double trace 50 MHz, double base de temps).

Gamme de prix : 2 500 F.

Distributeur : HAMEG FRANCE.



LEADER : Oscilloscope type TA-508

Caractéristiques :

- 2 canaux verticaux de 0 à 20 MHz, à — 3 dB.
- Sensibilité maximale : 10 mV/cm.
- Base de temps déclenchée, de 0,5 μ s/cm à 0,2 s/cm, avec loupe électronique.
- Tube cathodique accéléré à 3 kV.
- Fonctionnement en XY, avec une bande passante de 800 kHz à — 3 dB

Nos impressions :

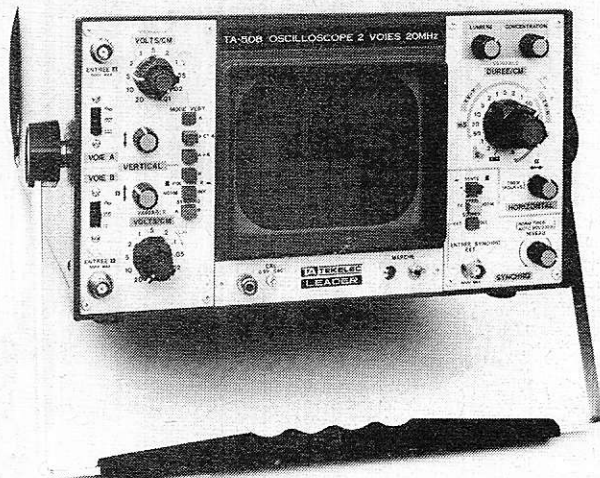
Le TA-508 est une amélioration récente (sans augmentation du prix), du LBo — 508. Il a été francisé, tant pour la notice que pour la sérigraphie de façade.

Remarques :

La modulation complète de la luminosité du faisceau peut être obtenue à partir de signaux aux normes TTL.

Gamme de prix : 4 000 F.

Distributeur : TEKELEC



SIMPSON : Fréquence-mètre modèle 710

Caractéristiques :

- Fréquences de 10 Hz à 60 MHz en deux gammes.
- Affichage sur diodes électroluminescentes de grande taille (digits).
- Impédance d'entrée 1 M Ω .
- Sensibilité 50 mV de 10 Hz à 50 MHz.
100 mV de 50 MHz à 60 MHz.
- 240 V max. de 10 Hz à 100 kHz.
- 100 V max. jusqu'à 1 MHz.
- 25 V max. jusqu'à 60 MHz.

Nos impressions :

D'un emploi fort simple, le modèle 710 SIMPSON représente le modèle type d'appareil pour l'équipement d'un laboratoire.

Gamme de prix : 1 200 F.

Distributeur : ELEXO.

