


sommaire

MONTAGES PRATIQUES	44	Amplificateur BF en technologie VMOS	
	106	Compte pose digital	
IDEES	62	Presse technique étrangère	
	76	Montages à semi-conducteurs	
SACHONS MESURER	84	Mesures de résistances	
	92	Les unités	
DIVERS	71	Caractéristiques et équivalences des transistors	
	98	Schémathèque	
	152	Répertoire des annonceurs	

Ce numéro comporte un encart HI-FI stéréo, haut-parleur, μ système, librairie parisienne de la radio, numéroté 67, 68, 69, 70 et un encart Eurelec numéroté 103-104.

Notre couverture : Les transistors VMOS disponibles actuellement sur le marché permettent la réalisation d'amplificateurs de grande puissance. Cliché **Max Fischer**.

Ont participé à ce numéro

F. Bourgeron, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, F. Juster, A. Lefumeux, W. Sorokine, G. Wanderstock.

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 Cedex 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



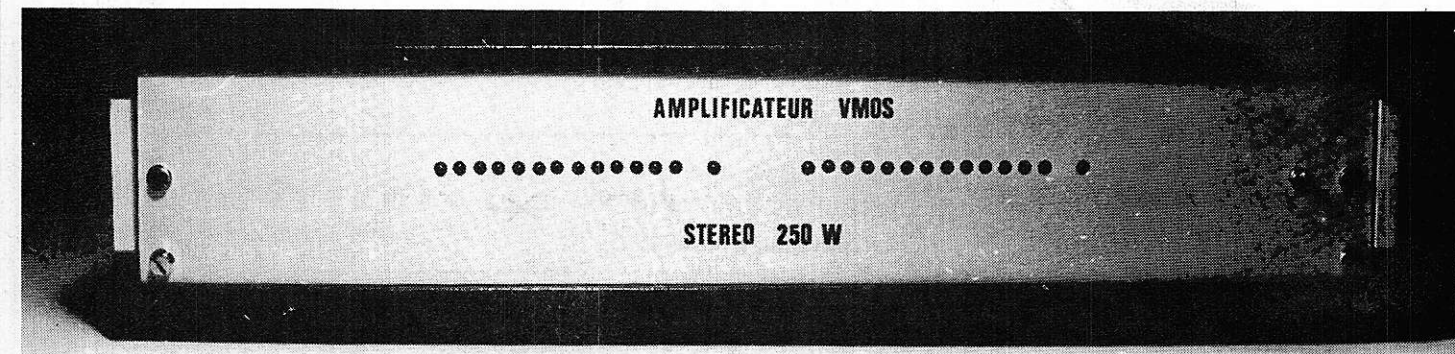
Publicité : Société Parisienne d'Édition
Département publicité - **Mlle A. DEVAUTOUR**
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. 200.33.05

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **55 F** - Etranger : 1 an **70 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

Dans une chaîne haute fidélité, bien que les enceintes soient, à l'heure actuelle, l'élément le plus important, l'amplificateur de puissance est un élément qui ne doit pas être négligé.

Il est en effet inutile que l'enceinte subisse les défauts de l'amplificateur, distorsion, et réciproquement

que l'amplificateur ne travaille pas dans de bonnes conditions lorsqu'il est chargé par le baffle. A une fréquence donnée, l'impédance présentée par un ensemble de haut-parleurs, précédés par des filtres passifs, donc des éléments non linéaires, n'est jamais une résistance pure.



La face avant ou n'apparaissent que les LED du VU mètre.

Amplificateur 2 x 125 W en technologie V MOS

C'est la raison pour laquelle un amplificateur de bonne qualité doit pouvoir fonctionner en régime impulsionnel, de manière satisfaisante, quand il débite sur une charge complexe et ceci quelle que soit la partie réactive.

L'amplificateur 2 fois 125 Watts présenté ici a la caractéristique principale de fonctionner sur des charges capacitatives pures ou résistives et capacitatives d'une manière beaucoup plus satisfaisante que les amplificateurs traditionnels équipés de transistors bipolaires.

Distorsion, bande passante et rapport signal sur bruit ne sont pas abandonnés pour autant...

PRINCIPE DE L'AMPLIFICATEUR EN « H »

On utilise deux amplificateurs de puissance, identiques, tel celui de la **figure 1**, pouvant fournir un courant I_L à une charge R_L , la tension résultante aux bornes de la charge vaut donc $V_L = R_L \cdot I_L$. Cette tension V_L sera limitée par la tension d'alimentation de l'amplificateur, la différence entre la tension d'alimentation et la tension maximale aux bornes de la charge est appelée tension de déchet et est due à la chute de potentiel aux bornes des transistors de sortie : VCE pour des transistors bipolaires et VDS pour des transistors à effet de champ. La puissance efficace maximale peut donc être prévue connaissant :

V_L : tension maximale de crête égale à $V_{al} - V_d$
 V_d : tension de déchet aux bornes des transistors de sortie.
 V_{al} : tension d'alimentation, dans le cas d'une alimentation + V, -V :
 $V_{al} = V$
 R_L : résistance de charge.

Dans le cas du montage proposé la tension de déchet vaut sensiblement 6 volts. En régime sinusoïdal la tension maximale avant écretage peut s'écrire : $V_L \sin \omega$, la puissance efficace maximale pouvant être espérée peut alors être exprimée par la relation :

$$P_{\text{eff max}} = \left[\frac{V_{al} - V_d}{\sqrt{2}} \right] \frac{[V_{al} - V_d]^2}{2 R_L}$$

On rappelle que la puissance maximale de sortie d'un amplificateur se calcule à partir de la valeur efficace de la tension de sortie et non de la valeur moyenne comme peuvent le croire certains.

Cette puissance, calculée à partir de V_{seff} , est injustement et ceci depuis fort longtemps qualifiée d'efficace.

Peu importe, l'essentiel est de ne parler que d'une puissance et de savoir comparer des choses comparables.

Pour le montage dit en « H » et représenté à la **figure 2**, la charge est placée entre les sorties des deux amplificateurs; attaqués par un système déphaseur, cet étage n'a qu'une entrée mais deux sorties.

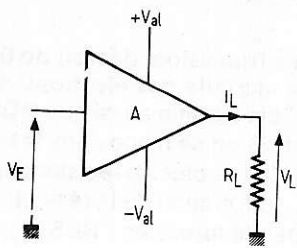


Figure 1

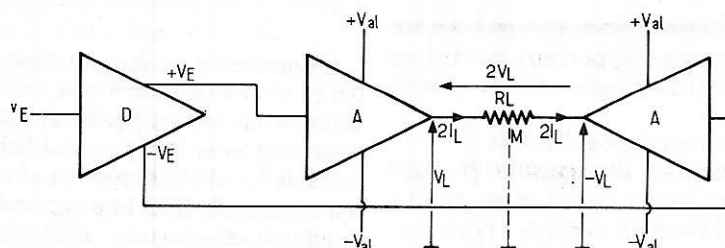


Figure 2

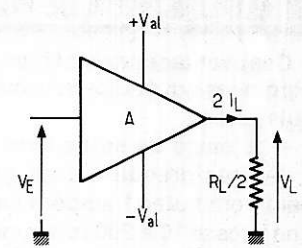


Figure 3

Les tensions recueillies sur ces deux sorties sont en opposition de phase et valent donc : $v_E \sin \omega t$ et $-v_E \sin \omega t$. La tension globale aux bornes de la charge vaut donc le double de celle qui existe aux bornes de la même charge, utilisée sur un seul amplificateur. Ce qui revient à dire que le courant traversant R_L a doublé par rapport au courant de sortie de la **figure 1**. Cet amplificateur devra donc être capable de débiter deux fois le courant prévu ou, d'une autre manière, d'être capable de fonctionner sur une charge égale à la moitié de la charge nominale. On remarque en effet, à la **figure 2**, que le point milieu de R_L : M se comporte comme une masse fictive ou plus simplement que M est au potentiel 0, donc à la masse, et cela quelles que soient l'amplitude et la forme du signal présent à l'entrée du déphaseur. Le schéma de la **figure 3** est donc analogue à celui de la **figure 2** et il nous permet de calculer simplement la puissance maximale espérée.

La puissance dissipée dans la moitié de la charge vaut, bien sûr, la moitié de la puissance fournie à R_L . De la même manière que précédemment en posant $v_L = V_{al} - V_d$ tension crête maximale, on obtient :

$$P_{\text{eff max (H)}} = 2 \left[\frac{V_{al} - V_d}{\sqrt{2}} \right]^2 \frac{1}{R_L/2} = 2 \frac{[V_{al} - V_d]^2}{R_L}$$

Et si l'on exprime cette puissance en fonction de la puissance délivrée par un seul de ces amplis et calculés précédemment :
 $P_{\text{eff max (H)}} = 4 \times P_{\text{eff max}}$

La puissance disponible en sortie de l'ampli en H est donc quatre fois supérieure à la puissance pouvant être fournie par un seul de ces amplificateurs débitant sur la même charge. Ce coefficient quatre n'est que théorique, en pratique il ne pourra pas être atteint, on peut toutefois obtenir le triple de la puissance.

Ce montage peut être réalisé avec deux amplis quelconques, l'alimentation devra être prévue en conséquence, il faudra, en outre, s'assurer que les transistors de sortie peuvent débiter un courant deux fois supérieur à la valeur prévue.

Le calcul de la puissance théorique maximale pouvant être fournie par l'ampli en H a été mené dans le cas où les gains en tension sont parfaitement identiques.

Pour limiter le courant dans les VMOS lorsque l'ampli est monté en « H » la charge est constituée par une résistance de $2,4 \Omega$ en série avec la charge proprement dite : haut-parleur de 8Ω .

Dans ce cas, la tension efficace utilisée est réduite dans le rapport 0.77. La puissance maximale obtenue sera seulement 2,4 fois celle obtenue dans le cas de l'ampli en montage classique et non le quadruple. En montage classique la puissance maximale avant écretage est de 56 W, ce qui donne donc 134 W.

L'AMPLIFICATEUR

La particularité de ce montage réside dans le fait qu'il est équipé de transistors MOS FET de puissance. Nous allons donc voir les avantages de ce type de transistor et de la structure utilisée.

V MOS FET DE PUISSANCE

La **figure 4** montre la coupe d'un VMOS, on remarque bien entendu les différences existant avec la coupe d'un MOS classique tel celui de la **figure 5**. Nous ne rentrerons pas dans les détails technologiques de ces structures pour ne nous intéresser qu'aux avantages de la structure verticale par rapport à la structure MOS FET classique. Les fonctionnements de ces transistors sont identiques puisque d'une manière opérationnelle la porte est maintenue positive par rapport à la source, le champ électrique résultant produit un canal de type N sur les deux surfaces d'un corps (N+) en regard de la porte. Les électrons peuvent alors circuler directement de la source, à travers le canal de type N, vers le drain et le substrat.

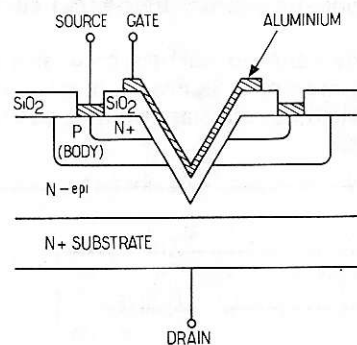


Figure 4

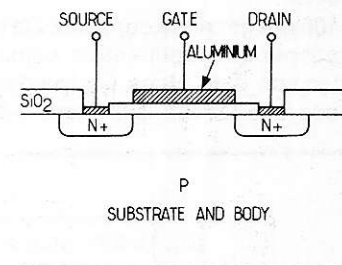


Figure 5

Les avantages de la structure verticale sont les suivants :

— La longueur du canal est déterminée par la profondeur du V : contrôlable beaucoup plus facilement que les lumières d'un masque utilisé pour définir la longueur du canal d'un MOS conventionnel. Le rapport, largeur sur longueur du canal qui détermine la densité de courant est donc augmenté. Pour un VMOS 2N 6656, la longueur du canal vaut environ 1,5 micron et pour un MOS : 5 microns.

— L'absence de connexion de drain procure une très faible résistance de saturation. En effet la connexion est assurée par le Matériau N+.

— Chaque partie du V constituant la porte crée un canal, la densité de courant est donc doublée.

— Et pour terminer une caractéristique très importante, qui permettra à l'amplificateur d'avoir une bande passante très étendue : la faible valeur de la capacité parasite CDG.

Les VMOS ont aussi de nombreux avantages par rapport aux transistors bipolaires, avantages bien connus dans le cas du traitement des petits signaux mais difficilement applicables à l'amplification de puissance avec des FET ayant des caractéristiques en tension et en courant très insuffisantes : I_D ne dépassant jamais quelques centaines de milliampères.

AVANTAGE DES VMOS EN AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Ces avantages seront bien sur énoncés par rapport aux transistors bipolaires qui équipent le classique push-pull des amplificateurs de puissance.

- L'étage de sortie aura une forte impédance d'entrée.
- Très grande vitesse de commutation : le transistor 2N 6658 peut commuter 1 ampère en 4 nanosecondes, ce qui correspond à une vitesse 10 à 200 fois supérieure à celle d'un transistor bipolaire.
- **Coefficient de température négatif.** Cette caractéristique appelle quelques remarques : le coefficient de température d'un transistor bipolaire est positif et pour cette raison les circuits de sortie doivent être protégés contre un emballement thermique qui risque de détruire les transistors de sortie, avec le VMOS cette propriété est inversée, si la densité de courant, à un point particulier du canal, augmente d'une manière trop importante, la température s'élèvera et cette augmentation tendra à faire diminuer le courant drain. Le VMOS ne peut donc pas être détruit par emballement thermique, un fusible en série dans la charge est malgré tout nécessaire de manière à ce que le courant drain reste inférieur à $I_{D \text{ max}}$.

Les résistances placées en série dans les émetteurs ainsi que les circuits de protection empêchant le pilotage des transistors de sortie deviennent inutiles. De même, lors du montage de plusieurs VMOS en parallèle, dans le but d'augmenter les possibilités en courant, il est possible de relier directement les sources et les drains.

La **figure 6** montre les caractéristiques de sortie du VMOS 2N 6658 qui sera utilisé dans l'amplificateur de puissance. Le courant drain continu maximum vaut 2A et le courant drain en régime pulsé devra rester inférieur à 3A.

Pour une valeur V_{DS} , supérieure à 10V, la conductance de sortie $\frac{dI_D}{dV_{DS}}$ reste très faible. Et finalement pour un courant drain supérieur à 400 mA gm reste constant. Ce type de transistor est beaucoup mieux adapté à l'amplification comme le montre la **figure 7** : le gain en tension d'un étage équipé d'un VMOS est constant pourvu que le courant I_D reste supérieur à 350 mA.

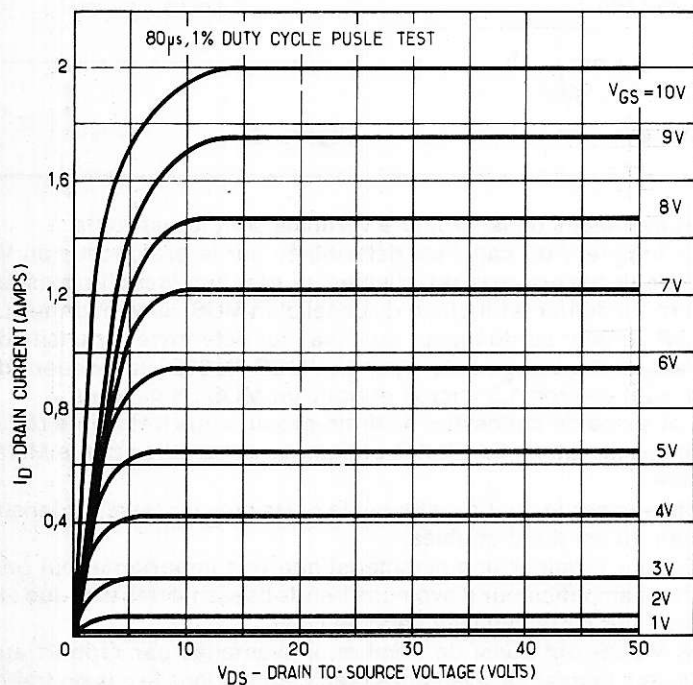


Figure 6

TENUE EN TEMPERATURE

En moyenne, le courant drain des transistors décroît de 0,5 % à 0,6 % en même temps que croît la mobilité des électrons dans le silicium aux hautes températures. Cela signifie aussi que $R_{DS(ON)}$ augmente avec le même coefficient. Si on se place dans les conditions de fonctionnement les plus défavorables, la résistance, à une température T , peut être exprimée, en fonction de la résistance à la température ambiante : $R_{DS(TA)}$ par l'expression : $R_{DS(T)} = R_{DS(TA)} 710^{-3}(T-TA)$

Cette fonction est représentée à la **figure 8a** pour trois valeurs de V_{GS} . Cette augmentation de la résistance avec la température peut amener quelques problèmes, dans le cas de l'amplification de puissance que nous nous proposons d'étudier, si quelques précautions ne sont pas prises. En se plaçant toujours dans les conditions de fonctionnement les plus favorables : le passage du courant entre drain et source entraînant une augmentation de la température et donc de $R_{DS(ON)}$ et si on suppose que le courant drain reste constant, la chute de potentiel entre drain et source aura finalement augmenté. L'accroissement de V_{DS} explique alors l'augmentation de la puissance dissipée dans la jonction. On aura donc tout intérêt à utiliser un dissipateur ayant une résistance thermique assez importante de manière à prendre le minimum de risques. Une mauvaise dissipation entraînerait la température de jonction au delà de la limite maximale admise.

Quelques calculs simples aboutissent à la construction d'une abaque, très pratique pour déterminer la température finale ou la résistance thermique du radiateur à utiliser.

L'accroissement de T_J : température de jonction peut être exprimée, en fonction de la puissance dissipée et de la résistance thermique jonction-air ambiant : θ_{JA} , par la relation : $T-TA = I^2 R_{DS(TA)} C^{710^{-3}} | T-TA |$.

Et si l'on remplace $R_{DS(ON)}$ par la relation du paragraphe précédent, on retrouve l'expression classique de l'accroissement de la température valable pour n'importe quelle résistance :

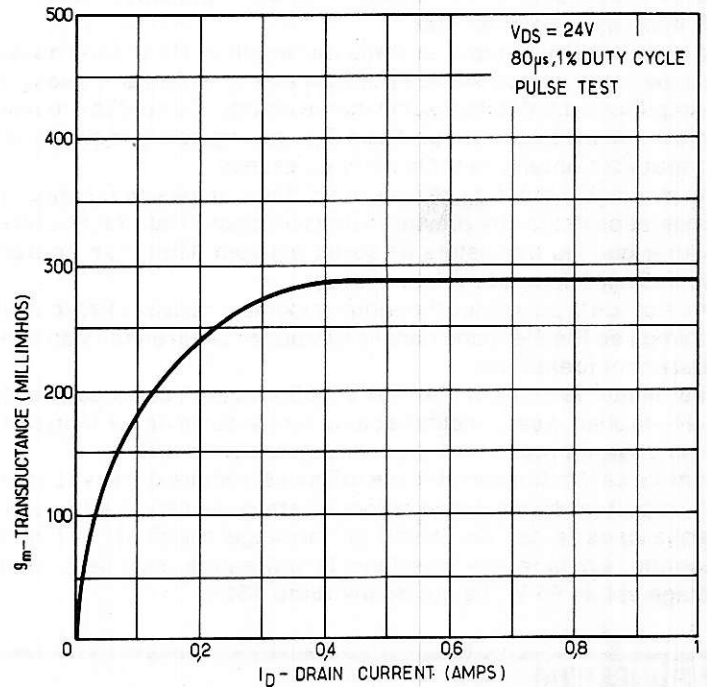


Figure 7

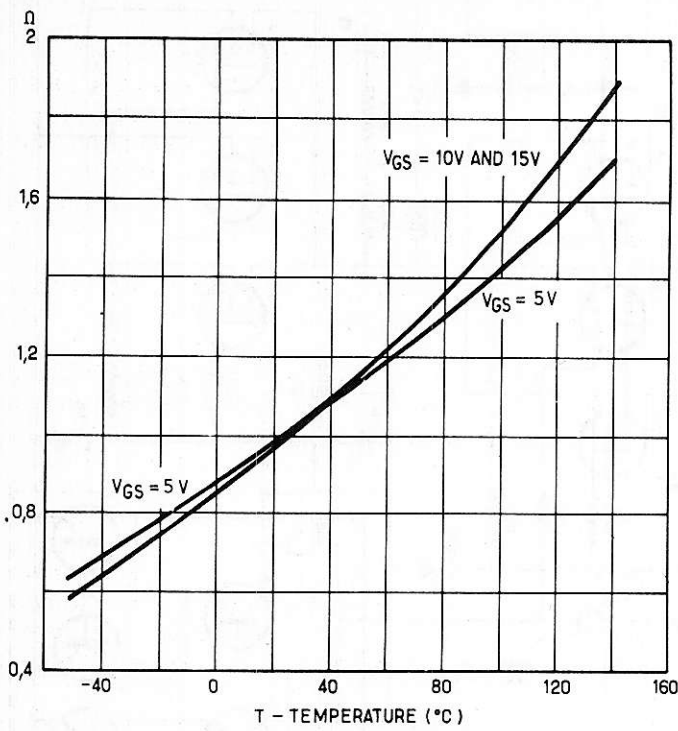


Figure 8 a

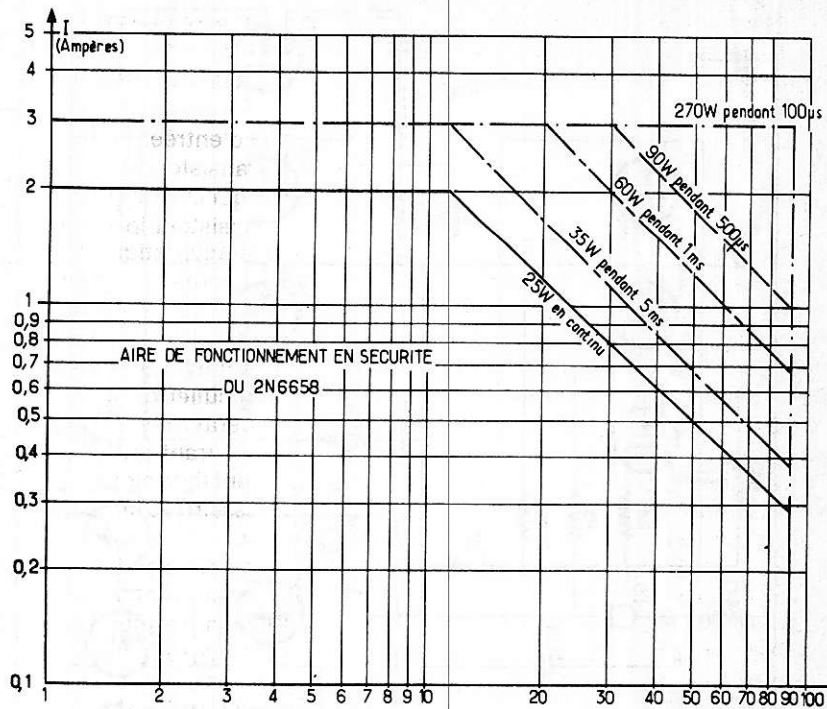


Figure 9 a

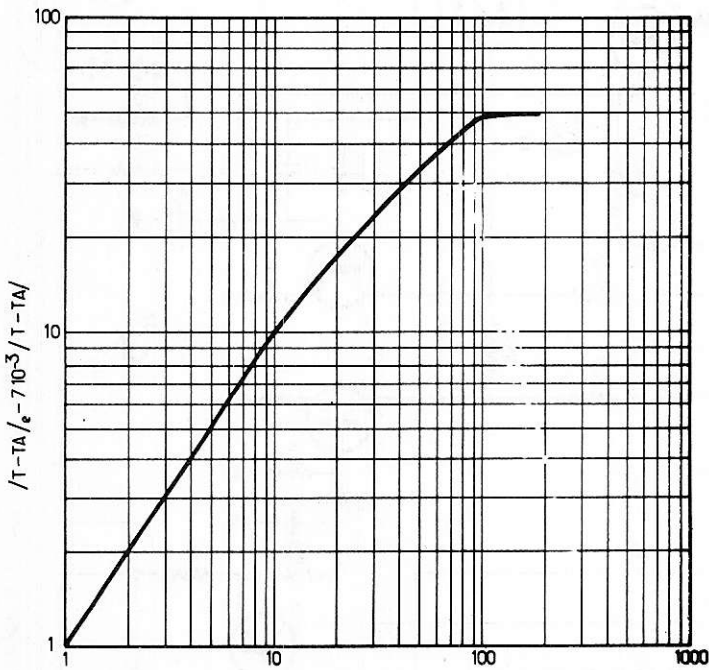


Figure 8 b

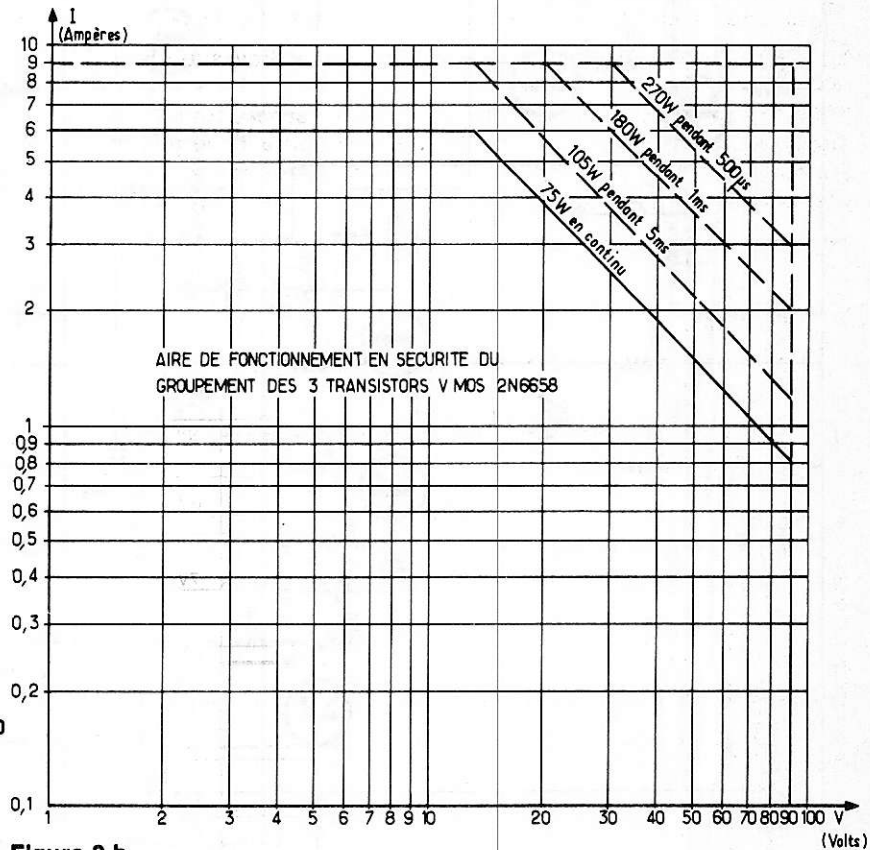


Figure 9 b

On peut alors trouver facilement : $T - T_A$ à l'aide de la courbe représentée à la figure 8 b et en calculant le terme $I^2 R_{DS} (T_A)$.

Cette courbe peut être utilisée d'une manière inverse en se fixant

l'augmentation maximale de la température et désirant connaître la résistance thermique du dissipateur à utiliser.

Les figures 9a et 9b représentent respectivement les aires de sécurité pour 1 et 3 transistors MOS 2N 6658.

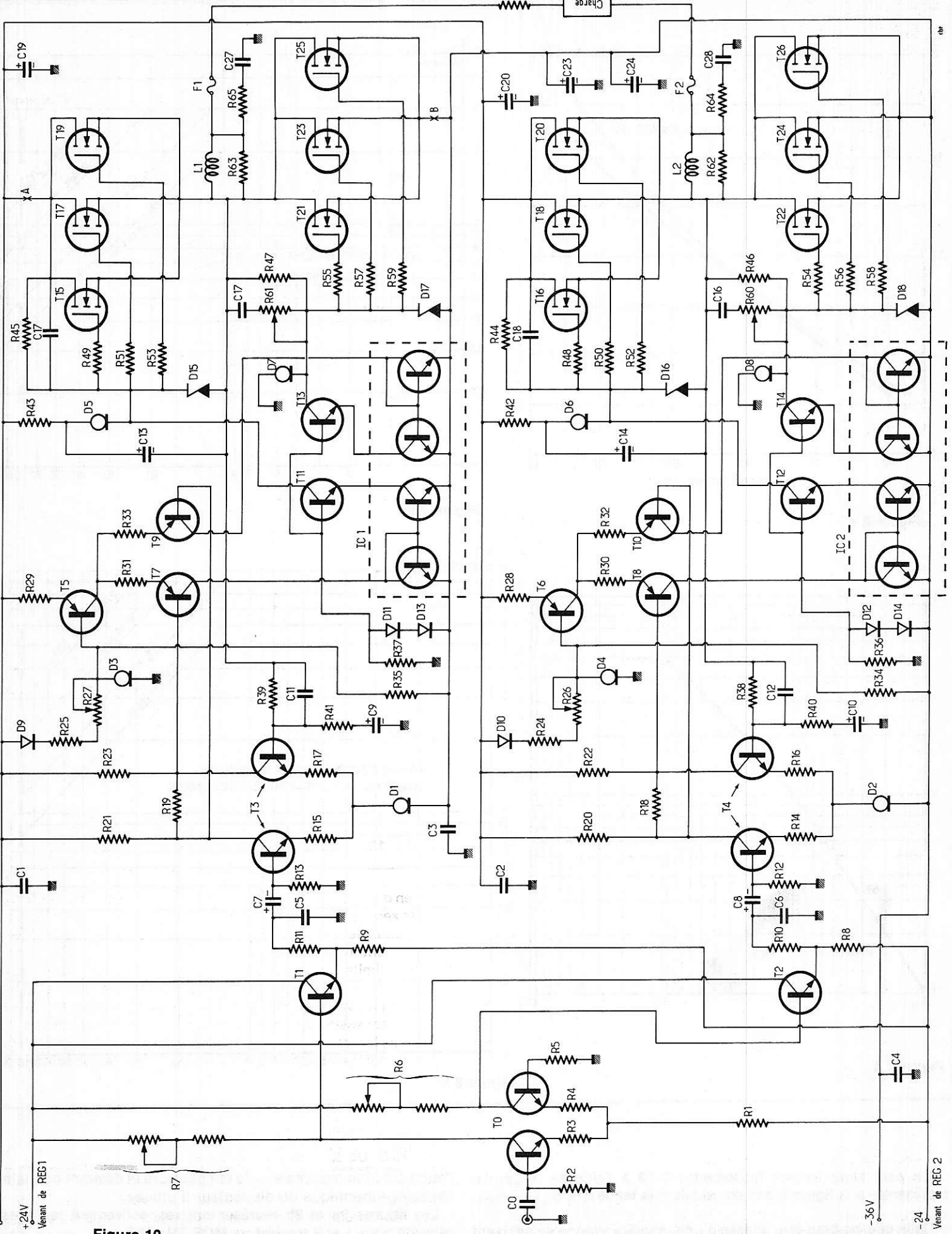


Figure 10

Venant de REG 2

-24

or

MISE EN PARALLELE DE PLUSIEURS TRANSISTORS

Les capacités en courant du 2N 6658 peuvent être facilement augmentées en utilisant plusieurs transistors montés en parallèle. Lors d'une telle association de transistors bipolaires on dispose, pour égaliser les courants dans chaque transistor, une résistance en série dans chaque émetteur. Dans le cas du branchement des VMOS il est inutile de placer de telles résistances en série dans les sources. Dans un paragraphe précédent, nous avons vu qu'une augmentation du débit entraînait une élévation de température. Si un des VMOS débite un courant supérieur aux autres, la température sera, de la même manière supérieure à celle de ses voisins. Finalement, RDS tendra à diminuer et les courants tendront à devenir égaux. On prendra simplement quelques précautions, vis à vis de la réponse des transistors en HF. La longueur des interconnexions devra avoir une inductance minimale dans le circuit source et dans le circuit gate. Ces conditions n'étant pas respectées, il reste quelques risques d'oscillation parasite. On disposera donc en série dans chaque circuit gate une résistance de faible valeur, 100 à 1 000 ohms, qui assurera la stabilité du système.

ETUDE DU SCHEMA DE L'AMPLIFICATEUR

Le schéma complet d'une voie de l'amplificateur est représenté à la **figure 10**. On reconnaît la structure en « H » annoncée à la **figure 2**. Les entrées des deux amplificateurs élémentaires nécessaires à la réalisation de cette structure se font sur les condensateurs C7 et C8. Les éléments constituant l'ampli représenté en haut du schéma sont affectés d'indices impairs et les éléments de l'amplificateur représenté dans la partie inférieure du schéma général sont affectés d'indices pairs. Le différentiel d'entrée, bâti autour de To échappe à cette notation puisque cette partie est commune aux deux amplis. Ces deux amplis sont rigoureusement identiques, nous ne nous attarderons que sur le fonctionnement du différentiel d'entrée et celui de l'ampli « impair ».

L'ETAGE DE SORTIE

Le dernier étage de l'ampli est formé par deux triplets de transistors VMOS 2N 6658 admettant une tension maximale entre drain et source de 90 V. Les transistors dont les drains sont reliés au pôle positif d'alimentation, **figure 12**, fonctionnent en drain commun, quant aux transistors dont les sources sont reliées au pôle négatif de l'alimentation, ils fonctionnent en source commune. On a donc recours à deux résistances RF, **figure 11** et **figure 12**, placées entre drain et gate pour effectuer une contre réaction locale ayant pour but de rendre les caractéristiques en amplification identiques. Ces résistances sont calculées de manière à ce que les parties inférieures et supérieures d'un signal de sortie soient identiques. Dans le cas d'une différence trop importante on verrait apparaître une distorsion insupportable pour l'oreille.

La polarisation des gates est effectuée par deux sources à courant constant D5 et D7 alimentant les diodes zeners de protection D15 et D17. Dans un prochain paragraphe nous verrons comment remplacer ces diodes, dual de diodes zener, par l'association d'un FET courant et d'une simple résistance.

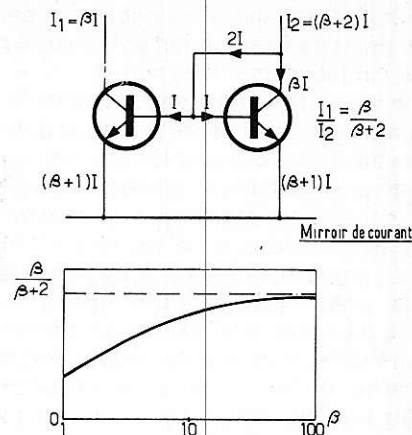


Figure 10 a

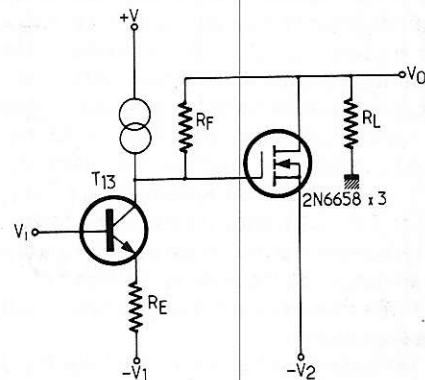


Figure 11

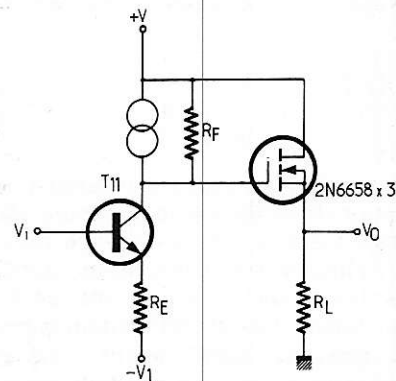


Figure 12

Bien que les VMOS soient protégés d'une manière interne par une diode zener ayant une tension directe à 15 V on placera en parallèle une zener de 9,1 V qui limitera le courant drain à une valeur très légèrement inférieure à 2A.

Cette limite ira en décroissant avec des valeurs supérieures de VDS. Ce dernier étage fonctionne donc en classe AB et le courant de polarisation vaut environ 350 mA. La protection contre les courts-circuits est assurée par les fusibles de sortie, la constante de temps d'un fusible représentant un temps très court pendant lequel la température de jonction pourra atteindre la valeur maximale autorisée.

ETAGES DIFFERENTIELS D'ENTREE ET ATTAQUE DE L'ETAGE DE SORTIE

Le signal d'entrée est appliqué à la base de To : ampli différentiel intégré MD 8003. On retrouve sur les deux collecteurs un signal en phase et un signal en opposition de phase avec le signal d'entrée.

Les charges des collecteurs, R6 et R7, sont constituées par une résistance fixe et une résistance ajustable, qui permettent : d'une part d'ajuster le point de fonctionnement, d'autre part de parfaitement symétriser l'amplificateur différentiel.

Les signaux en opposition de phase attaquent ensuite un montage collecteur commun, en liaison directe avec le différentiel d'entrée. Les signaux résultant sont disponibles aux bornes de R8 et R9, le montage possède une très faible impédance de sortie. Les éléments R13, R11 et C5 constituent un filtre qui limite l'amplification aux fréquences hautes, au voisinage de 500 KHz. C7 bloque la composante continue. Le signal d'entrée est donc transmis à la base de T3, ampli différentiel intégré du même type que To mais monté différemment en ce qui concerne la résistance d'émetteur. En effet on place entre les émetteurs et le pôle négatif de l'alimentation une diode régulatrice de courant, ce qui convient parfaitement à la polarisation d'un étage différentiel puisque l'on sait que la somme des courants émetteurs est constante.

L'impédance de D1 est donc très importante. Cet étage pilote un troisième différentiel, tout comme le premier alimenté par un générateur de courant. Le débit étant beaucoup plus important on a recours, non plus à un élément intégré, mais à plusieurs composants discrets pour réaliser cette source : R29, R25, R35, D3, D9 et T5. Les charges dans les circuits collecteurs présentent une grande impédance et sont constituées par deux transistors, on utilise un circuit assez bon marché CA 3046, qui contient un réseau de transistors, permettant finalement le pilotage des étages de sortie via T11 et T13. C13, produit l'effet bootstrap.

La figure 10 a représente le miroir de courant qui charge chaque collecteur des transistors du deuxième différentiel.

Ce montage est très intéressant et couramment employé dans les amplificateurs opérationnels.

On voit que si l'on considère les deux gains des transistors identique et que l'on appelle I le courant base, le courant dans le premier des transistors vaut : $I_1 = I$ et dans le deuxième : $I_2 = (\beta + 2) I$

$$\frac{I_1}{I_2} = f(\beta)$$

En faisant l'analyse du schéma on remarquera la ressemblance avec la configuration de certains amplificateurs opérationnels classiques et intégrés. L'entrée non inverseuse recevant le signal à amplifier et l'entrée inverseuse connectée au réseau de contre réaction R41, R39, C9 et C11. Aux fréquences très basses, en dehors de la partie audible du spectre, R31 et C21 limitent la bande passante en deçà d'une fréquence valant sensiblement 1,7 Hz. En fait la fonction de transfert du système est du type quadratique, c'est-à-dire ayant deux pôles et deux zéros, donc un total de quatre fréquences de brisure, dont trois ne seront pas prises en considération puisqu'elles se situent à 1,7 MHz, 33,4 MHz et finalement une dernière inférieure au 1/10 de Hertz.

Dans la bande des audio fréquences, les capacités C11 et C9 ont une action négligeable. Le gain de l'amplificateur est égal au rapport :

$$\frac{R31 + R33}{R33}$$

Avec les valeurs utilisées $R33 = 1 \text{ K}\Omega$ et $R31 = 20 \text{ K}\Omega$ le gain en tension vaut 21. En fait le gain est très largement inférieur à 20 puisque le gain en broche ouverte est assez faible, de manière à assurer une réponse en régime transitoire la meilleure possible.

Les dernières caractéristiques importantes sont :

- Bonne réponse en boucle ouverte assurant un faible taux de distorsion par harmonique.
- Large bande passante entraînant un slew rate élevé : de l'ordre de 100 V par microseconde.

REPLACEMENT DU REGULATEUR DE COURANT

Les sources à courant constant peuvent être facilement remplacées par un transistor à effet de champ à canal N et une résistance. Le plus courant de ces transistors est le 2 N 3819. En connaissant les paramètres I_{DSS} et $V_{GS \text{ off}}$ de ce FET et la relation : $I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS \text{ off}}} \right]^2$

$$\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS \text{ off}}} \right]^2$$

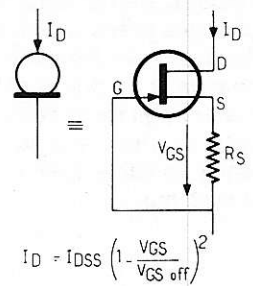


Figure 13

puis en se reportant à la figure 13 où l'on remarque que $V_{GS} = -RS I_D$, on possède alors tous les éléments pour calculer R_S pour un courant I_D fixé. Pour la diode CR 200 identique à IN 5305 le courant I_D vaut 2 mA et pour la diode CR 470 ou IN 5314 $I_D = 4,7 \text{ mA}$.

En arrangeant les deux relations précédentes on obtient la valeur théorique de R_S :

$$R_S = \frac{V_{GS \text{ off}}}{I_D} \left[1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right]$$

et $V_{GS \text{ off}}$ étant une quantité négative on a plus simplement :

$$R_S = \frac{V_{GS \text{ off}}}{I_D} \left[\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} - 1 \right]$$

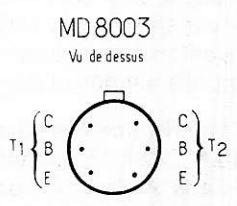
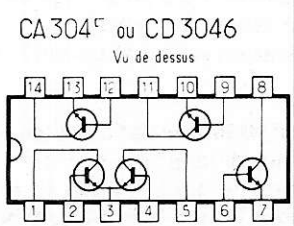
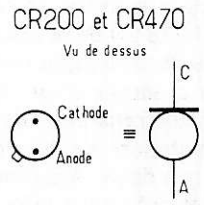
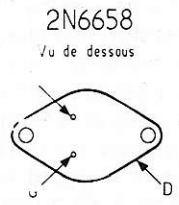
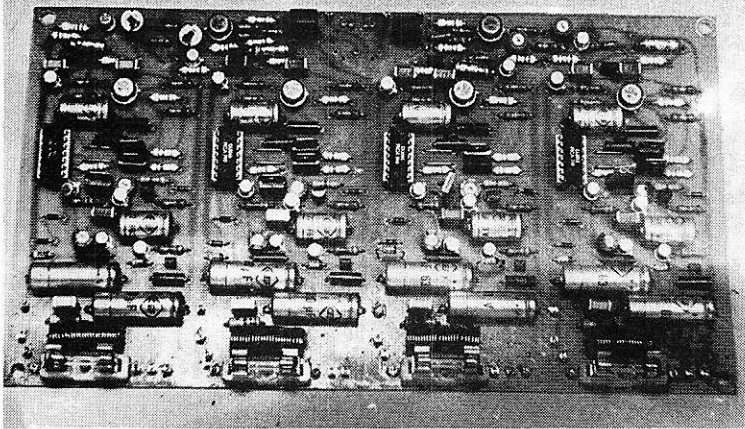
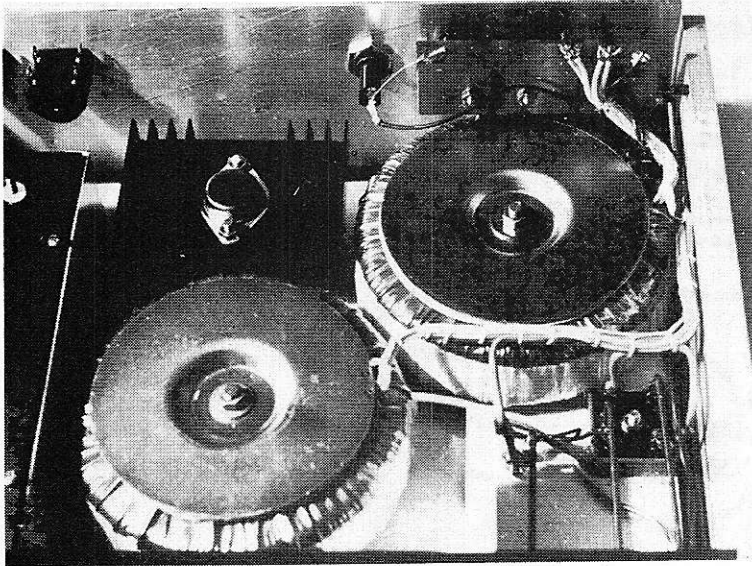


Figure 14



Les 4 amplificateurs nécessaires à la configuration en pont version stéréo sont regroupés sur un seul circuit (une carte qui « regroupe du monde »)



Condensateurs de filtrage assemblés pour un côté de l'alimentation symétrique. Ils sont reliés entre eux par deux bandes de cuivre sur un circuit imprimé.



Les deux transformateurs toriques et l'un des régulateurs intégré sont rassemblés dans un angle du coffret on peut distinguer à droite le pont redresseur.

Le constructeur donne pour ce transistor $IDSS = 10 \text{ mA}$ et $VGS \text{ off} = -8 \text{ V}$. Ce qui donne pour le régulateur 2 mA : $RS = 2,2 \text{ K}\Omega$ et pour $4,7 \text{ mA}$, $RS = 510 \Omega$. $IDSS$ et $VGS \text{ off}$ n'étant pas connues avec une bonne précision on pourra dans le cas d'un éventuel remplacement, faire un montage permettant de mesurer la valeur du courant qui, dans une fourchette de 10 % sera considéré comme correct.

Le circuit imprimé regroupe deux amplis en « H » **figure 15**, le tracé des pistes est à la **figure 16** et n'est pas prévu pour recevoir l'ensemble FET résistance en remplacement des régulateurs de courant.

Tous les brochages des éléments particuliers sont représentés à la **figure 14**.

Pour faciliter le montage des VMOS, on réalisera 4 circuits tels ceux de la **figure 17** représentant l'implantation des composants, la **figure 18** représentant le tracé des pistes.

Les VMOS seront vissés sur le radiateur, sans oublier les caissons isolants, les rondelles de mica et la graisse aux silicones. On placera ensuite du côté opposé aux transistors, bien sûr, le circuit équipé des résistances. Le côté piste étant à l'extérieur il n'y a aucun problème de soudage.

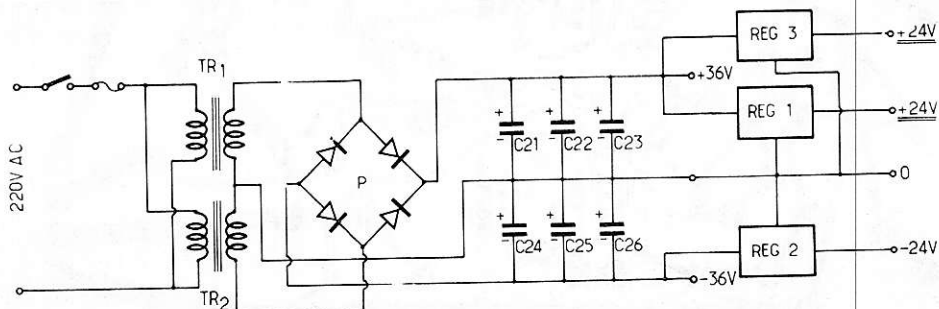


Figure 19

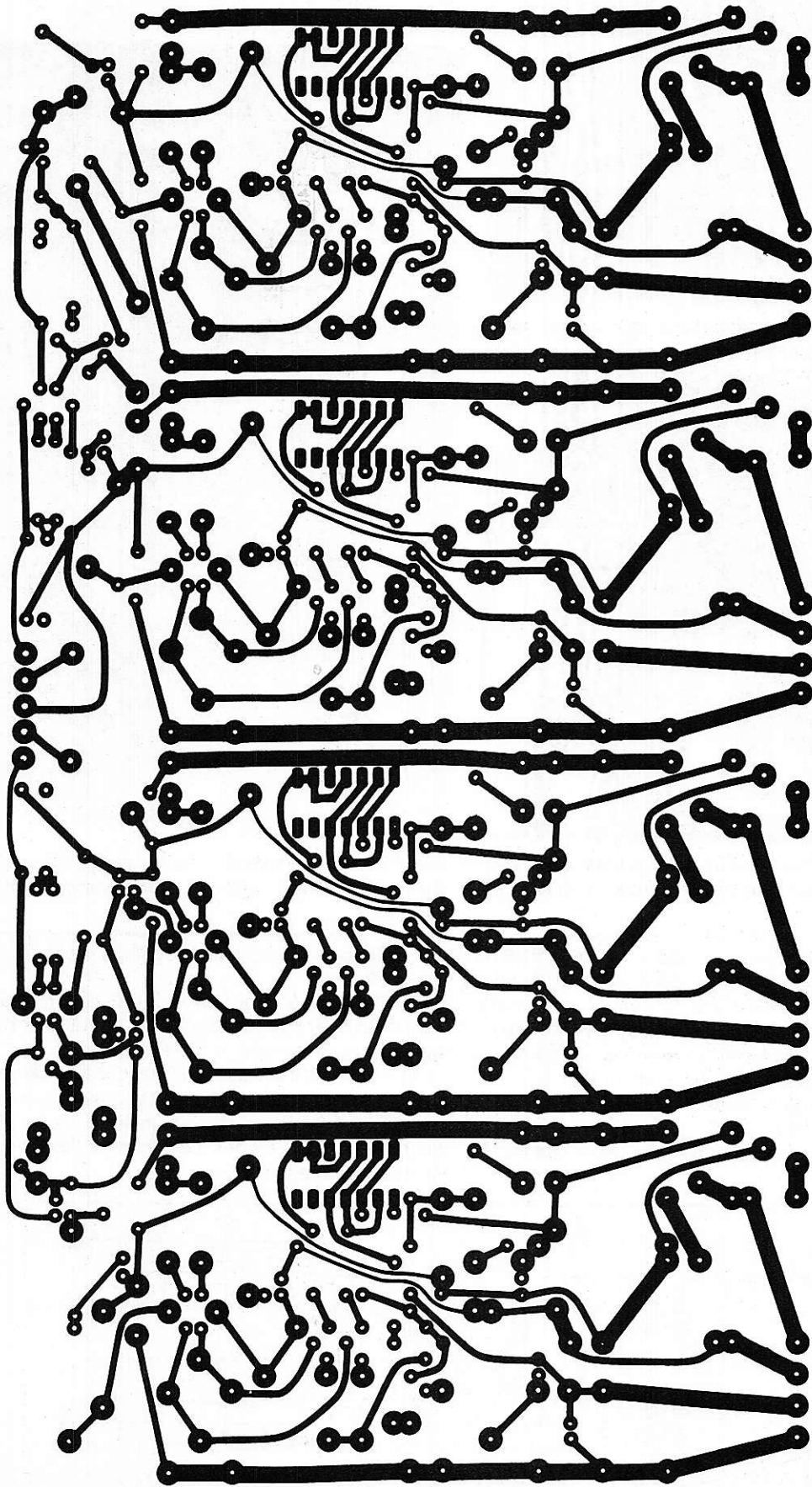


Figure 16

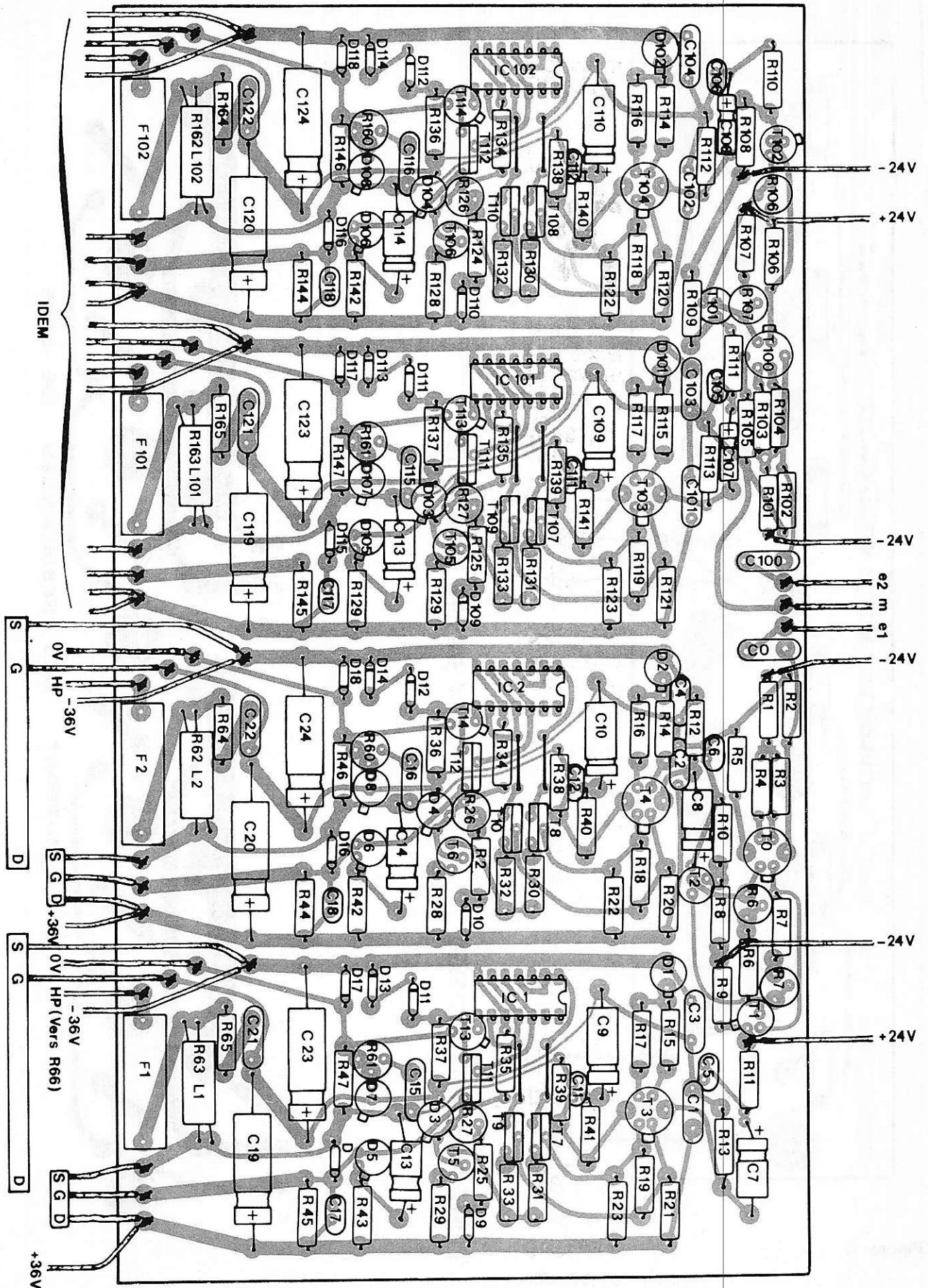


Figure 15

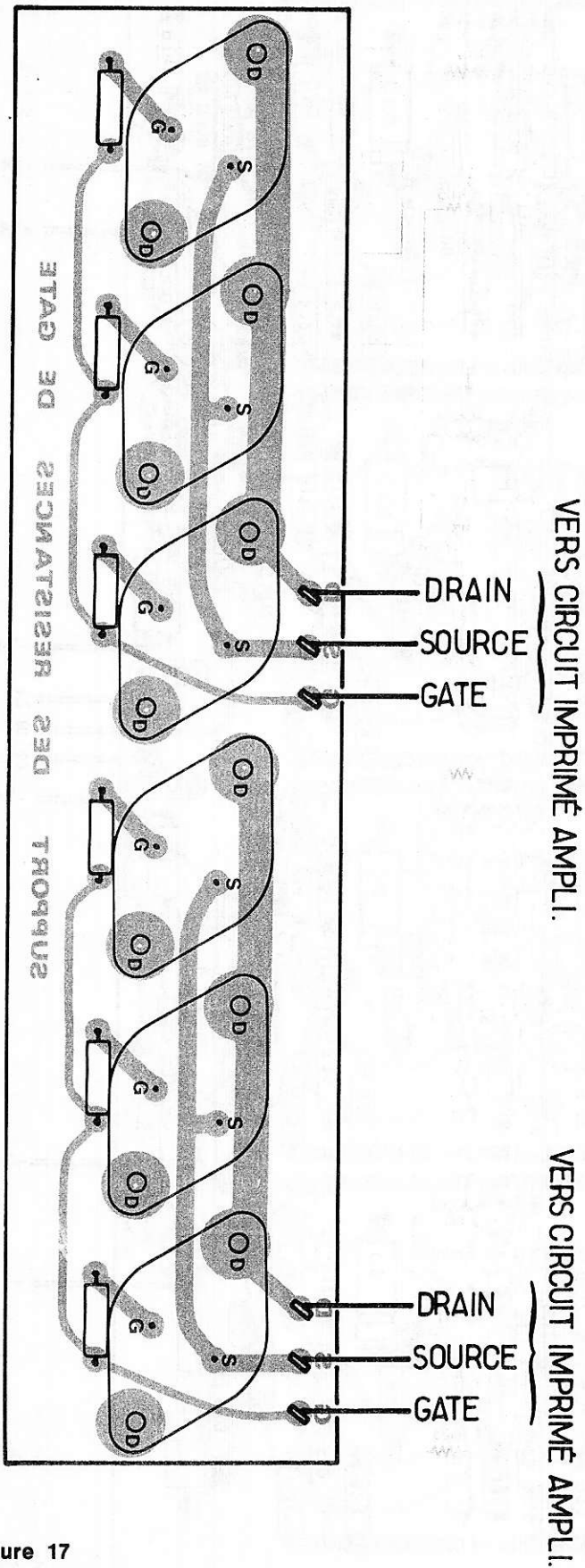


Figure 17

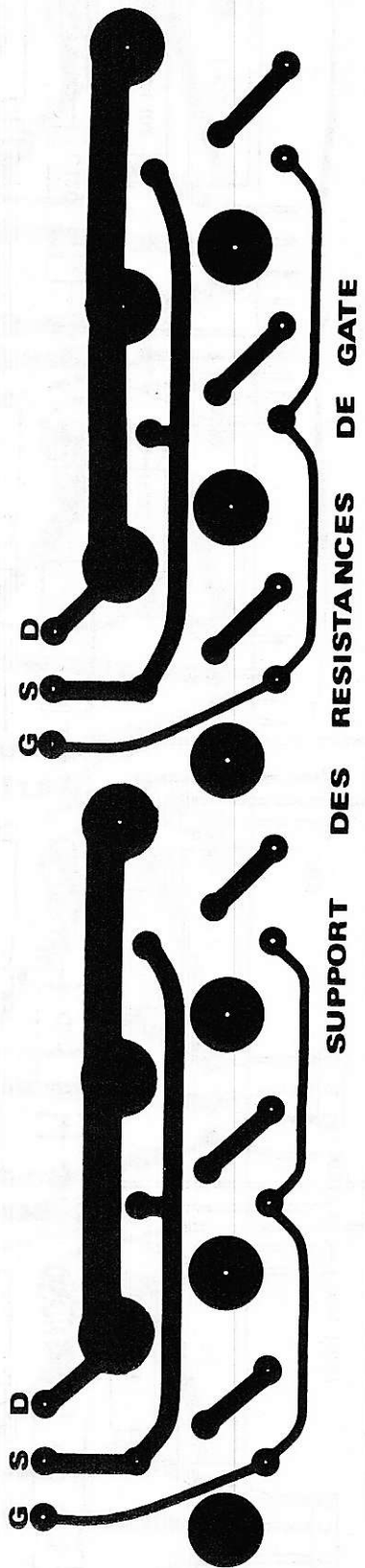


Figure 18

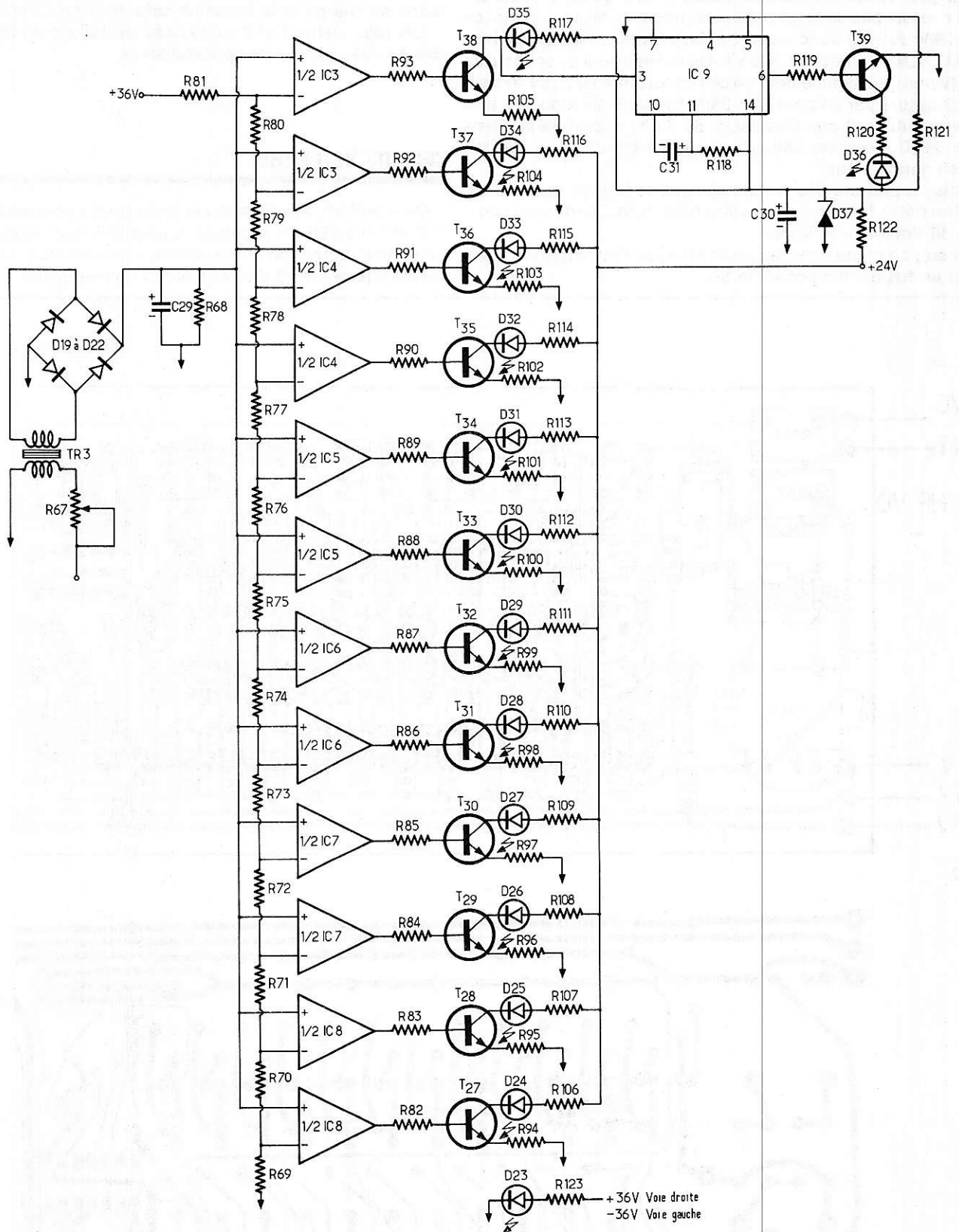


Figure 20

Le boîtier recevant l'amplificateur ayant une hauteur inférieure à 10 cm, l'emploi de transformateur torique s'est imposé. Malheureusement il n'existe pas dans cette gamme, une tension secondaire de deux fois 24 Volts on a donc recours à deux transformateurs de 24 V TRANSDUKTOR de type 6018, 300 VA. On se reportera au schéma de la **figure 19** pour le branchement de ces transformateurs. Le redressement est assuré par un pont KBH 2504 400 Volts 25 Ampères et le filtrage est confié à 6 condensateurs de 5 600 microfarads. Cette valeur de 5 600 n'est pas critique et n'a été choisie que par des impératifs commerciaux.

Toutefois on prendra des condensateurs de filtrage pouvant assurer un fort débit. Les tensions d'alimentation en charge sont voisines de + 36 Volts et - 36 Volts.

Finalement, on place dans le circuit primaire l'interrupteur arrêt-marche et un fusible temporisé de 3A.

Le montage de l'alimentation étant le premier à effectuer on pourra s'assurer du débit en plaçant plusieurs résistances de forte puissance en parallèle sur les condensateurs.

D'autre part, on pourra contrôler la valeur de la tension d'alimentation en charge et la forme de cette tension à l'oscilloscope.

Les régulateurs 1 et 2 sont vissés sur la face arrière et REG 3 est fixé à l'intérieur sur un petit radiateur.

CIRCUITS VU METRE

On a préféré, aux classiques circuits de commande de Led, UAA 170 et UAA 180 un montage à amplificateurs opérationnels, qui permettra l'obtention d'une échelle logarithmique. Chaque VU-mètre est équipé de 13 diodes électroluminescentes.

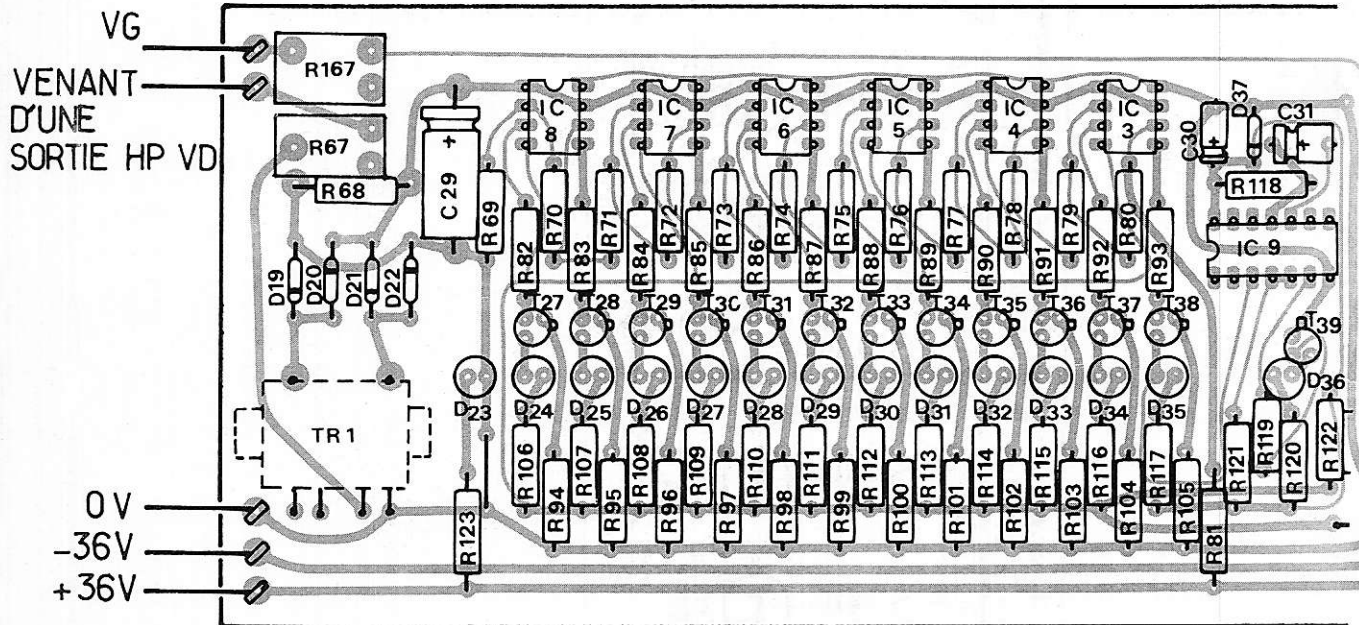


Figure 22

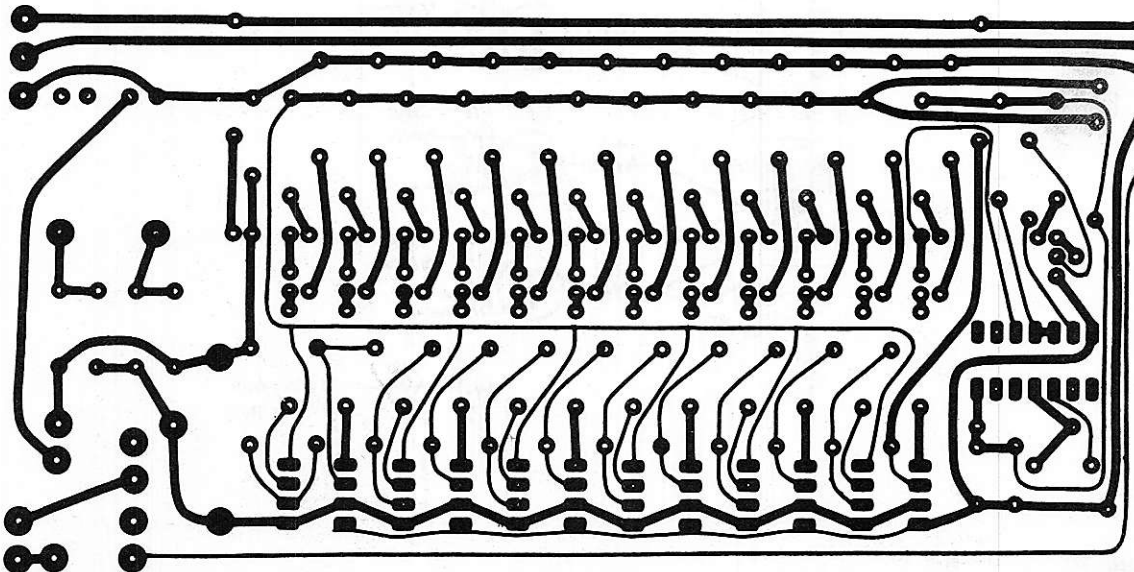


Figure 21

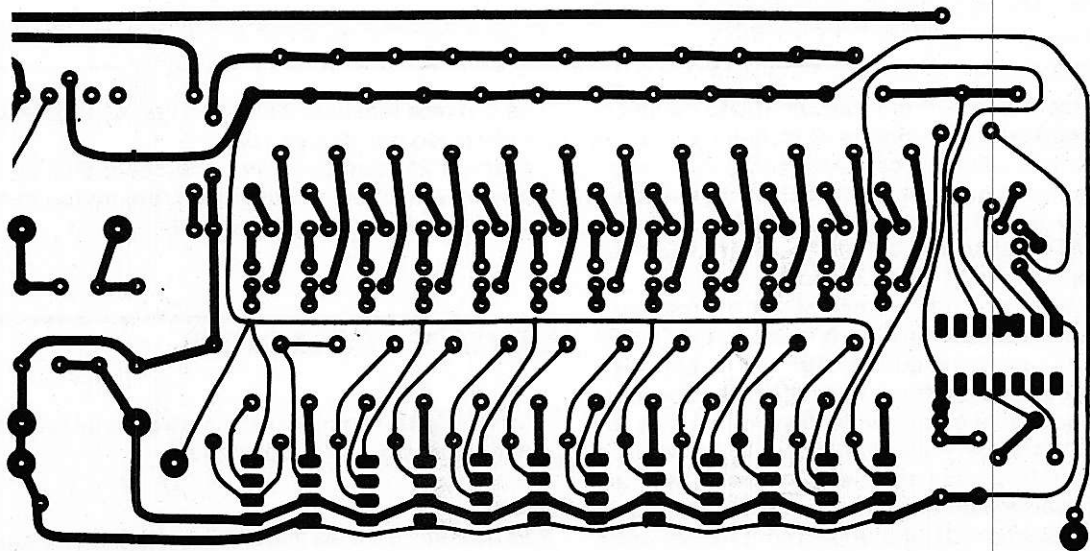
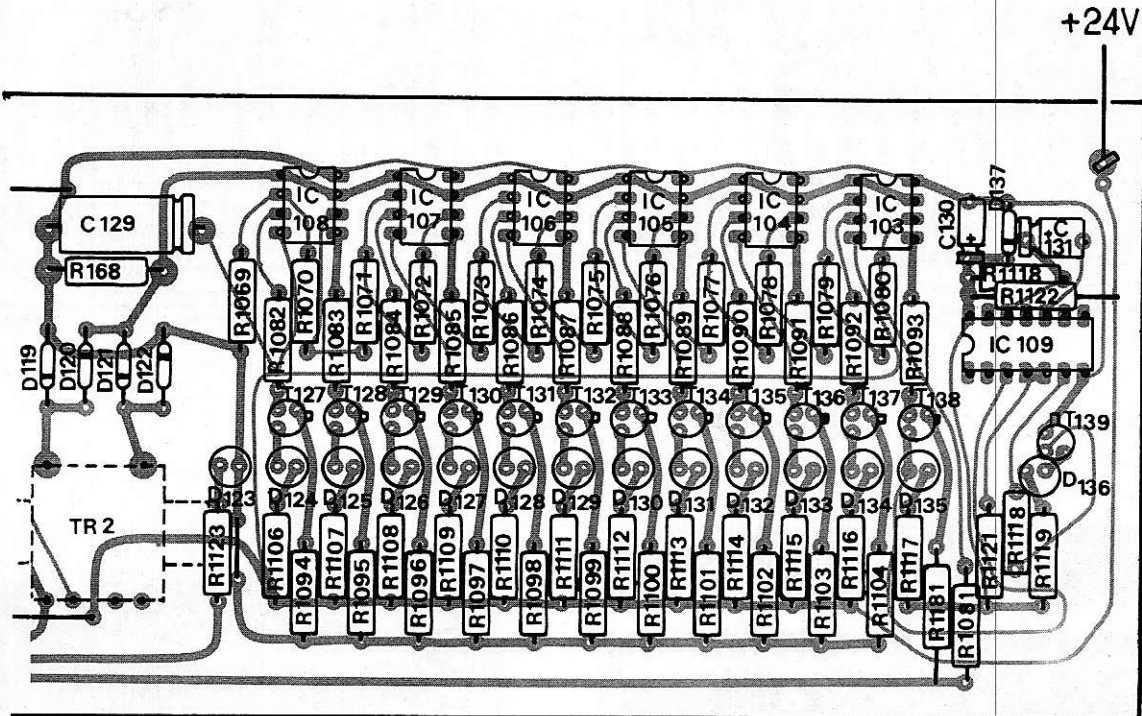
Le ruban de 12 Led allumé représente la valeur instantanée et maximale de la puissance de sortie. L'amplitude du ruban est modulée par le signal de sortie et en permet une visualisation.

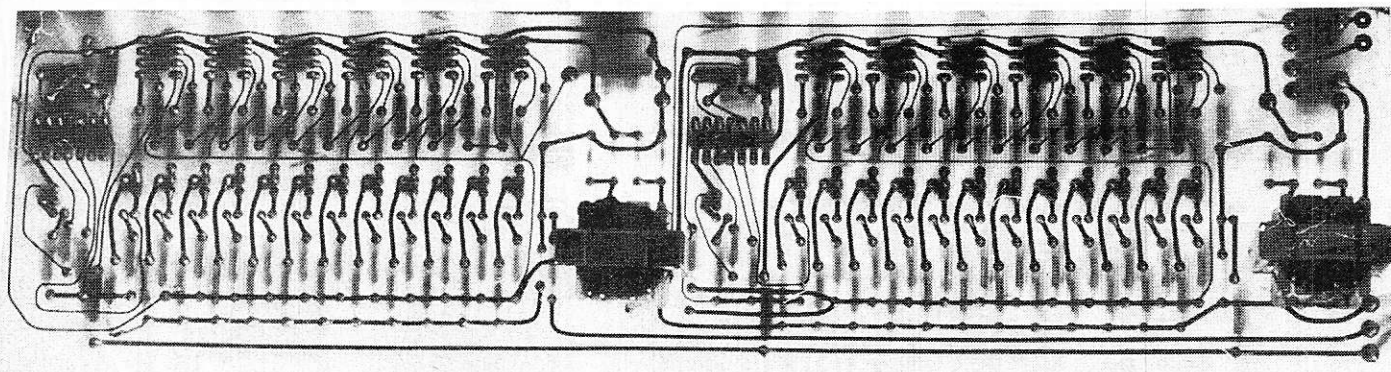
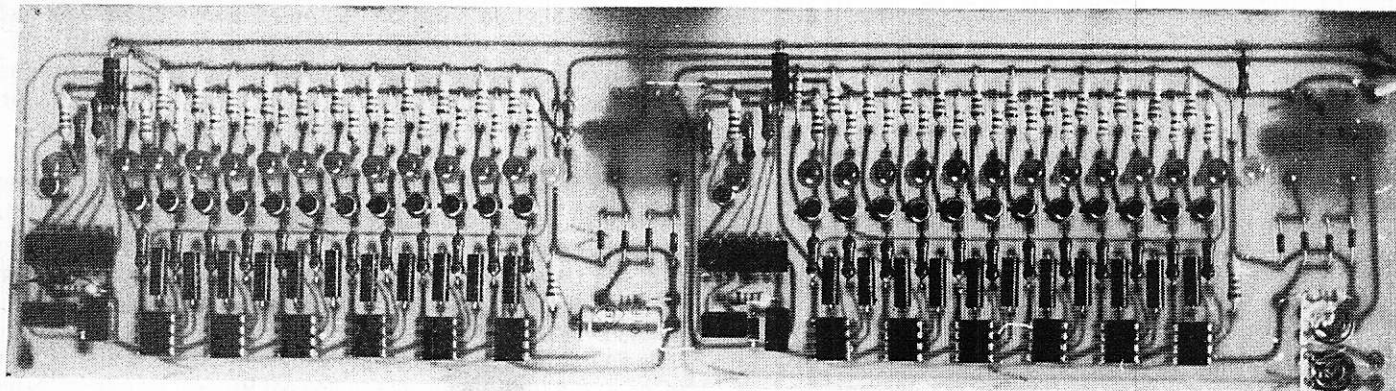
Pour éviter toute saturation, même pendant un court instant, on utilise une treizième diode, commandée par un circuit ayant fonction de maintenir la diode allumée pendant un temps fixe et suffisamment long pour alerter l'utilisateur et signaler que la douzième diode a été parcourue par un courant pendant un laps de temps si bref que l'œil n'a pu s'en rendre compte. Ceci signifie simplement que l'amplificateur a écréte le signal de sortie, que cet état de chose peut se reproduire dans les passages forts, et que finalement le niveau de sortie du préampli doit être diminué.

Le circuit, représenté à la **figure 20** utilise douze amplificateurs opérationnels et garde malgré tout une certaine compacité puisque l'on utilise 6 SN 72 558 qui sont des doubles 741, montés dans un boîtier mini-dip, dont les sorties offset ne sont pas reliées aux broches.

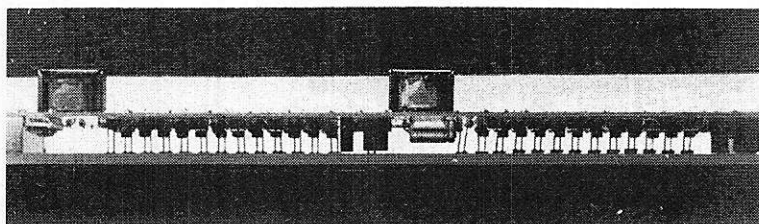
Tous les amplificateurs opérationnels sont montés en comparateur, le potentiel de chacune des entrées inverseuses est fixé par l'intermédiaire d'un pont diviseur constitué par les résistances R 71 à R82. Tous ces potentiels suivent une loi log, quant aux entrées non inverseuses, elles sont toutes reliées entre elles et reçoivent une fraction du signal de sortie de l'amplificateur.

Fonctionnement : lorsque cette fraction du signal de sortie est supérieure à la tension de référence d'un des AOP, la sortie de l'ampli opérationnel passe à l'état haut ainsi que les sorties des AOP ayant une tension de référence inférieure à celle précédemment citée. Un courant d'environ 40 mA parcourt alors les diodes électro luminescentes. Le débit est beaucoup trop important pour un simple 741, la solution adoptée consiste à utiliser des transistors fonctionnant en commutation. Le type utilisé est BC 107. Comme d'habitude ce choix n'est absolument pas critique et chacun pourra choisir un équivalent lui semblant meilleur marché.

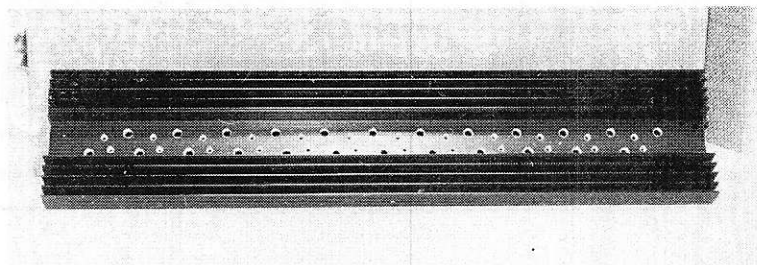




Le circuit VU mètre. Les deux transformateurs ont été placés côté piste du circuit imprimé.



Les LED de la carte VU mètre entrent dans les trous percés sur la face avant, leur connexion ont été câblées suffisamment longues.



Chaque radiateur est percé afin de recevoir 12 VMOS de puissance.

La mémoire est réalisée à partir d'une bascule monostable SN 74121. L'entrée A1, broche 3 du circuit intégré IC 11, détecte tous les fronts descendants, à partir du début de ce front la sortie Q, broche 6 passe à l'état haut pendant un temps déterminé par le condensateur placé entre les broches 10 et 11 et la résistance 11 et 14. $t = RC \ln 2$

Comme la sortie des AOP la sortie Q est utilisée pour saturer un transistor et commander l'allumage d'une diode.

Pour que ce Vu-mètre soit d'une utilisation pratique et agréable il a été équipé de Led diffusantes ayant un bon rendement, les TIL 228 ont été choisies pour leurs caractéristiques électriques et leur prix.

Raccordement du module VU-mètre à l'amplificateur de puissance. Pour des raisons de simplification évidente on ne mesure pas la tension aux bornes de la charge, mais simplement la moitié de la tension, la correction sera faite sur l'échelle. L'entrée du module VU-mètre sera reliée à la sortie d'un des deux amplis constituant le montage en « H ». Les masses des deux modules sont reliées entre elles. La tension présente aux bornes d'entrée vaut bien la moitié de la tension sur la charge, le point milieu de cette charge étant toujours au potentiel zéro.

Les diverses tensions d'alimentation sont obtenues par stabilisation effectuée par diodes Zener.

La **figure 21** représente le tracé des pistes du circuit pour une réalisation stéréo et la **figure 22** l'implantation des divers éléments sur la plaquette.

MONTAGE DE L'AMPLIFICATEUR

L'amplificateur complet est monté dans un rack GERARD, série IM case, modifié pour la circonstance.

Extérieur

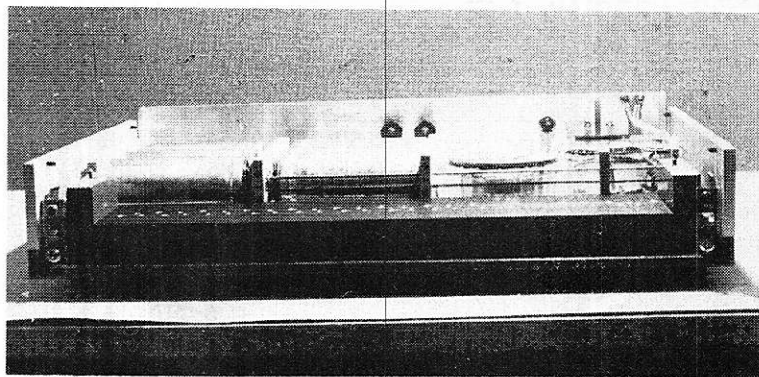
Les flasques dont les dimensions originales étaient : profondeur : 336, hauteur : 19, épaisseur : 6, ont été remplacées par des pièces de dimension : 336,60,6. Le matériau utilisé étant de l'AG5. Pour donner un aspect de surface esthétique les deux flasques ont été sablés.

On dispose dans le fond du rack, un châssis qui recevra les deux transformateurs toriques, le redresseur, les condensateurs de filtrage, et l'électronique de l'amplificateur. Pour que l'appareil n'ait pas un poids excessif, le châssis est réalisé en PVC de 5 millimètres d'épaisseur.

Cette plaque est vissée sur les deux profilés utilisés en outre pour la fixation des quatre pieds en caoutchouc situés à l'extérieur de la plaque de fond. Ces éléments sont d'origine et n'ont pas à être modifiés. Les dimensions du châssis sont : 480 x 250.

Les 24 transistors de puissance sont vissés sur deux profilés DFF 084 longs de 450 mm. Les deux refroidisseurs sont préalablement percés de manière à recevoir chacun 12 transistors en boîtier T03. Tous les transistors sont isolés du refroidisseur par une rondelle de mica et deux rondelles canon. L'équipement terminé et le câblage effectué, ils sont placés dans le coffret en avant du châssis et fixés de la même manière que celui-ci.

L'espace nécessaire au câblage et aux sorties des transistors est



L'un des radiateurs est en place, on peut également remarquer les deux batteries de condensateurs disposés à gauche des transformateurs.

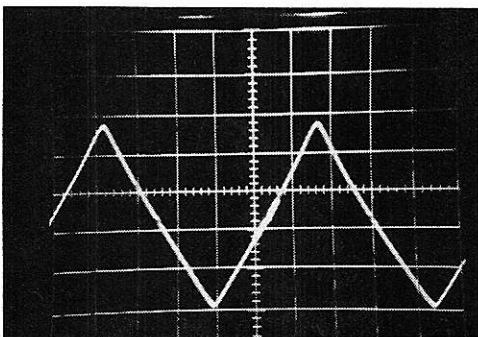


Photo 1 : Le courant de repos est faible, quelques milliampères, l'amplificateur fonctionne en classe B. La distorsion de croisement très visible.

La surintensification met bien en évidence le défaut au raccordement
Vert 10 V/div.
Horiz 20 μ s/div.

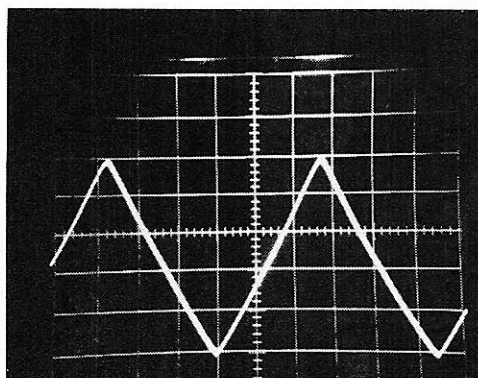


Photo 2 : Le courant de repos est réglé à 350 mA, l'amplificateur fonctionne en classe AB.

La distorsion de raccordement a disparue.
Vert 10 V/div.
Horiz 20 μ s/div.

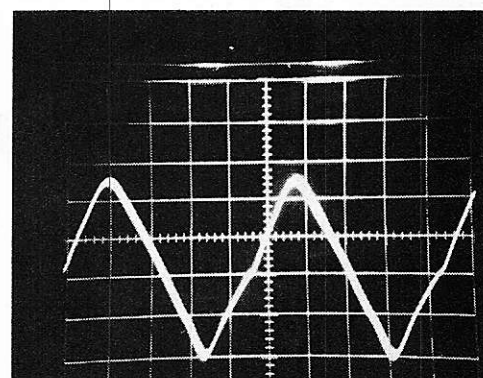


Photo 3 : Ajustage de R57 ou R58
Lorsque la résistance a une valeur trop faible, la distorsion entraîne une non linéarité du signal.

Vert 6 V/div.
Horiz 2 μ s/div.

assuré par deux cales, en PVC, de section carré, 20 x 20 et longues de 90 mm.

MISE SOUS TENSION ET REGLAGES

La mise au point de l'appareil nécessite trois opérations successives pour chaque voie :

- réglage du premier ampli
- réglage du deuxième ampli (identique)
- réglage du différentiel d'entrée.

En effectuant les différentes manipulations de mise au point il est bon de n'alimenter que la partie concernée.

- Réglage des amplis

Placer une résistance de 100 Ω 10 W aux points A et B du schéma de la **figure 10**. Avant d'appliquer les deux tensions d'alimentation on s'assurera que les résistances ajustables R39 et R57 sont au maximum de leur valeur. Après la mise sous tension, la tension de sortie, mesurée aux bornes de l'ensemble R69 C21 est quasiment nulle. On peut court-circuiter R15 de manière à avoir un potentiel d'entrée nul, pour le régime dynamique. Le courant de repos est alors faible et vaut quelques dizaines de milliampères. Les six transistors de sortie concernés ne doivent pas dissiper. En ajustant R39, on amène ce courant au voisinage de 300 mA. Les transistors de sortie sont légèrement « passants » et dissipent quelques watts. On laissera l'appareil sous tension pendant un temps suffisamment long pour qu'un équilibre thermique s'établisse.

Finalement, on court circuitera les deux résistances placées en A et B. Le courant dans la ligne d'alimentation positive devra garder la valeur qu'il avait lors de la manipulation précédente. Si ce n'est pas le cas, on recommencera l'opération autant de fois qu'il le sera nécessaire.

R57 dose le taux de contre-réaction pour la partie négative du signal de sortie. Le taux de contre-réaction pour la partie positive du signal est fixée par R49. Ces deux taux doivent être identiques, sous peine de distorsion.

On réglera donc R59 en injectant à l'entrée de T3 un signal sinusoïdal, en se plaçant aux bornes de R15 et en déconnectant R13, puis en observant le signal de sortie à l'oscilloscope, ou mieux avec un analyseur d'onde ou un distorsiomètre.

L'ampli débitera sur sa charge nominale : 8 Ω .

On procède ensuite au réglage du deuxième ampli et finalement au différentiel d'entrée.

On déconnecte R13 et R15, puis on injecte un signal sinusoïdal sur T₀, les tensions alternatives prélevées aux bornes de R11 et R12 devront être identiques. On agira sur R6 et R7 pour obtenir cette symétrie.

Les deux potentiomètres étant préalablement au maximum de leur valeur. Dès que les résistances R13 et R14 seront remises en place, l'amplificateur sera prêt à fonctionner.

Si l'on dispose du matériel nécessaire on pourra relever les différentes caractéristiques de l'amplificateur.

Résistances

R1			R63	4,7 Ω	ajust
R2	27 KΩ	0,5 W	R64	82 Ω	1 W
R3	10 KΩ	0,5 W	R65	22 Ω	1 W
R4	2,2 KΩ	0,5 W	R66	1,2Ω	1 W
R5	27 KΩ	0,5 W	R67	22 kΩ	1 W
R6	10 K + 10 kΩ	ajust	R68	47 KΩ	RH55 for
R7	10 K + 10 K	ajust	R69		ajustable
R8	56 K	0,5 W	R70	825	
R9	56 K		R71	750	1 %
R10	1 K		R72	909	
R11	1 K		R73	1,15 K	
R12	22 K		R74	1,54 K	
R13	22 K		R75	2,21 K	
R14	220 Ω		R76	3,16 K	
R15	220 Ω		R77	2,74 K	
R16	220 Ω		R78	1,69 K	
R17	220 Ω		R79	1,82 K	
R18	22 K		R80	4,32 K	
R19	22 K		R81	17,8 K	
R20	10 K		R82	10 K	
R21	10 K		R83	10 K	
R22	10 K		R84	10 K	
R23	10 K		R85	10 K	0,5 W
R24	330 Ω		R86	10 K	
R25	330 Ω		R87	10 K	
R26	220 Ω		R88	10 K	
R27	220 Ω	ajust	R89	10 K	
R28	220 Ω	ajust	R90	10 K	
R29	220 Ω	0,5 W	R91	10 K	
R30	390 Ω		R92	10 K	
R31	390 Ω		R93	10 K	
R32	390 Ω		R94	100 Ω	
R33	390 Ω		R95	100 Ω	
R34	22 K		R96	100 Ω	
R35	22 K		R97	100 Ω	
R36	3 K 3		R98	100 Ω	
R37	3 K 3		R99	100 Ω	
R38	20 K		R100	100 Ω	
R39	20 K		R101	100 Ω	
R40	1 K	1 %	R102	100 Ω	
R41	1 K	1 %	R103	100 Ω	
R42	3 K 3	1 %	R104	100 Ω	
R43	3 K 3	1 %	R105	100 Ω	
R44	10 K	0,5 W	R106	820 Ω	
R45	10 K		R 107	820 Ω	0,5 W
R46	11 K		R108	820 Ω	
R47	11 K		R109	820 Ω	
R48	1 K		R110	820 Ω	
R49	1 K		R111	820 Ω	
R50	1 K		R112	820 Ω	
R51	1 K		R113	820 Ω	
R52	1 K		R114	820 Ω	
R53	1 K		R115	820 Ω	
R54	1 K	0,5 W	R116	820 Ω	
R55	1 K	0,5 W	R117	220 Ω	
R56	1 K	0,5 W	R118	33 K	
R57	1 K	0,5 W	R119	10 K	
R58	1 K	0,5 W	R120	180 Ω	
R59	1 K	0,5 W	R121	330 Ω	
R60	220 K	0,5 W	R122	220 Ω	
R61	220 K	0,5 W	R123	1 K	
R62	4,7 Ω	ajust			

Condensateurs

C1	0,1 μ	100 V
C2	0,1 μ	100 V
C3	0,1 μ	100 V
C4	0,1 μ	100 V
C5	220 pF	100 V
C6	220 pF	100 V
C7	10 μF	25 V
C8	10 μF	25 V
C9	100 μF	10 V
C10	100 μF	10 V
C11	4,7 pF	100 V
C12	4,7 pF	100 V
C13	22 μF	63 V
C14	22 μF	63 V
C15	0,1 μF	100 V
C16	0,1 μF	100 V
C17	10 pF	100 V
C18	10 pF	100 V
C19	100 μF	63 V
C20	100 μF	63 V
C21	5600 μF	80 V
C22	5600 μF	80 V
C23	5600 μF	80 V
C24	5600 μF	80 V
C25	5600 μF	80 V
C26	5600 μF	80 V
C27	0,1 μ	100 V
C28	0,1 μ	100 V
C29	100 μ	25 V
C30	200 μ	6 V
C31	47 μ	25 V
C0	200 μF	20 V

Diodes

D1	CR 200
D2	CR 200
D3	CR 470
D4	CR 470
D5	CR 470
D6	CR 470
D7	CR 470
D8	CR 470
D9	1N 4148
D10	1N 4148
D11	1N 4148
D12	1N 4148
D13	1N 4148
D14	1N 4148
D15	BZ X 85 C15
D16	BZ X 85 C15
D17	BZ X 85 C15
D18	BZ X 85 C15
D19	1N 4118
D20	1N 4148
D21	1N 4148
D22	1N 4148
D23	TIL 210 A
D24	TIL 210 A

SANTS

D25	TIL 210 A
D26	TIL 210 A
D27	TIL 210 A
D28	TIL 210 A
D29	TIL 210 A
D30	TIL 210 A
D31	TIL 210 A
D32	TIL 210 A
D33	TIL 210 A
D34	TIL 210 A
D35	TIL 210 A
D36	TIL 210 A
D37	BZX 85C5,1

Circuits intégrés

IC1	CA 3046
IC2	CA 3046
IC3	SN 72 558
IC4	SN 72 558
IC5	SN 72 558
IC6	SN 72 558
IC 7	SN 72 558
IC 8	SN 72558
IC 9	SN 74 121

Divers	
REG 1	MC 7824 CK
TEG 2	MC 7924 CK
REG 3	MC 7824 CK
TR1	6018
TR2	6018
TR3	primaire 20 K secondaire 2 K
T0	MD 8003
T1	2N 5210
T2	2N 5210
T3	MD 8003
T4	MD 8003
T5	2N 4402
T6	2N 4402
T7	MPSU T6
T8	MPSU T6
T9	MPSU 56
T10	MPSU 56
T11	MPSU 07
T12	MPSU 07
T13	2N 2222
T14	2N 2222

T15	2N 6658
T16	2N 6658
T17	2N 6658
T18	2N 6658
T19	2N 6658
T20	2N 6658
T21	2N 6658
T22	2N 6658
T23	2N 6658
T24	2N 6658
T25	2N 6658
T26	2N 6658
T27	BC107
T28	BC 107
T29	BC 107
T30	BC 107
T31	BC 107
T32	BC 107
T33	BC 107
T34	BC 107
T35	BC 107
T36	BC 107
T37	BC 107
T38	BC 107
T39	BC 107

ACOUSMAT

LES MODULES HYBRIDES « APOLLO »



PERFORMANCES PROFESSIONNELLES

Boîtier 24 pins DIL
Alimentation 24 volts

HM 80 AMPLI OP

± 40 dB - 3 Hz à 200 kHz
0,1 % de distors. Nombreux schémas
fournis avec ce module :

EQUALIZER - FILTRES
OSCILLATEURS, etc.

PRIX : 190 F

HM 70 PREAMPLI

70 dB - Faible bruit 0,05 % distor.
Utilisations : PU, MICRO
TETES MAGNETIQUES

PRIX : 190 F

HM 30 COMPRESSEUR

34 dB - Complet 0,3 % distor.
La qualité d'un matériel de studio
dans un boîtier miniature
33 x 20 x 15 mm

PRIX : 250 F

RADIO-ROBUR

VENTE EXCLUSIVE

102, bd Beaumarchais - 75011 PARIS

Tél. : 700-71-31

Métro : Sébastien-Froissart

c.s. R.P. 10-79

DEVENEZ COLLABORATEUR DE "RADIO-PLANS"

Vous avez réalisé un montage de conception
personnelle et originale : faites-nous en part en
quelques lignes.

Si votre réalisation est retenue, elle pourra faire
l'objet d'une parution dans votre revue.

Pour plus de détails (présentation, rémunération,
etc...), écrivez à la rédaction.

2 à 12, rue de Bellevue 75019 PARIS

La Rédaction de Radio-Plans Recherche

UN TECHNICIEN EN ELECTRONIQUE,

dégagé des Obligations Militaires
résidant en région parisienne.

Pour informations complémentaires, écrire à :

RADIO-PLANS Rédaction
2-12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19

(ne pas téléphoner)

K
K
SSO
1000

EGALISEUR GRAPHIQUE A DEUX CIRCUITS INTEGRES

Dans la plupart des égalisateurs graphiques on utilise un nombre important de semi-conducteurs : transistors ou circuits intégrés ainsi que les diodes, pour la réalisation de filtres de bande, nécessaires dans les montages de ce genre. Il existe toutefois des moyens de diminuer le nombre des composants actifs tout en n'augmentant pas le nombre des composants passifs R, C, L.

On peut aussi éviter des composants L (bobines) qui sont parfois difficiles à trouver chez les détaillants.

Un égaliseur graphique économique a été proposé dans la revue allemande **FUNKSCHAU** VOL 51 n° 15 (1979) par **Volker Leipold**. Cet égaliseur possède toutes les qualités des modèles plus complexes.

Le schéma de l'égaliseur de V. Leipold est donné à la **figure 1**. On peut voir immédiatement que les filtres sont au nombre de cinq et que ce sont des filtres passifs n'utilisant que des résistances et des condensateurs. Ce choix des composants met ce montage à la portée de tous les techniciens avertis. Partons de l'entrée à laquelle on applique la tension U_c à « traiter » par l'égaliseur.

CI-1 est un μA 709 CN, amplificateur opérationnel (AOP). Il fonctionne avec une alimentation double (\pm) de 12 à 15 V. Ce CI doit être corrigé par les composants montés entre les points de détermination 1 et 8 ($C_3 - R_3$) et les points de terminaison 6 (sortie) et 5, par C_4 de 220 pF.

L'amplificateur opérationnel CI-1 est soumis à une contre-réaction, effectuée par R_4, P_6 et R_6 .

Grâce au potentiomètre P_6 on pourra faire varier le gain par modification du taux de contre-réaction. Il est clair que si le curseur de P_6 est du côté de R_5 et R_8 , il y a maximum de contre-réaction, donc minimum de gain pour la voie commune CI-1.

Si le curseur de P_6 est du côté de R_6 , la contre-réaction est au minimum et le gain est maximum.

Remarquons que le signal à modifier par l'égaliseur est appliqué à l'entrée non inverseuse point 3 marqué +. Le signal amplifié par CI-1 est disponible à la sortie 6 d'où il est transmis par R_5 de 47Ω à une ligne B_1 à laquelle seront branchés les réseaux $R_7 - P_1 - R_8$ et les suivants, jusqu'à $R_{19} - P_4 - R_{20}$ et $C_{13} - P_5 - C_{14}$. Les autres extrémités de ces réseaux sont reliées à la ligne B_3 qui aboutit à la sortie de l'égaliseur où la tension BF totale, après égalisation, est désignée par U_o .

Dans tous les cas les potentiomètres P_1 à

P_5 réglent la tension correspondant à chaque filtre passif.

Ce réglage s'effectue de la manière suivante. Les réseaux associés aux potentiomètres P_1 à P_5 fonctionnent à la fois comme réglages de gain et comme réglages de contre-réaction.

En effet la ligne B_1 est reliée par R_5 à la sortie de CI-1 et fournit le signal. La ligne B_3 étant reliée aux réseaux aboutissant par les filtres RC à la ligne B_2 , constitue une partie d'une boucle de contre-réaction entre la sortie de CI-2 et l'entrée inverseuse de ce même CI.

Il en résulte que si P_1 par exemple est réglé de manière à ce que le curseur soit poussé à fond vers R_7 , on constatera que :

(a) la contre-réaction est au maximum donc le gain de CI-2 est diminué;

(b) la tension fournie par R_5 au réseau $R_7 - P_1 - R_8$ est au minimum, donc gain également diminué.

On verra de même que le gain est augmenté si le curseur de P_1 est du côté de R_8 .

Mêmes actions de P_2 à P_5 .

Les filtres sont, composés de deux réseaux RC. L'un par exemple C_7 et R_{13} est un réseau série, l'autre, R_{14} et C_8 est un réseau parallèle.

L'ensemble forme un filtre passe-haut, $C_7 - R_{13}$.

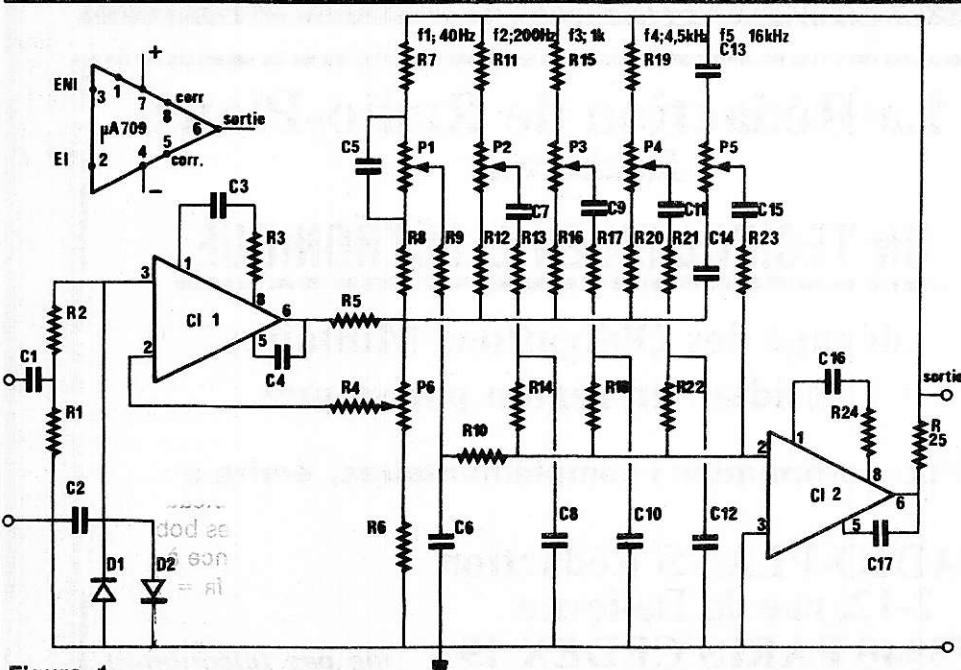


Figure 1

$R_1, R_4, R_9, R_{10}, R_{13}$

$R_{14}, R_{17}, R_{18}, R_{21};$

$R_{22} = 33k \Omega$

$R_2, R_3, R_{23}, R_{24} = 1,5k \Omega$

$R_5, R_{25} = 47 \Omega$

$R_6, R_7, R_8 = 10k \Omega$

$R_{11}, R_{12}, R_{15}, R_{16}$

$R_{19}, R_{20} = 6,8k \Omega$

$C_1 = 1 \mu F$

$C_2 = 3,3nF$

$C_3, C_9, C_{10} = 4,7nF$

$C_4, C_{17} = 220pF$

$C_5, C_6, C_{16} = 47nF$

$C_7, C_8 = 22nF$

$C_{11}, C_{12} = 1nF$

$C_{13}, C_{14}, C_{15} = 330pF$

$CI_1, CI_2 = \mu A 709 CN$

$D_1, D_2 = 1N4148$

La fréquence de coupure d'un filtre passe-haut ou d'un filtre passe-bas, est donnée par la formule

$$f_c = \frac{1}{2 \pi R C}$$

avec f_c en hertz, R en mégohms et C en microfarads soit le cas du filtre associé à P_2 .

On a $C_7 = 0,022 \mu F$ et $R_{13} = 0,033 M\Omega$, ce qui donne,

$$f_{ch} = \frac{1}{2 \pi \cdot 0,033 \cdot 0,022} = 219 \text{ Hz}$$

Avec $C_8 = 0,022 \mu F$ et $R_{14} = 0,033 M\Omega$ on trouvera, évidemment la même valeur, 219 Hz pour f_{cb} .

En réalité le calcul du filtre passe-haut n'a pas été correct car à R_{13} il fallait ajouter la contribution de P_2 dans le réseau série. De ce fait, le produit RC étant plus élevé, f_c sera plus faible que 219 Hz.

Ainsi, lorsque le filtre doit agir au maximum, la résistance série est $R_{13} + R_{12} = 39,8 K\Omega$. Le calcul de f_c donne alors

$$f_c = \frac{1}{2 \pi \cdot 0,0398 \cdot 0,022} = 181 \text{ Hz}$$

et la bande comprise entre les deux fréquences de coupure $f_{cb} = 219 \text{ Hz}$ et $f_{ch} = 181 \text{ Hz}$ est axée sur 200 Hz environ. On montre à la **figure 2** les fréquences de coupure f_{ch} et f_{cb} et la fréquence médiane 200 Hz environ.

Pour les autres réseaux, des calculs analogues permettent de voir que les fréquences médianes sont 1 000 Hz et 4, 7 kHz. En ce qui concerne le réseau destiné

à $f_1 = 40 \text{ Hz}$, on remarquera C_5 shuntant le potentiomètre P_1 . Et l'absence du condensateur du réseau série qui se réduit à R_9 . Ces modifications donnent comme fréquence de coupure 60 Hz. De même le réseau associé à P_5 ne comporte pas de filtre passe-bas mais uniquement le filtre passe-haut C_{13} - R_{23} .

En vue d'une bonne stabilité aux fréquences élevées, la limite supérieure des fréquences des signaux transmis est fixée vers 25 kHz, grâce à la valeur de la résistance R_{23} du dernier filtre passif.

La réunion des signaux de voie, dosés par les potentiomètres P_1 à P_5 , se fait sur la ligne B_2 reliée à l'entrée inverseuse de $CI-2$.

Celui-ci peut être considéré comme l'amplificateur mélangeur de l'égaliseur.

Il est conseillé d'utiliser des résistances de filtre, de valeurs aussi proches que possible de celles indiquées qui, d'ailleurs, sont des valeurs normalisées.

Si les valeurs réelles des résistances et, aussi, celles des condensateurs, sont différentes, les fréquences médianes de chaque voie seront modifiées.

Pour une plus grande précision, il faudra vérifier les résultats obtenus avec un matériel donné et modifier les valeurs des composants si les résultats sont trop différents de ceux attendus.

Rien ne s'oppose à ce que l'on augmente le nombre des voies. Dans ce cas, on modifiera aussi les fréquences médianes des voies qui seront plus proches les unes des autres.

Si par exemple on choisit les voies suivantes : 25 Hz, 100 Hz, 400 Hz, 1 600 Hz, 5 200 Hz et 20 800 Hz, on aura six voies au lieu de cinq. La progression géométrique des valeurs des fréquences est de raison 4.

Avec une raison 3, on aura les fréquences 25, 75, 225, 675, 2 025, 6 075, 18 225, soit sept voies.

Le calcul des éléments des filtres se fera d'après les formules données plus haut.

On laissera telles quelles les valeurs des résistances et on modifiera celles des condensateurs. Des valeurs normalisées, aussi proches que possible de celles calculées conviendront. Il est, d'ailleurs, toujours possible de monter en parallèle sur un condensateur de valeur insuffisante, un autre condensateur, d'appoint.

NOUVELLES BOBINES A NOYAU DE FERRITE

Dans la revue éditée par SIEMENS, COMPONENTS REPORT (vol XIII 4-78) nous relevons un tableau des caractéristiques des bobines de self-induction de faibles dimensions, dont les valeurs peuvent être choisies entre 0,1 μH et 470 μH , ce qui peut donner satisfaction aux techniciens s'intéressant à des montages fonctionnant aux hautes fréquences depuis 25 MHz et plus, jusqu'à 800 kHz et moins.

A la **figure 3** on donne les dimensions de ces bobines fabriquées par SIEMENS.

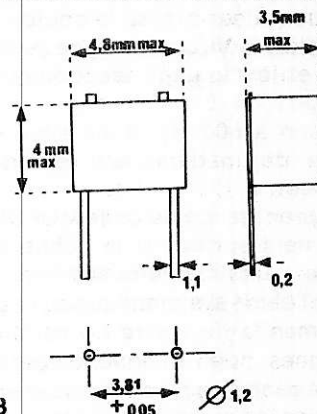


Figure 3

On remarquera que ces dimensions sont valables pour toute la série dite MIFI B78008 - B78018. On peut voir sur la figure que la largeur est de 4,8 mm maximum, la hauteur de 4 mm maximum et l'épaisseur de 3,5 mm maximum.

La longueur des fils de branchement est de 3,5 mm maximum et leur diamètre de 1,1 mm maximum.

On pourra monter ces bobines de très petites dimensions sur des platines imprimées.

L'écartement des deux broches est de $3,81 \pm 0,05 \text{ mm}$, comme indiqué en bas de la figure. Les trous pratiqués dans la platine devront être de $1,2 + 0,1 \text{ mm}$.

Nous donnons au tableau I les caractéristiques principales des bobines MIFI : Q minimum, f_m = fréquence à laquelle on a effectué les mesures, f_r = fréquence de résonance propre de la bobine, R_0 = résistance au courant maximum admissible, I_{max} = courant maximum, L -tolérance = tolérance en pourcentage.

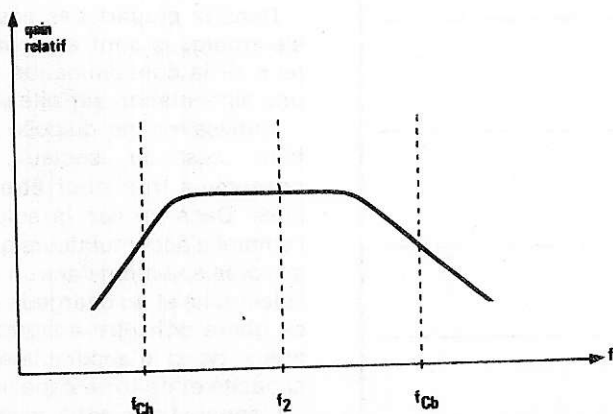


Figure 2

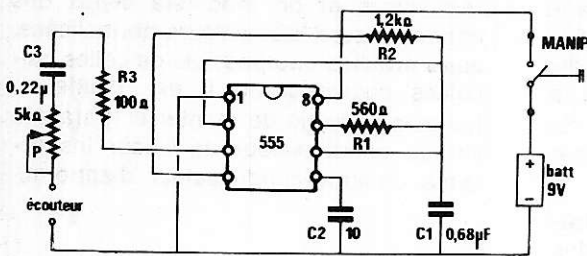


Figure 6

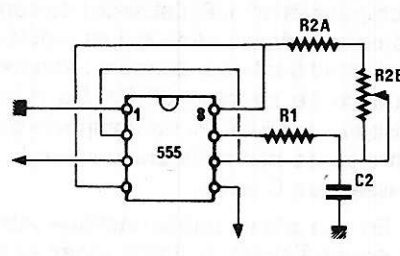


Figure 7

Ceux qui possèdent un transformateur basse fréquence de sortie, à primaire à impédance élevée et à secondaire à basse impédance pourront effectuer le montage de la **figure 8**. Le primaire P sera connecté à la sortie et le secondaire, au petit haut-parleur de 2 à 16 Ω.

Remarquons que le signal fourni par le 555 étant de forme rectangulaire, il possède de nombreux harmoniques dont la fréquence peut être élevée donc, du domaine des hautes fréquences.

Le montage en oscillateur du 555 se reconnaît par la mise à la masse du point de terminaison 1, le + 9 V aux points 4 et 8 réunis, la liaison directe 1 à 6 et par R₁ à 7.

La fréquence d'oscillation est déterminée par les valeurs de R₁, R₂ et C₁. Elle se situe vers 800 Hz.

Lorsque le manipulateur est en position normale, il n'y a pas de contact et la liaison entre la ligne + 9 V et le pôle + de la pile de 9 V est interrompue.

Cette disposition, dispense de l'emploi d'un interrupteur du circuit d'alimentation.

Si l'utilisateur presse le bouton du manipulateur, le circuit de ligne positive est fermé et le montage électronique fonctionne.

Un son à 800 Hz, donc situé dans la gamme du médium est reproduit par l'écouteur.

L'apprentissage du code MORSE se fait rapidement surtout si le débutant en la matière, a une mémoire auditive.

Pour l'étude systématique du code, il est recommandé de suivre un certain ordre des signes, point et ligne, en partant des combinaisons les plus simples et en terminant avec les combinaisons les plus compliquées, de points et ligne.

Voici au tableau II, l'ordre auquel l'élève devra obéir pour retenir rapidement le code télégraphique morse

L'ordre dans lequel on devra apprendre le MORSE, a été établi par un amateur-émetteur G. Stützenhofecker (DJ 1 N G). En le suivant et en s'aidant de l'appareil proposé, il ne sera pas difficile de retenir les signaux du tableau I, au bout d'un temps raisonnable.

Le son à 800 Hz peut être aisément modifié. En effet la fréquence du signal dépend de R₁, R₂ et C₂. On rendra R₂, par exemple, variable, en montant un potentiomètre R_{2A}, comme indiqué à la **figure 7**. Le potentiomètre R_{2B} est de 500 Ω. Il est monté en série avec la résistance R_{2A} de 1 KΩ. En faisant varier la valeur de R_{2B}, le son variera entre 500 et 1 200 Hz environ.

L'écouteur à brancher à la sortie, entre P et la ligne de masse, doit avoir une impédance de 200 Ω au minimum et 2 000 Ω au maximum. Un casque à deux écouteurs aura la même résistance.

Il est également possible de monter un petit haut-parleur à la place de l'écouteur mais il est difficile de trouver un reproducteur de ce genre ayant une résistance de 200 Ω minimum.

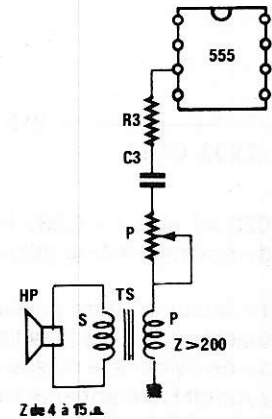


Figure 8

Si l'on ne dispose pas de manipulateur de type classique, on pourra le remplacer tout simplement par un bouton de sonnerie à poussoir dont la position de repos soit celle de coupure. La modification de la capacité de C₁ permettra de créer des signaux de diverses fréquences.

Ainsi si C₁ = 6,8 μF le signal sera à 80 Hz. Si C₁ = 68 nF, le signal sera à fréquence élevée, 8 000 Hz.

Rien ne s'oppose à monter, à la place de C₁, un commutateur à plusieurs positions, mettant en circuit des condensateurs de 68 μF, 6,8 μF, 0,68 μF, 68 nF, 6,8 nF.

CHARGEUR D'ACCUMULATEURS

Dans la plupart des cas, les appareils électroniques sont alimentés sur le secteur. Si la consommation est très faible, une alimentation sur pile est admissible.

L'utilisateur ne dispose pas dans certains cas de secteur et l'appareil consomme trop pour être alimenté sur piles. Dans ce cas la solution est dans l'emploi d'accumulateurs qui seront chargés préalablement dans un endroit où il y a l'électricité et un chargeur. Un appareil de ce genre doit être adaptable à de nombreux types d'accumulateurs, de faible capacité et de forte capacité.

L'appareil que nous allons décrire a été proposé par **DON SCHNEIDER** dans **Popular Electronics** VOL 16 n° 1.

1° e	•	2° f	—
i	••	m	— —
s	•••	o	— — —
h	••••	0	— — — —
5	•••••		

3° a	• —	4° n	— •
u	•• —	g	— — •
v	••• —	9	— — — •
4	•••• —		

5° w	• — —	6° r	• — •
l	• — — —	f	•• — •
1	• — — — —	l	•• — ••
		2	•• —

7° d	— ••	8° k	— • —
b	— •••	c	— • — •
7	— — •••	x	— •• —
		8	— — — ••

9° p	• — — — •	10° y	— • — —
q	• — — — ••	z	— — — ••
3	•• — — — •	6	— — — ••

11° virgule	••• — —	12° k	— • —
séparation	— ••• —	ka	— • — • —
point	• — — —	ar	• — — • —
p. interrog.	•• — — — ••	erreur	••••••••
barre	— ••• —		

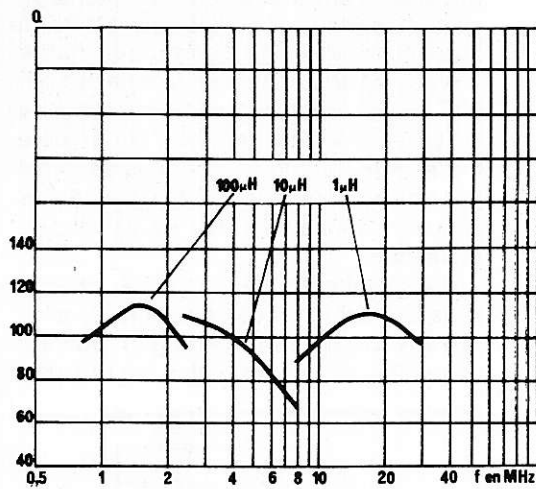


Figure 4

A la figure 4 on donne trois courbes qui indiquent la variation du coefficient de surtension Q pour les bobines considérées, à différentes fréquences.

On peut voir que les valeurs obtenues sont largement supérieures aux Q minima annoncés dans le tableau. On atteint aisément Q = 100 et plus, jusqu'à 110, pour les bobines de 100 μH, 10 μH et 1 μH.

Les fréquences sont comprises entre 500 kHz et 40 MHz.

L'aspect d'une bobine MIFI est visible sur la figure 5 soit à choisir des bobines pour l'accord sur 1 000 kHz, avec un condensateur ajustable de 200 pF environ.

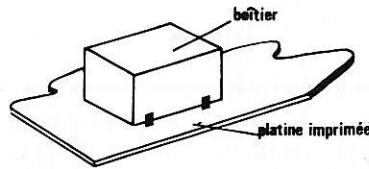


Figure 5

La formule de Thomson donne la valeur de la bobine,

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 C}$$

avec L en henrys, f en hertz et C en farads.

En effectuant le calcul on trouve :

$$L = 126 \mu\text{H}$$

La valeur la plus proche de L, qui se trouve dans le tableau I est 100 μH. La capacité correspondante est alors donnée par proportionnalité :

$$\frac{C_x}{200} = \frac{126}{100}$$

ce qui donne

$$C_x = 252 \text{ pF}$$

Pratiquement, on devra adopter un condensateur ajustable pouvant être réglé entre 200 et 300 pF.

Remarquons aussi que le tableau indique pour L, une tolérance de ± 10 % donc, la bobine de 100 μH peut valoir en réalité 90 à 110 μH environ.

Pour réaliser un transformateur, on utilisera deux bobines couplées par capacité en tête, ou à la base, selon les indications données dans les cours d'électronique.

Ces bobines conviennent aussi, comme bobines d'arrêt dans les circuits de découplage, associées à des capacités de valeurs convenables.

Les courants maxima pouvant traverser les bobines sont importants, de 45 mA à 1,29 A, ce qui donnera une sécurité complète dans les montages à transistors ou à circuits intégrés où les courants sont généralement très faibles.

D'autre part, la valeur du coefficient de surtension Q à vide, permet de déterminer la largeur de bande des signaux transmis par un circuit amplificateur.

Soit B cette bande. Si le circuit réalisé présente, aux mesures, une bande B' inférieure à B on devra monter en parallèle sur la bobine L, une résistance d'amortissement.

Si B' est supérieure à B, la bobine à un Q trop faible et on devra avoir recours à un autre type de bobinage. A noter, toutefois, que les valeurs de Q indiquées au tableau sont des valeurs minima, les valeurs réelles étant souvent très supérieures à celles garanties.

L (μH)	Tolerance %	Q min.	f _M (MHz)	f _R (MHz)	R ₀ (Ω)	I max (mA)
0,1	± 20	40	25	> 250	0,06	1290
0,15			25		0,07	1190
0,22			25		0,08	1090
0,33			25		0,09	1020
0,47	± 20	40	25	> 250	0,11	950
0,68	± 20	50	25	230	0,14	850
1	± 10	50	25	150	0,16	790
1,5	± 10	50	7,9	110	0,19	730
2,2			7,9	80	0,25	630
3,3			7,9	65	0,4	500
4,7			7,9	55	0,6	410
6,8			7,9	45	0,7	370
10			7,9	34	0,9	310
15	± 10	50	2,5	26	1,1	260
22			2,5	20	1,5	210
33			2,5	16	1,9	170
47			2,5	14	2,5	140
68			2,5	13	4	120
100			2,5	11	6	100
150	± 10	50	0,79	9	7	80
220			0,79	7	7	65
330			0,79	6	9	55
470			0,79	5	11	45
470			0,79	5	11	45

MANIPULATEUR ELECTRONIQUE MORSE TRES SIMPLE

Dans ELO vol 8 1979, Ekkehard Scholtz, propose un manipulateur électronique MORSE dont le schéma est donné à la figure 6.

Le circuit intégré 555 bien connu de tous les techniciens par ses multiples applications, est monté en multivibrateur astable, autrement dit en oscillateur, fournissant à sa sortie, point 3, un signal en forme de dents de scie, transmis aux points de branchement du reproducteur sonore, par R₃ de 100 Ω, C₃ de 0,25 μF et le potentiomètre P de 5 KΩ. Ce potentiomètre sert de réglage de volume.

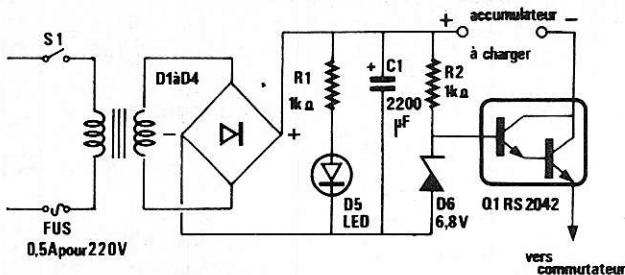
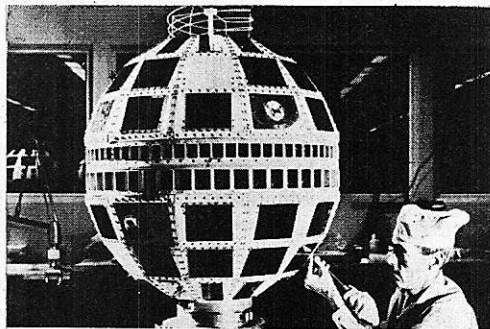


Figure 9
Son schéma est donné à la figure 9 et on constate immédiatement qu'il est assez simple.



quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel ■ Radioréception - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images ■ Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales ■ Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie ■ Câbles Hertzien - Faisceaux - Hertzien - Hyperfréquences - Radar ■ Radio-Télécommande - Téléphotographie - Piézo-Électricité - Photo Electricité - 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-minuturisation ■ 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 ■ 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
TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs) Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors. MÉTHODE PÉDAGOGIQUE INÉDITE « Radio - TV - Service » Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombres 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.	<ul style="list-style-type: none"> ■ TECHNICIEN Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point. ■ 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
Metro : Saint Philippe du Roule et D. Rouvray (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

Il est recommandé par de nombreux fabricants d'accumulateurs de recharger ceux-ci, sous un courant égal à 1/10 du courant maximum du régime de décharge.

Ainsi, si l'accumulateur, lors de son emploi, fournit un courant de 1 A par exemple, la recharge s'effectuera sous 0,1 ampère. Cette règle, toutefois, n'est pas générale. La meilleure solution est de suivre les recommandations des fabricants d'accumulateurs.

L'appareil proposé permet des charges sous des courants compris entre 9 mA et 120 mA. Le transistor darlington doit être un modèle de 120 W ou plus. Un radiateur

La tension du secondaire sera appliquée à un pont, comportant quatre diodes redressant 1,4 A (ou plus) avec une tension inverse de 50 V environ.

La tension de 12,6 V est appliquée aux bornes AA (alternatif) tandis qu'aux bornes + et - on dispose du signal continu obtenu par redressement.

La tension continue est appliquée à R1 en série avec la diode électroluminescente (LED) D5. Le courant de la diode est limité par la résistance série.

Grâce à C1 de forte capacité, le courant est filtré ce qui améliorera le régime de charge des accumulateurs. On trouve ensuite, la diode zener de 6,8 V, R2 en série avec un transistor Darlington Q1 dont la cathode est reliée au commutateur S2 (voir figure 10) qui met en circuit les résistances R4 à R14 dont les valeurs sont indiquées au tableau III. Leur valeur varie entre 10 Ω et 600 Ω selon le courant de charge désiré.

Remarquons aussi que l'accumulateur doit être connecté entre la ligne positive et le collecteur du transistor darlington. Pour un branchement sur l'accumulateur, on recommande deux fils terminés par des pinces crocodiles de bonne qualité et à excellents contacts.

Le réseau composé de R2, le transistor Q1 et la résistance R4 à R14 mise en circuit par S2, constituent une source de courant constant qui chargera l'accumulateur dans les meilleures conditions.

Le transistor darlington Q1, la résistance R2 et la résistance R3 à R14 mise en circuit par S2, constituant une source de courant constant qui charge l'accumulateur.

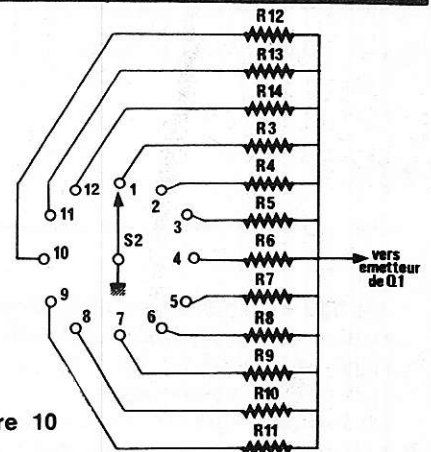


Figure 10

dissipateur de chaleur est obligatoire pour le fonctionnement correct de Q1. Le montage du radiateur dépend de la forme du boîtier du transistor choisi.

La diode zener est de 6,8 V 1 W.

Les résistances seront de 0,5 W avec tolérance de 5 % sauf les suivantes R11, 1 W; R12 et R13, 2 W; R14 3 W.

Selon les positions de S2, les courants de charge seront les suivants ;

Des détails sur le mode d'emploi du chargeur et du régime de charges des accumulateurs, sont donnés dans l'article original. En raison de la valeur de la tension alternative de 12,6 V appliquée au pont redresseur, la tension des accumulateurs à recharger pourra atteindre et dépasser 12 V continu.

Position de S2	Résistance	Courant de charge (mA)
1	R3 = 600 Ω	9
2	R4 = 460 Ω	12,5
3	R5 = 170 Ω	28
4	R6 = 91 Ω	50
5	R7 = 70 Ω	64
6	R8 = 54 Ω	80
7	R9 = 44 Ω	90
8	T10 = 35 Ω	118
9	R11 = 24,5 Ω	167
10	R12 = 14 Ω	350
11	R13 = 12,5 Ω	400
12	R14 = 10 Ω	550

- 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 SC 141	Si	NPN	0,360	0,200	20 (Vcb)	450	50	100	T018	2 N 5399	MA 9003
2 SC 142	Si	NPN	0,360	0,200	30 (Vcb)	450	50	100	T018	BFX 43	2 N 3011
2 SC 143	Si	NPN	0,360	0,200	40 (Vcb)	450	50	100	T018	2 N 834 A	2 N 743 A
2 SC 144	Si	NPN	0,360	0,200	50 (Vcb)	450	40	90	T018	2 N 3862	BSX 39
2 SC 144 A	Si	NPN	0,360	0,200	60 (Vcb)	450	40	90	T018	2 N 916 B	2 N 5082
2 SC 145	Si	NPN	0,360	0,200	30 (Vcb)	500	50	90	T018	BFX 43	BSX 28
2 SC 146	Si	NPN	0,360	0,200	50 (Vcb)	500	60	100	T018	BSX 39	2 N 3862
2 SC 146 A	Si	NPN	0,360	0,200	60 (Vcb)	500	60	100	T018	2 N 5082	2 N 5081
2 SC 147	Si	NPN	1,7	1	30 (Vcb)	0,120	24		T09	TIP 29	2 SC 1965
2 SC 149	Si	NPN	0,800	0,300	80	160	50		T039	2 SC 1218	2 N 3723
2 SC 150	Si	NPN	0,750	0,100	20 (Vcb)	100	50		T05	MPSH 17	2 N 5702
2 SC 150 H 5c)	Si	NPN	0,750	T. recouv. 0,15 ns		320	20		T039	2 N 3647	2 N 3723
2 SC 150 T	Si	NPN	0,750	0,100	25	150	7		T05	2 SC 31	2 SC 32
2 SC 151	Si	NPN	0,750	0,100	40 (Vcb)	130	50		T05	2 SC 352	2 SC 352 A
2 SC 151 H 5c)	Si	NPN	0,750	T. recouv. 0,15 ns		320	20		T039	2 N 3647	2 N 3723
2 SC 152	Si	NPN	0,750	0,100	60 (Vcb)	160	50		T05	2 SC 31	2 SC 594
2 SC 152 H 5c)	Si	NPN	0,750	T. recouv. 0,15 ns		320	20		T039	2 N 3647	2 N 3723
2 SC 153	Si	NPN	0,750	0,100	120 (Vcb)	140	20		T05	2 SC 154 H	BFY 41
2 SC 154	Si	NPN	0,750	0,100	70	220	11		T05	TIS 96	MPS A 06
2 SC 154 A	Si	NPN	0,750	0,100	150 (Vcb)	150	30		T05	2 SC 1217	2 N 3114
2 SC 154 B	Si	NPN	0,750	0,100	150 (Vcb)	220	30		T05	2 SC 1217	2 N 3114
2 SC 154 C	Si	NPN	0,750	0,100	200	120	30		T039	BF 355	2 SC 1062
2 SC 154 H	Si	NPN	0,750	0,100	70	80	35		T039	TIS 96	MPSA 06
2 SC 155	Si	NPN	0,100	0,025	20 (Vcb)	200	35		U31	2 SC 1023	2 SC 1026
2 SC 156	Si	NPN	0,100	0,025	20 (Vcb)	200	50		U31	2 SC 1026	2 SC 1032
2 SC 157	Si	NPN	0,125	0,020	20 (Vcb)	25	30		T05	2 N 1590	BF 185
2 SC 158	Si	NPN	0,125	0,020	20 (Vcb)	40	40		T05	2 N 1590	BF 185
2 SC 159	Si	NPN	0,125	0,020	20 (Vcb)	60	50		T05	2 N 1593	BF 185
2 SC 160	Si	NPN	0,125	0,020	20 (Vcb)	100	60		T05	2 N 1593	BF 185
2 SC 161	Si	NPN	50	4	60 (Vcb)	30	25		T03	2 N 1070	2 N 1069
2 SC 162	Si	NPN	0,500	0,250	30 (Vcb)	500	40	80	T05	2 N 5851	2 N 5852
2 SC 163	Si	NPN	0,500	0,250	50 (Vcb)	500	40	80	T05	BLX 88	MPS 3416 L
2 SC 164	Si	NPN	0,500	0,250	60 (Vcb)	500	40	80	T05	ZTX 327	2 N 5107

- P_c = Puissance collecteur max.
- I_c = Courant collecteur max.
- $V_{ce\ max}$ = Tension collecteur émetteur max.
- F_{max} = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	N a t u r e	P o l a r i t é	P_c (W)	I_c (A)	$V_{ce\ max.}$ (V)	$F_{max.}$ (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 165	Si	NPN	0,500	0,250	60 (Vcb)	500	40	80	T05	ZTX 327	2 N 5107
2 SB 166	Si	NPN	0,200	0,030	30 (Vcb)	16	60	100	T018	2 N 479	2 N 479 A
2 SC 167	Si	NPN	0,200	0,030	55 (Vcb)	16	60	100	T018	2 N 3858 A	2 SC 1416
2 SC 168	Si	NPN	0,250	0,200	20 (Vcb)	400	70	100	T018	2 SC 300	2 SC 301
2 SC 169	Si	NPN	0,250	0,200	40 (Vcb)	450	70	100	T018	2 N 4449	2 N 4295
2 SC 170	Si	NPN	0,110	0,050	20	250	40	80	T018	2 N 4435	BF 185
2 SC 171	Si	NPN	0,200	0,050	20	250	40	800	T018	2 N 3293	2 N 3294
2 SC 172	Si	NPN	0,300	0,050	20	350	40	80	T018	BC 168 A	BSX 76
2 SC 172 A	Si	NPN	0,360	0,050	20	350	40	80	T018	2 N 708 A	BSV 40
2 SC 173	Ge	NPN	0,030	0,005	15 (Vcb)	20	41		R17	2 N 172	2 SC 73
2 SC 174	Si	NPN	0,200	0,025	30 (Vcb)	170	30	60	T092	2 SC 380	2 SC 380 A
2 SC 174 A	Si	NPN	0,200	0,025	60 (Vcb)	200	30	60	T072	2 N 2978	2 N 2410
2 SC 175	Ge	NPN	0,030	0,005	15 (Vcb)	10	24		R17	2 N 172	2 SC 75
2 SC 176	Ge	NPN	0,030	0,005	15 (Vcb)	10	24		R17	2 N 148	2 SC 76
2 SC 177	Ge	NPN	0,030	0,005	15 (Vcb)	10	24		R17	2 N 148	2 SC 77
2 SC 178	Ge	NPN	0,030	0,005	15 (Vcb)	20	49		R17	2 N 148	2 SC 78
2 SC 179	Ge	NPN	0,120	0,200	25 (Vcb)	3	20		T01	SK 3011	2 N 585
2 SC 180	Ge	NPN	0,120	0,400	25 (Vcb)	5	20		T01	2 N 1090	2 SC 91
2 SC 181	Ge	NPN	0,120	0,400	25 (Vcb)	10	20		T01	2 N 1091	2 SC 91
2 SC 182	Si	NPN	0,150	0,030	20	90	40		U23	2 SC 540	2 SC 269
2 SC 183	Si	NPN	0,100	0,030	18	60 min.		75	U23	2 SC 184	2 SC 185
2 SC 183 A	Si	NPN	0,100	0,030	30 (Vcb)	160		75	U23	2 SC 800	2 SC 266
2 SC 184	Si	PPN	0,100	0,030	18	100 min.		75	U23	2 SC 185	2 SC 183
2 SC 185	Si	NPN	0,100	0,030	18	150 min.		75	U23	2 SC 469	
2 SC 186	Si	NPN	0,085	0,025	15	250		40	T01	2 SC 930	2 N 753
2 SC 187	Si	NPN	0,085	0,025	15	250		50	T01	2 SC 930	2 SC 929
2 SC 188	Si	NPN	0,600	0,500	25	150		50	T05	2 SC 1346	BSW 49
2 SC 189	Si	NPN	0,600	0,500	40	150		40	T05	2 N 479	2 N 2618
2 SC 190	Si	NPN	0,600	0,500	40	180		75	T05	2 N 2618	BFY 25
2 SC 191	Si	NPN	0,250	0,010	60 (Vcb)	50	21		T05	2 N 844	2 N 754
2 SC 192	Si	NPN	0,250	0,010	60 (Vcb)	10	21		T05	2 N 844	2 N 754
2 SC 193	Si	NPN	0,250	0,010	60 (Vcb)	30	21		T05	2 N 844	2 N 754
2 SC 194	Si	NPN	0,250	0,010	60 (Vcb)	50	21		T05	2 N 844	2 N 754

- 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 SC 195	Si	NPN	0,250	0,010	30 (Vcb)	10	21		T05	TIS 64	2 N 3691
2 SC 196	Si	NPN	0,250	0,010	30 (Vcb)	30	21		T05	TIS 64	2 N 3691
2 SC 197	Si	NPN	0,250	0,010	30 (Vcb)	50	21		T05	TIS 64	2 N 3691
2 SC 198	Si	NPN	0,800	0,500	50 (Vcb)	350	20	60	T012	2 SC 198 A	BFY 72
2 SC 198 A	Si	NPN	0,800	0,500	50 (Vcb)	350		40	T012	BFY 72	2 SC 198
2 SC 199	Si	NPN	0,600	0,050	45	100	70		T05	BF 523	2 N 5962
2 SC 200	Si	NPN	0,650	0,300	40 (Vcb)	350	40	80	T05	2 SC 741	BC 185
2 SC 201	Si	NPN	0,650	0,300	20 (Vcb)	350	40	80	T05	MPSH-17	MPSH-02
2 SC 202	Si	NPN	0,650	0,300	80 (Vcb)	350	40	80	T05	BC 301-4	BCW 95 K
2 SC 203	Si	NPN	0,350	0,200	40 (Vcb)	350	40	80	T018	2 SC 131	2 SC 134
2 SC 204	Si	NPN	0,350	0,200	20 (Vcb)	350	40	80	T018	2 SC 132	2 SC 133
2 SC 205	Si	NPN	0,350	0,200	80 (Vcb)	350	40	80	T018	2 SC 136	2 SC 205 ou 2 SC 230
2 SC 206	Si	NPN	0,200	0,025	20 (Vcb)	200		35	T072	2 N 5132	BSY 61
2 SC 207	Si	NPN	0,200	0,025	20 (Vcb)	800		80	T072	2 N 5179	2 N 6389
2 SC 208	Si	NPN	0,200	0,025	20 (Vcb)	550		60	T072	2 N 2865	2 SC 786
2 SC 209	Si	NPN	0,200	0,025	20 (Vcb)	450		40	T072	2 SC 384	2 N 2865
2 SC 210	Si	NPN	0,650	0,500	50 (Vcb)	150	30	70	T05	2 SC 456	2 SC 352
2 SC 211	Si	NPN	0,650	0,500	25 (Vcb)	150	30	70	T05	BC 338	BC 338-5
2 SC 212	Si	NPN	0,650	0,500	80 (Vcb)	150	30	70	T05	TIS 96	TIS 95
2 SC 213	Si	NPN	1,5	0,600	50 (Vcb)	150		50	T08	BSX 48	BCW 74-16
2 SC 214	Si	NPN	1,5	0,600	25 (Vcb)	150		50	T08	BCW 73-16	BCW 73-25
2 SC 215	Si	NPN	1,5	0,600	80 (Vcb)	150		50	T08	2 SC 225	40409
2 SC 216	Si	NPN	0,650	0,300	50			50	T05	2 N 4409	TIS 135
2 SC 217	Si	NPN	0,650	0,300	25			50	T05	MPS 6560	MPS 6561
2 SC 218	Si	NPN	0,650	0,300	80			50	T05	2 N 4410	2 SC 1627
2 SC 219	Si	NPN	0,200	0,025	20 (Vcb)	600		60	T072	2 N 3293	2 N 3294
2 SC 220	Si	NPN	0,650	0,700	50 (Vcb)	150	30	70	T05	TIS 134	TIS 133
2 SC 221	Si	NPN	0,650	0,700	25 (Vcb)	150	30	70	T05	BF 233-2	BF 233-3
2 SC 222	Si	NPN	0,650	0,700	80 (Vcb)	150	30	70	T05	2 N 2479	2 N 1837
2 SC 223	Si	NPN	1,5	1	50 (Vcb)	150		20	T08	2 N 3734	2 N 3734 S
2 SC 224	Si	NPN	1,5	1	25 (Vcb)	150		20	T08	BSX 12	BSX 12 A
2 SC 225	Si	NPN	1,5	1	80 (Vcb)	150		20	T08	2 N 6376	2 N 6552
2 SC 226	Si	NPN	0,650	0,700	50			50	T05	2 SC 231	2 SC 1852

- 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 SC 227	Si	NPN	0,650	0,700	25			50	T05	MPS 6560	MPS 6561
2 SC 228	Si	NPN	0,650	0,700	80			50	T05	BC 489-18	BC 489
2 SC 229	Si	NPN	1,5	1	80			50	T08	BD 239 B	BD 169
2 SC 230	Si	NPN	0,350	0,200	80 (Vcb)	350		80	T018	2 SC 136	2 SC 205
2 SC 231	Si	NPN	0,650	0,700	50			40	T05	2 SC 226	2 SC 1852
2 SC 232	Si	NPN	0,650	0,700	25			40	T05	MPS 6560	MPS 6561
2 SC 233	Si	NPN	0,650	0,700	80			40	T05	BC 489	BC 489-18
2 SC 234	Si	NPN	1,8	1,5	100 (Vcb)	140		20	T08	BD 371 D	2 SC 916
2 SC 235	Si	NPN	1,8	1,5	100 (Vcb)	120		20	T08	BD 371 D	2 SC 916
2 SC 236	Si	NPN	1,8	0,500	90 (Vcb)	100		17	T08	2 N 4133	2 N 3118
2 SC 237	Si	NPN	0,350	0,300	25 (Vcb)	450		80	T018	2 N 5399	2 N 835/46
2 SC 238	Si	NPN	0,500	0,100	30 (Vcb)	300		80	T05	BC 548 VI	BC 548
2 SC 239	Si	NPN	0,350	0,300	35 (Vcb)	450		80	T018	2 N 4137	BSY 63
2 SC 240	Si	NPN	75	5	65	35	15	35	T03	2 SC 242	180 T2 A
2 SB 241	Si	NPN	75	5	40	35	15	35	T03	2 SC 2038	2 N 5977
2 SC 242	Si	NPN	75	5	65	35	15	35	T03	2 SC 240	180 T2 A
2 SC 243	Si	NPN	75	5	80	35	15	35	T03	2 SD 334	181 T2 A
2 SC 244	Si	NPN	75	5	25	35	15	35	T03	2 N 4932	40340
2 SC 245	Si	NPN	75	6,5	45	35	15	35	T03	BD 291	2 N 1209
2 SC 246	Si	NPN	75	5	120	35	15	35	T03	TIP 509	2 N 1724 A
2 SC 247	Si	NPN	0,600	0,100	100 (Vcb)	150		60	T05	BF 177	BCX 24
2 SC 248	Si	NPN	0,300	0,050	60	170		60	T018	BC 170 A	BCY 85
2 SC 249	Si	NPN	0,500	0,070	60	170		60	T05	BC 546 VI	BC 546
2 SC 250	Si	NPN	0,060	0,025	20 (Vcb)	170		45	T044	BC 146	BC 146 R
2 SC 251	Si	NPN	0,200	0,030	15	900	30	70	T072	2 SC 253	BFX 73
2 SC 251 A	Si	NPN	0,200	0,030	15	900	30	70	T072	2 SC 252	BFX 73
2 SC 252	Si	NPN	0,200	0,030	15	900	30	70	T072	2 SC 251 A	BFX 73
2 SC 253	Si	NPN	0,200	0,030	15	900	30	70	T072	2 SC 251	BFX 73
2 SC 254	Si	NPN	0,650	0,800	50 (Vcb)	250		50	T05	TIS 133	TIS 134
2 SC 255	Si	NPN	0,650	0,800	80 (Vcb)	250		45	T05	2 SC 1218	2 SC 1351
2 SC 256	Si	NPN	0,650	0,800	90 (Vcb)	250		45	T05	BC 301-4	BC 301-5
2 SC 257	Si	NPN	0,800	0,800	50 (Vcb)	250		50	Spéc.	BSS 28	BSS 29
2 SC 258	Si	NPN	0,800	0,800	80 (Vcb)	250		45	Spéc.	2 N 3722	BSX 59



Si vous aimez les études mi-pratiques,
mi-intellectuelles,

L'ÉCOLE

CENTRALE D'ÉLECTRONIQUE

peut vous préparer à distance aux
carrières de l'Électronique ou de
l'Informatique.

Si votre niveau d'instruction corres-
pond à la 6^e, la 5^e ou la 4^e, etc..., alors,
vous pouvez être admis à une de nos
préparations pré-professionnelles ou
professionnelles.

Si vous voulez connaître la technique du
montage mécanique des principaux compo-
sants électroniques, du câblage de sous-
ensembles, des circuits imprimés, etc... nos
cours pratiques, parallèles à nos cours
théoriques, pourront vous le permettre.

A l'issue de nos préparations, vous pouvez,
si vous le désirez, suivre un stage dans les
laboratoires et ateliers spécialisés de l'École.

Si vous avez déjà une activité profes-
sionnelle, vous pouvez alors bénéficier de nos
préparations à distance dans le cadre de la
loi du 16 juillet 1971 sur la formation
continue.

Techniques modernes Carrières d'avenir

ÉCOLE CENTRALE des Techniciens DE L'ÉLECTRONIQUE

Etablissement Privé d'Enseignement à distance

12, RUE DE LA LUNE, 75002 PARIS • TÉL. : 261.78.47

**B
O
N**

à découper ou à recopier

Veuillez me faire parvenir gratuitement et sans engagement
de ma part le guide des Carrières N° 910 PR
(envoi également sur simple appel téléphonique 261.78.47)

Nom

Adresse

(Ecrire en caractères d'imprimerie)

MONTAGES PRATIQUES — — à semi-conducteurs

Nous vous proposons d'analyser, pour nos lecteurs, des montages intéressants et utiles, étudiés par les spécialistes les plus réputés, travaillant, principalement, dans les laboratoires des fabricants de semi-conducteurs.

Ce sont souvent des montages d'avant-garde, à excellentes performances dont certains seront industrialisés par la suite. Nous sélectionnerons des circuits de complication réduite ou moyenne car les appareils trop complexes, bien que réalisables par des amateurs très avertis, nécessitent des appareils de mesure pour l'essai préalable des composants, la vérification des connexions et la mise au point de leur version finale.

Nous commencerons par la description d'un appareil de mesure qui est intéressant pour lui-même mais de plus, il figurera par la suite, dans le laboratoire modeste mais efficace de l'amateur ou même du semi-professionnel et l'aidera à réaliser dans de meilleures conditions, d'autres appareils.

GENERATEUR DE SIGNAUX SINUSOIDAUX ET DE SIGNAUX RECTANGULAIRES

Parmi les appareils de mesure dont tout technicien-électronicien a besoin, le générateur de signaux doit être placé parmi les premiers sur la liste des appareils indispensables.

Un générateur de signaux, dit aussi générateur de fonctions, pourra par exemple rendre les services suivants :

- détermination de la fréquence d'un signal,
- accord d'un circuit oscillant,
- comparaison de deux fréquences
- établissement de courbes de toutes sortes : résonnance, gain, distorsion, sélectivité, etc.

De plus, tout générateur peut, dans le domaine des basses fréquences, servir d'appareil musical étant facilement transformable en instrument de musique, à condition qu'il soit suffisamment stable en fonction de la température et de la tension d'alimentation.

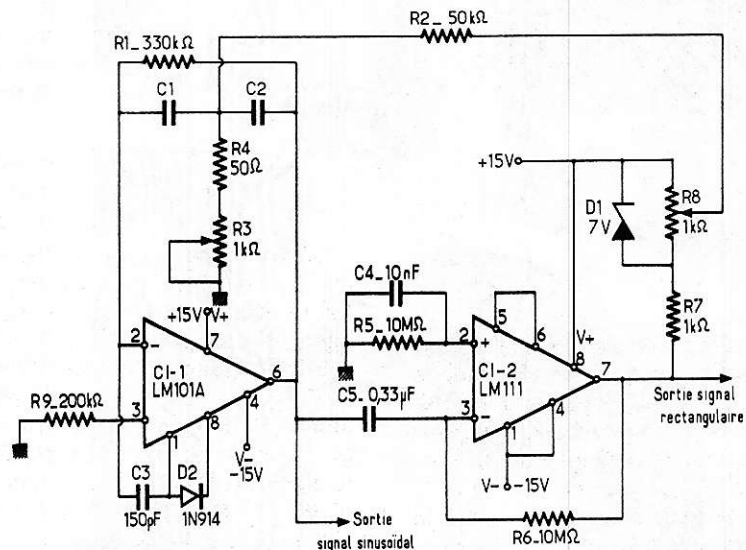


Figure 1

A la figure 1 nous donnons le schéma d'un générateur spécialement étudié par NATIONAL (voir référence 1) pour l'emploi dans le domaine des basses fréquences.

Deux circuits intégrés sont utilisés, CI-1, un LM 101A et CI-2 un LM 111, tous deux des amplificateurs opérationnels fabriqués par NATIONAL.

Deux diodes figurent également dans ce montage, D1, une diode zener de 7 V et D2, une 1N914, les autres composants sont : condensateurs, résistances et deux potentiomètres. On ajoutera à ces accessoires, une platine isolée, à points métallisés ou imprimée, un panneau avant pour une bonne présentation, un commutateur de gamme, trois boutons, et des cadrans, des bornes pour le branchement des sorties des signaux, de l'alimentation et de la masse.

Cet appareil nécessite une alimentation double ± 15 V.

ANALYSE DU SCHEMA

Le montage proposé à la figure 1 fournit aussi bien des signaux de forme sinusoïdale que des signaux de forme rectangulaire.

Les deux sorties indiquées sur le schéma, sont distinctes et on pourra, si on le désire, prélever les deux sortes de signaux en même temps ou un seul à la fois.

La gamme des fréquences est de 20 Hz à 20 KHz; c'est la gamme idéale pour les travaux en basse fréquence.

Deux moyens sont mis à contribution pour la variation de la fréquence du signal de sortie : une résistance variable, R3 de 1 K Ω , pour la variation continue de la fréquence et deux condensateurs d'égale capacité, C1 et C2 qui, par commutation permettront de créer plusieurs gammes de fréquences. Le montage proposé présente une grande supériorité sur celui en pont de Wien car il n'y a qu'une seule résistance à faire varier au lieu de deux.

De plus, cette résistance unique a une extrémité reliée à la masse.

On remarquera en effet que dans le présent montage, le pont comprend trois résistances, R_1 , R_3 et R_4 et deux condensateurs C_1 et C_2 . La commutation de ces condensateurs ne donne lieu à aucune difficulté, un commutateur robuste à deux sections et cinq positions conviendra.

On notera que dans le montage précounisé, la stabilité de la tension de sortie est très satisfaisante lorsque la fréquence est modifiée, ce qui est un avantage lorsqu'on voudra effectuer des mesures de sensibilité et de gain sur des amplificateurs basse-fréquence, sans recourir à des voltmètres électroniques.

Le circuit accordé en pont utilise CI-1. Le filtre composé de R_1 , R_2 , R_3 , C_1 et C_2 s'accorde sur la fréquence désirée selon la formule.

$$f_0 \geq \frac{1}{2 \pi C_1 \sqrt{R'_3 R_1}} \text{ hertz (1)}$$

Avec les résistances en ohms et les capacités en farads ou avec les résistances en mégohms et les capacités en microfarads, dans les deux cas, f_0 sera obtenue en hertz. C_1 seul figure dans cette formule car $C_2 = C_1$, on a, $R'_3 = R_3 + R_4$. Le signe \geq indique que f_0 peut être supérieure à la valeur du second membre de la formule (1).

Le signal sinusoïdal est obtenu au point 6 de sortie de CI-1. Ce signal est également transmis, de la sortie 6 de CI-1 à l'entrée inverseuse 3 (-) du deuxième circuit intégré, CI-2 qui est monté en comparateur de tensions, application qui convient tout particulièrement au CI, LM 111.

Grâce à ce CI, on obtient à sa sortie 7, le signal rectangulaire qui sera à la même fréquence que le signal sinusoïdal obtenu à la sortie 6 de CI-1.

La séparation, en continu entre les deux circuits est effectuée par C_5 de $0,33 \mu\text{F}$.

Remarquons la contre-réaction s'effectuant sur CI-2, entre la sortie 7 et l'entrée inverseuse 3, par la résistance R_6 de $10 \text{ M}\Omega$.

Cette contre-réaction évite l'oscillation du comparateur CI-2. D'ailleurs il y a également rétroaction entre la sortie du comparateur et le pont accordé RC du premier circuit intégré effectuée par R_7 , R_8 , D_1 et R_2 .

Le diode zener D_1 stabilise l'amplitude de la tension rectangulaire du point 7 de CI-2.

Grâce à R_6 et C_5 , on assurera le démarrage immédiat des oscillateurs.

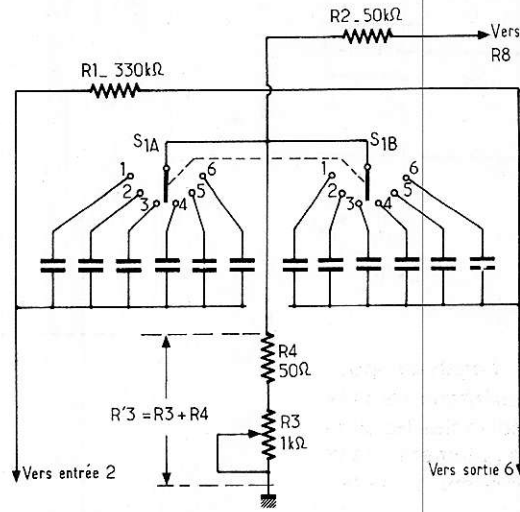


Figure 2

Déterminons maintenant les valeurs de $C = C_1 = C_2$, de manière à ce que la gamme totale, 20 à 20 000 Hz, soit couverte en cinq gammes plus petites.

En appliquant la formule (1), prenons $C_1 = C_2 = C = 0,47 \mu\text{F}$ et déterminons les limites de la gamme des fréquences les plus basses. La variation de $R_4 + R_3$ s'effectue entre 50Ω et $50 + 1 000 = 1 050 \Omega$, tandis que $R_1 = 330 \text{ K}\Omega$. En évitant les résistances en mégohms on a,

$$f = \frac{1}{2 \pi \cdot 0,47 \sqrt{0,33 \cdot 0,00005}} \text{ Hz}$$

on trouve $f = 83 \text{ Hz}$ qui est la fréquence la plus élevée de la gamme considérée.

Si l'on fait maintenant $R_4 + R_3 = 1 050 \Omega = 0,00105 \text{ M}\Omega$ on trouve $f = 18,19 \text{ Hz}$.

Pratiquement on se basera sur les limites 18 et 80 Hz. En donnant à C , la valeur $0,1 \mu\text{F}$, on obtiendra la gamme 80 à 380 Hz. Ensuite, avec $C = 22 \text{ nF}$, on aura la gamme 380 Hz à 1,7 KHz; avec $C = 4,7 \text{ nF}$ la gamme sera 1,7 KHz à 8 KHz et, enfin, avec $C = 2 \text{ nF}$, la gamme sera 4,4 KHz à 20 KHz.

Voici au tableau I, les 5 gammes avec leurs limites supérieure et inférieure et les valeurs des capacités $C = C_1 = C_2$ et des résistances $R'_3 = R_3 + R_4$, voir $R_4 = 50 \Omega$ dans tous les cas

Bien entendu, on pourra modifier les valeurs des deux capacités C_1 et C_2 tout en les laissant égales, pour obtenir des gammes avec des limites différentes. Ne pas modifier les valeurs de résistances.

TABLEAU 1		
$C = C_1 = C_2$ Pos. 1	fréquence minimum et R'	fréquence maximum et R'
0,47 μF pos. 2	18 Hz $R' = 1050 \Omega$	80 Hz $R' = 50 \Omega$
0,1 μF pos. 3	80 Hz $R' = 1050 \Omega$	380 Hz $R' = 50 \Omega$
0,022 μF pos. 4 $R' = 1050 \Omega$	380 Hz $R' = 50 \Omega$	1,7 kHz
0,047 μF pos. 5	1,7 kHz $R' = 1050 \Omega$	8 kHz $R' = 50 \Omega$
0,002 μF Pos. 6	4,4 kHz $R' = 1050 \Omega$	20 kHz $R' = 50 \Omega$

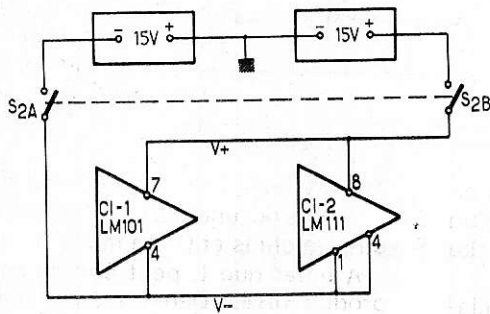


Figure 3

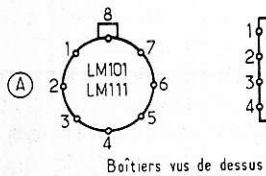


Figure 4

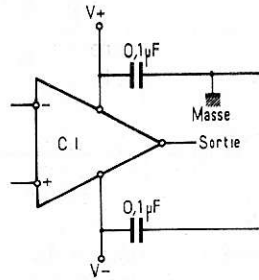


Figure 6

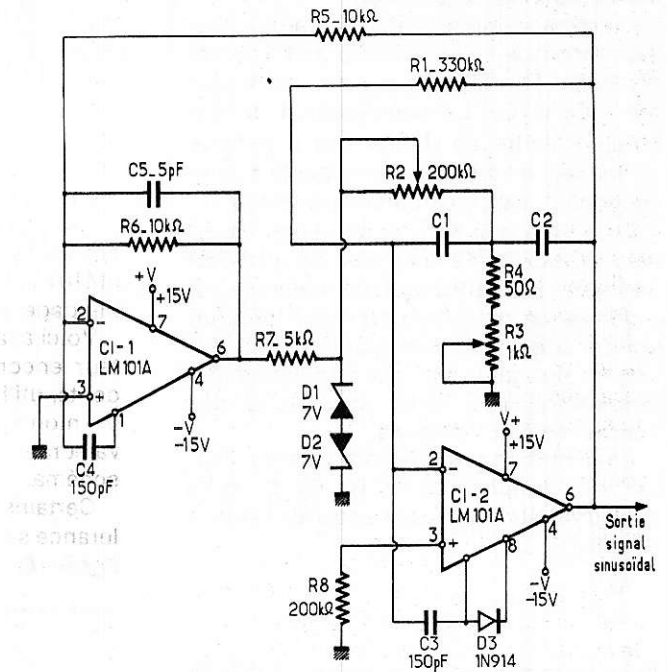


Figure 5

Voici à la **figure 2** le schéma du pont associé à CI-1 avec son dispositif de commutation des deux capacités dont les valeurs ont été données plus haut. La gamme 6 est facultative. Pour obtenir des gammes plus étendues, donc permettant des recouvrements plus sûrs, on devra augmenter la valeur maximum de R_3 , au-dessus de $1\ 000\ \Omega$, par exemple $1\ 500\ \Omega$ mais pour des valeurs supérieures à $1\ 000\ \Omega$ il se peut que la distorsion augmente.

De même, si l'on diminue R_4 au-dessous de $50\ \Omega$, il y a risque d'oscillations parasites.

A noter aussi que ce montage n'est pas apte à fournir des signaux de fréquence supérieure à $20\ 000\ \text{Hz}$.

Par contre, la limite inférieure de $18\ \text{Hz}$ peut être abaissée en créant une nouvelle gamme avec une capacité C plus élevée que $0,47\ \mu\text{F}$, par exemple $1\ \mu\text{F}$ ou $2\ \mu\text{F}$. Revenons sur l'alimentation des deux circuits intégrés CI-1 et CI-2.

Le LM 101 nécessite, comme le LM 111, deux sources d'alimentation qui peuvent être égales à $15\ \text{V}$ chacune. A la **figure 3** nous donnons le schéma de branchement des sources de $15\ \text{V}$ aux points de terminaison V^+ et V^- les deux circuits intégrés. Voici les branchements des CI, à la **figure 4**.

Le LM 101 existe en deux versions : avec boîtier cylindrique (en A) ou avec boîtier rectangulaire (en B). Les brochages sont les mêmes, donc ceux indiqués sur le schéma de la **figure 1**.

Par contre, le LM 111, doit être le modèle à boîtier cylindrique (A) pour correspondre aux indications du schéma.

AUTRE MONTAGE DE GENERATEUR

Un autre générateur (voir référence 1) a été proposé par le même fabricant. Ce générateur utilise deux LM 101A, en boîtier cylindrique ou rectangulaire à huit points de terminaison conformément aux indications de la **figure 4**.

Le schéma du générateur est donné à la **figure 5**. Ce montage présente l'avantage sur le précédent de donner un signal sinusoïdal, on utilise un signal rectangulaire qui est débarrassé de ces harmoniques 2, 3, 4, etc., de sorte que seule la fondamentale reste, ce qui correspond à un signal sinusoïdal d'autant plus pur que les harmoniques auront été atténuées ou supprimées.

On part d'un signal sinusoïdal que l'on écrête aux deux sommets, d'où obtention du signal quasi « rectangulaire ». Ce dernier possède moins d'harmoniques que s'il était obtenu par un procédé direct.

C'est ce signal rectangulaire qui sera débarrassé de ses harmoniques pour qu'il en reste le signal sinusoïdal. Pour obtenir de bons résultats avec ce montage, les valeurs des éléments devront être respectées avec moins de tolérance que dans le montage précédent.

D'autre part, l'oscillation ne sera assurée que si un signal d'amplitude suffisante est appliqué aux diodes zener qui serviront d'écrêteuses.

L'écrêtage sera de l'ordre de 20 %, pour obtenir une tension sinusoïdale tronquée apte à la suppression de ses harmoniques.

Un écrêtage important est nécessaire pour créer l'oscillation dans la bande entière des fréquences.

Si l'écrêtage était insuffisant, les oscillations pourraient cesser.

Un écrêtage trop fort, peut, toutefois, augmenter le pourcentage de distorsion.

Ce montage démarre tout seul dès que les deux tensions d'alimentation sont branchées.

Pour le calcul des fréquences on se servira de la formule

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi C_1 \sqrt{R_3 R_1}}$$

où $R_3 = R_3 + R_4$. Les valeurs des capacités $C_1 = C_2$ et des résistances du tableau 1 sont valables pour ce montage. De même, le circuit à commutation des condensateurs de la **figure 2**, convient aussi dans le présent montage.

Voici encore quelques recommandations concernant les deux sources d'alimentation.

Pour un bon fonctionnement aux fréquences les plus élevées de la gamme totale, une vers 20 000 Hz et peut-être plus, un excellent découplage des points V+ et V- devra être effectué par des condensateurs de 0,1 μF de modèle à disque céramique, comme indiqué à la **figure 6**.

Aux CI on branchera les deux condensateurs de 0,1 μF dont les fils restants seront soudés à la masse la plus proche. La sortie du comparateur dans le montage de la **figure 1** est au point 7 du CI LM 111. Cette sortie peut se trouver couplée à la sortie 6 du LM101 pour diverses capacités parasites. Dans ce cas, des oscillations parasites pourraient être engendrées produisant des pointes de la tension de sortie.

Il peut être utile de blinder la sortie du comparateur LM111 par rapports aux entrées du circuit intégré CI-1, LM101 A, pour éviter des oscillations parasites.

Le choix des composants est important. Pour une bonne stabilité de la fréquence il est nécessaire d'utiliser des composants de la meilleure qualité. Les condensateurs seront au mylar, polycarbonate ou polystyrène.

On n'utilisera pas de condensateurs électrolytiques. Comme résistances, des modèles à tolérance de 1 % sont usuelles dans des montages de ce genre.

Références

- (1) Easily Tuned Sine Wave Oscillators. Note d'application de National Semiconductor LB16, par Robert C. Dubkin.
- (2) Design of Active Band pass Filters EDN Vol 15 n° 2.
- (3) Précision IC comparator par R. J. Wildar, note d'applications AN 41 National Semiconductor.
- (4) Linear Databook National Semiconductor 1978.

APPLICATION DU LM 101A

Le circuit intégré LM101 fabriqué par National est une amélioration de LM709, ce dernier étant analogue au μA 709 bien connu.

Le LM101A se caractérise par une tension d'offset de 3 mV, courant d'entrée de 100 nanoampères maximum, un courant offset de 20 nanoampères, des caractéristiques garanties concernant la dérive et un « Slewrate » de 10 V/ μs dans un montage amplificateur sommateur.

Le « slewrate » est la vitesse de variation de la tension en fonction du temps. Dans le cas présent elle est de 10 V par microseconde. Comme caractéristiques maximales absolues citons : tension à ne pas dépasser ± 22 V, dissipation de puissance 500 mW, tension différentielle d'entrée ± 30 V, tension d'entrée ± 15 V, température de soudage 300° C pendant 10 secondes au maximum.

En fonctionnement normal, des alimentations de ± 5 V à ± 20 V sont usuelles. On a indiqué à la **figure 4** les branchements des boîtiers à 8 points terminaux.

Les montages qui seront indiqués ci-après sont basés sur l'emploi d'un LM101-A en boîtier cylindrique métal. Le blindage est relié au fil 8 du CI.

Voici à la **figure 7** un exemple d'oscillateur encore plus simple que les précédents, utilisant un LM102 et un LM101 A. Ce montage, oscille sur 10 KHz avec les valeurs des éléments indiquées sur le schéma.

Certains composants doivent être à tolérance sévère, 1 %. Remarquons les diodes écrêteuses zener de 6,3 V.

Deux sorties sont prévues, une tension sinusoïdale et l'autre « cosinusoidale », ce qui signifie qu'il s'agit d'une tension sinusoïdale déphasée de $\pi/2$ par rapport à la première.

Dans le LM 102, l'entrée inverseuse marquée - est reliée à l'intérieur du CI, à la sortie 6. De ce fait le point de terminaison n'est pas connecté. Le branchement de l'entrée inverseuse à la sortie a été indiqué comme étant extérieur pour une meilleure intelligence du schéma.

Ce montage nécessite deux sources \pm d'alimentation, avec découplages par des condensateurs de 0,1 μF comme expliqué précédemment. On adoptera cet oscilla-

teur pour des fréquences fixes. Une sorte de gyrateur est représenté à la **figure 8**.

Ce montage à peu de composants peut-être monté et essayé rapidement, sans avoir à effectuer des dépenses importantes. Il fonctionne comme simulateur de bobine de self-induction de valeur L d'après la formule,

$$L \geq R_1 R_2 C_1,$$

où L est en henrys, R_1 et R_2 en ohms et C_1 en farads ou, encore, L en microhenrys, R_1 et R_2 en ohms et C_1 en microfarads.

A noter que L peut être supérieur au produit $R_1 R_2 C_1$. Dans le cas présent on a $R_1 = 10 \text{ M}\Omega = 10^7 \Omega$, $R_2 = 100 \Omega$ et $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$. La valeur de L est alors,

$$L = 10^7 \cdot 10^2 / 10 \text{ Y } 10^8 \mu\text{H}$$

$$\text{où } L = 100 \text{ H}$$

En donnant à C_1 des valeurs différentes de 0,1 μF , on pourra obtenir des valeurs différentes de L, proportionnelles, si l'on ne modifie pas R_1 et R_2 .

Une bobine à coefficient de self-induction variable pourrait être conçue en remplaçant R_2 de 10 M Ω , pour une résistance fixe de 5 M Ω et une résistance variable de 5 M Ω en série.

La variation de L sera alors de deux fois.

Une alimentation de ± 5 V sera disposée aux points 4 (V-) et 7 (V+).

Un autre « gyrateur », multiplicateur de capacité est représenté à la **figure 9**. Ce montage est plus important que le précédent, faisant appel à deux circuits intégrés, un LM102 et un LM101.

La capacité simulée C est obtenue entre la masse et le point commun de R_3 et C_1 .

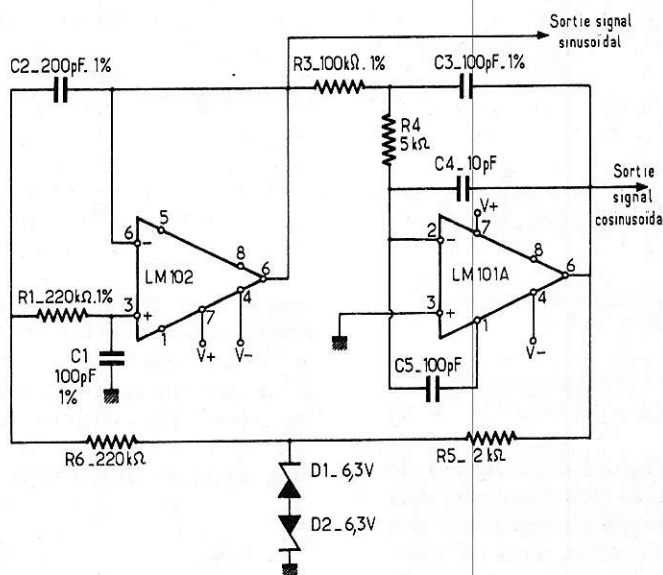


Figure 7

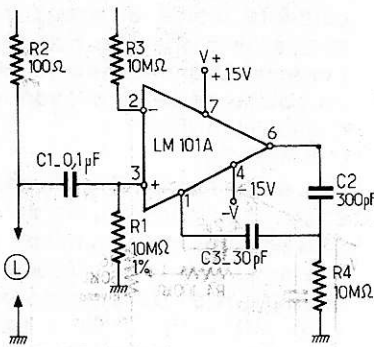


Figure 8

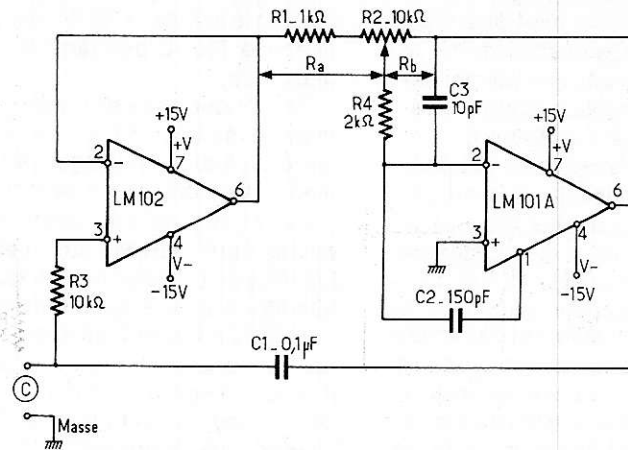


Figure 9

Sa valeur est,

$$C = \left(1 + \frac{R_b}{R_a} \right) C_1$$

formule intéressante car elle indique qu'il est possible d'obtenir une capacité C variable dont la valeur dépend de la position du curseur du potentiomètre R₂ et, de la capacité C₁.

Lors que le curseur du potentiomètre R₂ est à l'extrémité reliée à R₁, on a R_a = R₁ et R_b = R₂.

Lorsque le curseur est à l'extrémité de R₂ reliée à C₃, on a R_a = R₁ + R₂ et R_b = 0.

De ce fait, en utilisant la formule donnée plus haut, on voit que C variera entre les deux valeurs suivantes :

$$C = C_{\max} = 1 + \frac{R_2}{R_1} C_1$$

et

$$C = C_{\min} = \left[1 + \frac{0}{R_1 + R_2} \right] = C_1$$

En valeurs numériques on trouve :

$$C_{\max} = 11 C_1$$

$$C_{\min} = C_1$$

Si C₁ = 0,1 μF, on pourra faire varier C, à l'aide de R₂ entre C₁ = 0,1 μF et 11 C₁ = 1,1 μF.

Ce dispositif pourrait donc rendre de très grands services pour accorder des circuits où la capacité d'accord doit être grande. Il serait possible, dans ce montage, de modifier également la valeur de C₁ en donnant à ce condensateur diverses valeurs comme on l'a fait dans d'autres montages, avec un commutateur à n positions et n capacités différentes.

APPLICATIONS DU LM 170

Le circuit intégré LM 170 permet de réaliser un grand nombre de montages dont nous donnons l'analyse de quelques uns.

Voici d'abord, à la figure 10 le schéma général d'un oscillateur en pont de Wien.

On reconnaît immédiatement les deux réseaux, le réseau série R₁ C₁ et le réseau parallèle R₂ C₂, montés dans la boucle de rétroaction disposée entre la sortie et l'entrée non inverseuse.

Cette rétroaction est en fait une réaction positive lorsque le déphasage produit par les réseaux R₁ C₁ et R₂ C₂ sont opposés. Dans ce cas le gain du circuit est,

$$A_v = \frac{1}{1 + R_1/R_2 + C_2/C_1} \text{ fois}$$

et la fréquence d'oscillation est,

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{ hertz}$$

avec les R en ohms et les C en farads ou, les R en mégohms et les C en microfarads.

Pour une oscillation entretenue il faut que le gain en boucle fermée soit égal à l'unité (en pratique légèrement supérieur à 1).

La condition d'oscillation est,

$$\frac{R_3 + R_4}{R_4} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

ou, l'égalité déduite de la précédente,

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

Un montage pratique est représenté à la figure 11 sur laquelle on a indiqué quelques valeurs des éléments. Celles des capacités sont :

$$C_1 = C_2 = 0,1 \mu F \text{ à } f = 8 \text{ Hz.}$$

$$C_1 = C_2 = 10 \text{ nF à } f = 80 \text{ Hz}$$

Remarquons immédiatement que le réseau série est R₁ C₁ et le parallèle est R₂ C₂. R₂ est la résultante de la mise en parallèle de R_{2A} et R_{2B} ces deux résistances servant aussi de diviseur de tension pour la polarisation de l'entrée non inverseuse.

De ce fait, R₂ = 390/2 = 195 kΩ que l'on pourra arrondir à

$$R_2 = 200 \text{ k}\Omega,$$

dans la détermination de la fréquence et dans les formules données plus haut.

La polarisation du point 1, entrée inverseuse est obtenue de la même manière que celle du point 10, par deux résistances R_{4A} = R_{4B} = 390 kΩ.

Grâce à la valeur élevée de R₃ (820 kΩ) le gain de boucle du CI est de 4 fois environ ce qui conduit bien à un système qui nécessite un gain supérieur à trois fois pour une oscillation régulière.

Il est possible de modifier la fréquence de l'oscillation en changeant la valeur des capacités C₁ et C₂ ou des résistances R₁ et R₂ définie plus haut.

Des fréquences élevées seront atteintes en diminuant les valeurs des éléments R et C.

En faisant C₁ = C₂ et, comme R₁ = R₂ = 200 kΩ, la formule donnant f devient

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

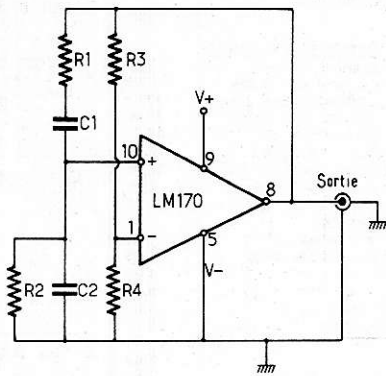


Figure 10

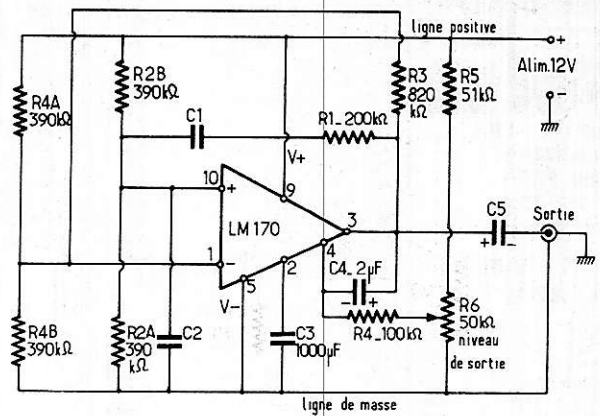


Figure 11

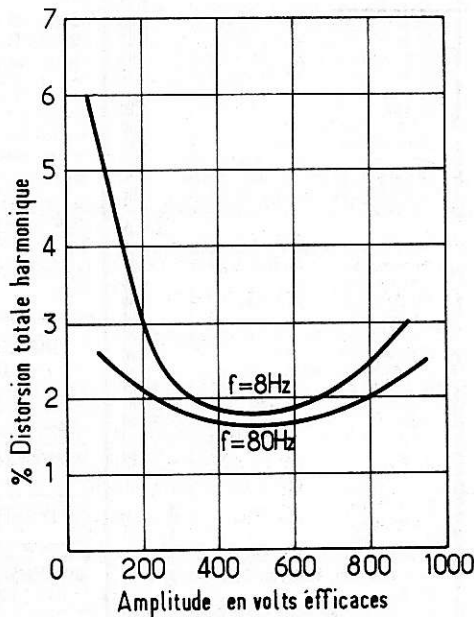


Figure 12

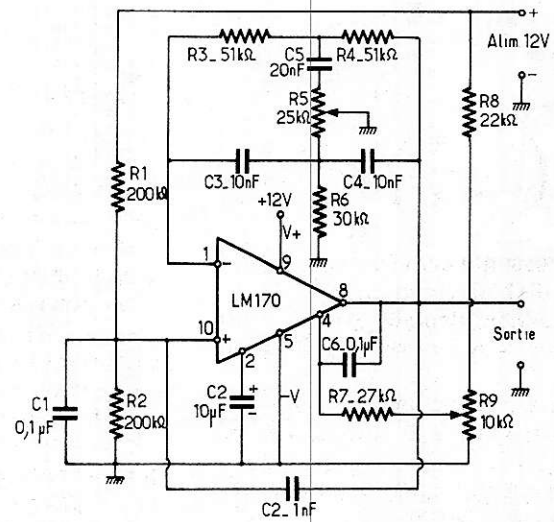


Figure 13

ou $C = C_1 = C_2$ et $R = R_1 = R_2$
Avec $C = 0,1 \mu\text{F}$ et $R = 200 \text{K}\Omega$, la formule donne,

$$f = 7,95 \text{ Hz} = 8 \text{ Hz.}$$

comme indiqué au début de cette analyse.

Il est clair que l'on obtiendra 80 Hz avec $C = 10 \text{ nF}$, 800 Hz avec $C = 1 \text{ nF}$, etc.

La distorsion semble assez constante en fonction de l'amplitude du signal de sortie, réglée avec R_6 .

En effet, en consultant la **figure 12** on peut voir que sauf aux très faibles amplitudes, la distorsion se maintient à une valeur satisfaisante dans la plupart des applications.

Toujours avec le LM 170, on propose le schéma de la **figure 13**.

Il s'agit d'un oscillateur réglable dans une décade, autrement dit entre f et $10 f$.

Ce montage est à réaction par un filtre à double T. Les éléments de ce double T sont deux résistances $R_3 = R_4 = 51 \text{K}\Omega$, R_5, R_6 , $C_3 = C_4 = 10 \text{ nF}$, $C_5 = 20 \text{ nF}$.

La variation de la fréquence f s'effectuera avec le potentiomètre R_5 de $25 \text{K}\Omega$. Des découplages sont effectués avec les condensateurs C_1 et C_2 .

Une contre-réaction est produite entre la sortie et l'entrée inverseuse sauf à la fréquence d'oscillation à laquelle la réaction est positive d'où oscillation.

Avec les valeurs des composants, indiquées sur le schéma, l'oscillation s'effectue sur une gamme de 320 Hz à 3 300 Hz. A 320 Hz on a une tension de sortie de 1 V efficace et une distorsion de 0,25 % ce qui pourrait classer ce montage comme un générateur de qualité.

A 3 200 Hz, la tension de sortie est réduite de 1,5 dB et la distorsion est de 0,45 % ce qui est encore très bien.

Des essais pourraient être effectués pour obtenir des signaux à des fréquences plus élevées.

En diminuant de 4 fois les valeurs de C_3 , C_4 et C_5 , on atteindra la fréquence de 12 000 Hz et plus.

Références : Documents National AN 51. A la **figure 14** on indique le brochage du circuit intégré LM 170, à dix fils.

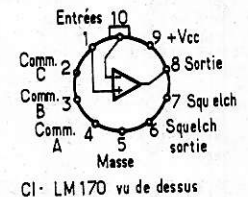


Figure 14

CI: LM170 vu de dessus



10, rue des Filles du Calvaire 75003 PARIS Tél. 271.37.48

SÉRIE « MOS » SIGNETICS Entrées protégées

Table listing various MOS components like 4000, 4001, 4002, 4007, 4008, 4011, 4012, 4013, 4014, 4015, 4016, 4017, 4018, 4019, 4020, 4023, 4024, 4025, 4027, 4028, 4029, 4030, 4035, 4042, 4044, 4046, 4047, 4049, 4050, 4051, 4052, 4053, 4066, 4068, 4069, 4071, 4072, 4073, 4075, 4078, 4081, 4082, 4085, 4510, 4511, 4518, 4520, 4528.

TTL 7400 SIGNETICS

Table listing TTL components like 7400, 7401, 7402, 7403, 7404, 7405, 7406, 7407, 7408, 7409, 7410, 7411, 7412, 7413, 7414, 7416, 7417, 7420, 7421, 7423, 7425, 7426, 7427, 7428, 7430, 7432, 7433, 7434, 7437, 7438, 7439, 7440, 7442, 7443, 7444, 7447, 7448, 7450, 7451.

Table for DIODES and THYRISTOR components including 1N 914, 1N 4148, OA 90, AA 119, BA 102, 2N 2324, and 14 F.

Table for DIODES DE REDRESSEMENT and TRANSISTORS components including 1N 4007, 1N 5402, 1N 5404, BYX 49300, BYX 42300, 26 R2, AC 125, AC 126, AC 127, AC 128, AC 187, AC 188, AD 149, AD 161, AD 162, AF 126, AF 127, AF 139, AF 239, BC 107, BC 107, A ou B, BC 108, A, B ou C, BC 109, BC 109, B ou C, BC 147, BC 147.

NOUVEAU GRIP FIL MINIATURE, 6 couleurs, pièce 6 F

Large table listing various electronic components and their prices, including diodes, thyristors, and other parts.

C.I. LINEAIRES ET SPECIAUX

Table listing integrated circuits and special components like TCA 160, UAA 170, UAA 180, DG 200, LM 200, LM 204, LM 231, ESM 231, TAA 300, LM 301, LM 305, LM 308, LM 309, LM 310, TAA 310, LM 311, LM 318, LM 324, LM 340, LM 341 A5, 5 V ±, 12 V ±, 24 V, LM 380, LM 381, LM 382, LBA 400, TCA 420, TCA 440, TAA 550, LM 555, LE 556, NE 556, LM 561, LM 565, TBA 570, SFC 570, SFC 606, TAA 611, TAA 621, TBA 641, TBA 651, TAA 661, LM 709 D, TCA 730, TCA 740, TCA 760, μ A 720, μ A 741, TBA 720, LM 723, LM 725, LM 747, μ A 748, μ A 753, μ A 758, LM 761, TAA 761, TAA 790, TBA 790, TBA 800, TBA 810, TBA 820, TCA 830, TAA 861, TCA 940, TBA 950, TDA 1004, TDA 1023, TDA 1024, TDA 1034, TDA 1042, MC 1310, MC 1312, MC 1456, MC 1496, MC 1590, MC 1733, MC 2101, XR 2206, SFC 2307, RTC 2650, CA 3020, LM 3075, LM 3900, LM 3909, LM 3949, LX 5700, MD 8002, FJB 9312, MC14435.

Table for SUPPORTS DIL components including 8 br, 14 br, 16 br, A souder, A wrapper.

TESTEUR DE TENSION 4,5 V à 380 V = et 6 A à pointes de touche ... 64 F

OUTIL A WRAPPER avec coupe-fil 2 bobines Promotion 195 F

Table for CELLULES PHOTO RESISTANTES components including LDR 03/029, LDR 05, LDR 07.

PIECES DETACHEES 1er CHOIX Interr unipolaire 2 pos, Interr bip 2 pos (noir, rouge), Invers unipolaire miniature 2 pos, Inverseur bipolaire min. 2 pos, Invers bipolaire min 3 pos, Invers bipolaire à glissière, Invers bipolaire min 2 pos instables, Poussoir mini, normal fermé, Poussoir mini, normal ouvert, Jack 3,5 mm, mâle, Jack 3,5 mm, femelle, Jack 3,5 mm, femelle châssis, Jack 6,35, mâle mono, Jack 6,35, mâle stéréo, Jack 6,35 femelle stéréo, Jack 6,35, femelle châssis stéréo, Jack 6,35, fem châssis stéréo double coupure.

Table listing various electronic components and their prices, including diodes, thyristors, and other parts.

C.I. LINEAIRES ET SPECIAUX

Table listing integrated circuits and special components like TCA 160, UAA 170, UAA 180, DG 200, LM 200, LM 204, LM 231, ESM 231, TAA 300, LM 301, LM 305, LM 308, LM 309, LM 310, TAA 310, LM 311, LM 318, LM 324, LM 340, LM 341 A5, 5 V ±, 12 V ±, 24 V, LM 380, LM 381, LM 382, LBA 400, TCA 420, TCA 440, TAA 550, LM 555, LE 556, NE 556, LM 561, LM 565, TBA 570, SFC 570, SFC 606, TAA 611, TAA 621, TBA 641, TBA 651, TAA 661, LM 709 D, TCA 730, TCA 740, TCA 760, μ A 720, μ A 741, TBA 720, LM 723, LM 725, LM 747, μ A 748, μ A 753, μ A 758, LM 761, TAA 761, TAA 790, TBA 790, TBA 800, TBA 810, TBA 820, TCA 830, TAA 861, TCA 940, TBA 950, TDA 1004, TDA 1023, TDA 1024, TDA 1034, TDA 1042, MC 1310, MC 1312, MC 1456, MC 1496, MC 1590, MC 1733, MC 2101, XR 2206, SFC 2307, RTC 2650, CA 3020, LM 3075, LM 3900, LM 3909, LM 3949, LX 5700, MD 8002, FJB 9312, MC14435.

RTC - COGECO MINI-CONDENSATEURS CERAMIQUES 500 V Plaquette 1 pF, 2,2, 4,7, 5,6, 6,8, 8,2, 10, 15, 22, 33, 47, 56, 68, 82, 100, 150, 220, 270, 330, 470, 560, 680, 820 pF, 1 nF, 1,2 nF, 1,8 nF, Jusqu'à 100 pF, Jusqu'à 1,8 nF.

RTC - COGECO C 280 PLASTIQUE METALLISE 250 V 1,5 nF, 1,6 nF, 2,2, 2,7, 3,9, 4,7 nF, 5,6, 8,2, 10, 15, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68, 82, 100, 150, 220, 270, 330, 390, 470, 560, 680, 820 nF, Jusqu'à 150 nF, Jusqu'à 820 nF, 0,1 μF, 400 V, 0,22 μF, 400 V, 0,47 μF, 400 V, 1 μF, 2,2 μF, 400 V.

Table for TRIACS components including 6 A, 400 V, 10 A, 400 V, DIAC 32 V.

THYRISTORS 6 à 10 A 400 V, 1 à 4 A 5 A 400 V.

DIODE-ELECTRO-LUMINESCENT Rouge, vert, jaune 3 à 5 mm ou 3 mm, pièce, Clips fixation 3 ou 5 mm.

PONTS REDRESSEURS 1 A, 200 V, 1 A, 280 V, 1,4 A, 60 V, 1,5 A, 50 V, 4 A, 200 V, 6 A, 200 V, 10 A, 200 V, 25 A, 200 V.

DIODES ZENER Toutes valeurs de 3,3 à 30 V 0,4 W, 1,50, 1,3 W, 2,50.

RTC RESISTANCES « COGECO » COUCHE CARBONE 5 % Toutes valeurs Série E12 De 1 Ω à 10 MΩ 1/4 W, De 4,7 Ω à 10 MΩ 1/2 W, De 10 Ω à 4,7 MΩ 1 W, Par 100 d'un même type: — 30 %.

POTENTIOMETRES Axe Ø 6 mm Spécial Hi-Fi Simple rotatif lin ou log - 150 Ω, 1 K, 2,2, 4,7, 10, 22, 47, 100, 220, 470 K, 1 MΩ, Double (log) 2 x 22 kΩ 2 x 47 K, 2 x 100 K.

POTENTIOMETRE AJUSTABLE Au pas de 5,08 ou 10,16, De 100 Ω à 4,7 MΩ, La pièce 2,00.

VARIANCES. 470, 560, 680, 910, 950 V Prix. 3,60.

THERMISTANCES. 33, 50, 130, 300 Ω, 1,3, 4,7, 10, 47 kΩ, 3,20, Promotion sur la 50 Ω, 2,50 F.

Table for CONDENSATEURS CHIMIQUES RTC - FITCO Type I - CEF with columns for 10 V, 25 V, 63 V, Prix.

TRANSFORMATEURS Psychédéliques. 4 et 8 Ω ... 10,00.

Transformateurs 220 V 3 VA, 6 V, 9 V, 12 V, 8 VA, 6 V, 9 V, 12 V, 12 VA, 6 V, 9 V, 12 V, 18 V, 24 V, 12 VA, 2x6, 2x9, 2x12 V, 25 VA, 6 V, 9 V, 12 V, 18 V, 24 V, 48 V, 24 VA, 2 x 12, 2 x 24 V, 50 VA, 24 VA, 35, 45 V, 40 VA, 2 x 12, 2 x 24, 2 x 35 V, 75 VA, 18 V, 75 VA, 2 x 18, 2 x 24, 2 x 28, 2 x 35 V, 79,00, 100 VA, 2 x 24, 2 x 35, 2 x 45 V, 120 VA, 2 x 30 V, 150 VA, 2 x 35, 2 x 45 V, 200 VA, 2 x 24 V, 160,00.

Transfos toriques - nous consulter.

LORS DE VOTRE PREMIERE COMMANDE, N'OUBLIEZ PAS DE RECLAMER VOTRE CARTE DE FIDELITE NOMBREUX AVANTAGES !!!

Sachons mesurer:

● MESURE DES RESISTANCES

Tous les multimètres comportent une section « Ohmmètre », plus ou moins développée en ce qui concerne le nombre de calibres et la plage de résistances mesurables, qui va, le plus souvent, de quelques ohms à 1-2 M Ω . Quelles que soient les caractéristiques d'un tel ohmmètre, il peut être intéressant de savoir ce qu'on peut en attendre en ce qui concerne la précision des mesures et, éventuellement, comment on peut réaliser un ohmmètre « idéal ».

Tous les ohmmètres se partagent en deux grandes classes : ohmmètres série, utilisés surtout pour la mesure de valeurs moyennes et élevées de résistance; ohmmètres parallèle, plus particulièrement intéressants pour la mesure de faibles valeurs. Etant donné que dans la quasi-totalité de multimètres on utilise le montage série, c'est de ce dernier que nous parlerons en premier lieu.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN OHMMETRE SERIE

Un ohmmètre série, dans sa version simplifiée, se réduit à un circuit comprenant la résistance à mesurer R_x , une source de tension B_1 et un milli ou microampèremètre M_1 (figure 1a). On se rend compte que la mesure d'une résistance se réduit, dans ces conditions, à celle d'une intensité, d'autant plus faible que la valeur de la résistance est plus élevée, pour une même valeur de la tension de la batterie B_1 .

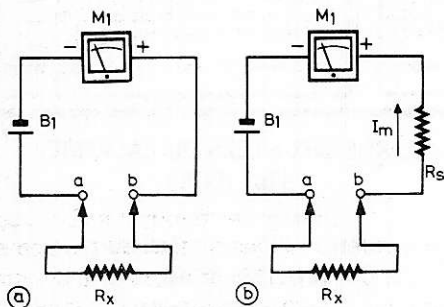


Figure 1

Dans la pratique, cependant, un ohmmètre de ce type comporte toujours une résistance série additionnelle R_s (figure 1b), dont la valeur est calculée de façon que le galvanomètre M_1 dévie à fond lorsqu'on court-circuite les bornes a-b. Si la résistance interne de M_1 est R_i , le courant I_m sera, dans ces conditions

$$I_m = E / (R_s + R_i),$$

en désignant par E la tension nominale de la batterie B_1 .

L'expression ci-dessus permet d'ailleurs de calculer la valeur de R_s , car

$$R_s = \frac{E}{I_m} - R_i$$

On appelle **résistance d'entrée** R_e d'un ohmmètre celle qui existe entre les bornes a et b, c'est-à-dire, pour la figure 1b, $R_e = R_s + R_i = E / I_m$. Autrement dit, la résistance d'entrée est définie par le courant de déviation totale et par la tension de la batterie B_1 .

Une des caractéristiques d'un ohmmètre est une allure particulière de son échelle, qui présente un resserrement progressif des graduations de part et d'autre de son milieu. En effet, si on désigne par I_x le courant correspondant à une résistance mesurée R_x , sa valeur sera

$$I_x = E / (R_e + R_x),$$

et le rapport des courants I_x / I_m s'exprimera par $R_e / (R_e + R_x)$. Ce rapport définit la déviation de l'aiguille de M_1 en pour-cent de la déviation totale, ou en divisions de l'échelle dans le cas où cette dernière est graduée de 0 à 100.

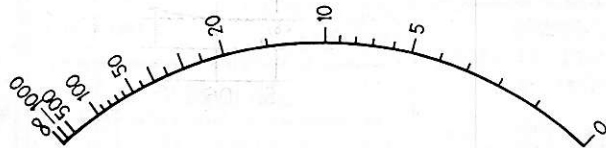


Figure 2

L'allure de l'échelle d'un ohmmètre, valable pour tous les calibres (à coefficient multiplicateur près) et pour tous les ohmmètres du type série, est représentée dans la figure 2. On remarquera qu'elle est inversée par rapport aux échelles de tensions ou d'intensités en ce sens que son zéro se trouve à l'extrémité droite (résistance nulle = bornes a-b en court-circuit). D'autre part, sa graduation milieu (ici 10) correspond à la résistance d'entrée du calibre choisi, c'est-à-dire à 10, 100, 1 000 Ω , etc., suivant la répartition des calibres.

PRECISION DES MESURES

L'erreur relative globale K d'un ohmmètre est exprimée en pour-cent de son indication dans les conditions normales d'emploi. Cette erreur dépend de la classe du microampèremètre utilisé dans le multimètre (généralement classe 1,5) et représente la somme de toutes les causes d'erreur, telles que la tolérance des résistances de précision utilisées, entre autres, de sorte que la valeur de K se trouve toujours nettement supérieure à l'erreur K_1 introduite par le microampèremètre seul (1,5 % pour la classe 1,5, 1 % pour la classe 1, etc.).

D'autre part, l'allure particulière de l'échelle d'un ohmmètre fait que l'erreur de mesure varie considérablement suivant la section de l'échelle où l'on effectue la lecture.

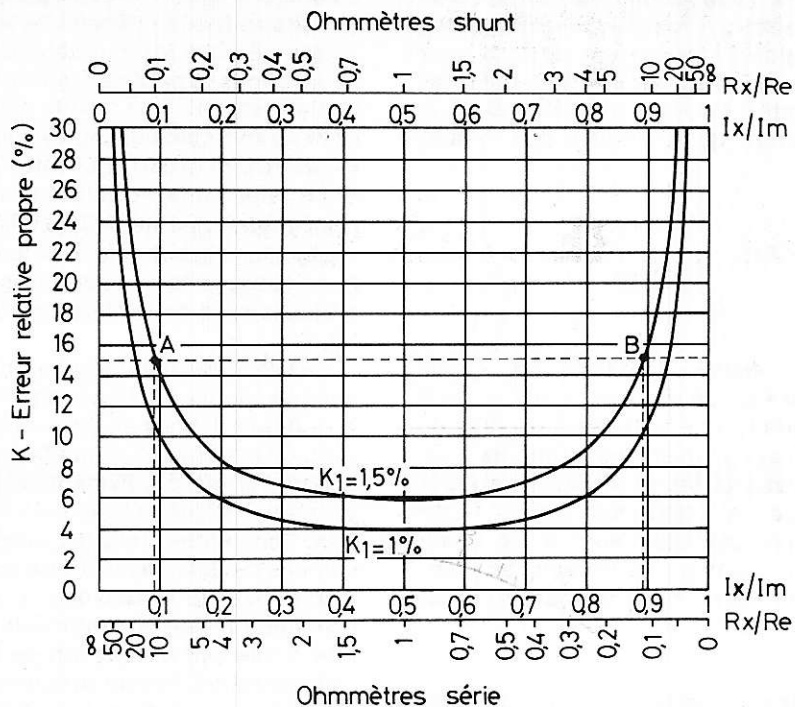


Figure 3

Les courbes de la **figure 3** sont particulièrement « parlantes » dans cet ordre d'idées, car elles montrent la variation de l'erreur globale K (en pour-cent) en fonction du rapport I_x/I_m , c'est-à-dire, en fait, de la portion du cadran où se fait la lecture, et cela pour deux types de galvanomètres : classe (K_1) = 1 et 1,5. La graduation du cadran d'un ohmmètre placée au-dessous de l'échelle I_x/I_m permet d'apprécier encore mieux la plage « utilisable » du cadran, suivant l'erreur maximale de mesure que l'on ne veut pas dépasser.

Par exemple, si on dispose d'un ohmmètre équipé d'un milliampèremètre de classe 1,5 (cas très fréquent) et qu'on veut limiter l'échelle du cadran aux valeurs mesurables avec une erreur maximale de 15 % (trait interrompu), on doit rester à l'intérieur de la plage 10 vers les valeurs supérieures et 0,12 environ vers les inférieures.

Si on désigne par n le rapport I_x/I_m et par N l'expression

$$N = (n - K_1)(1 - n),$$

où K_1 est exprimée par une fraction décimale (0,015 pour $K_1 = 1,5\%$), l'erreur globale K peut être calculée, en pour-cent, en divisant K_1 , également exprimée en pour-cent, par N . En faisant ces calculs, on constatera que l'erreur globale K croît rapidement lorsque la classe du milliampèremètre employé augmente, ce qui est logique, et que, dans n'importe quel cas, la valeur de K est minimale lorsqu'on a $n = 0,5$, c'est-à-dire $I_x = 0,5I_m$.

En résumé, on peut dire que si on veut avoir des résultats d'une certaine précision, il faut se contenter d'utiliser la zone

centrale d'une échelle, les valeurs indiquées par les déviations dépassant 4 fois la valeur « centrale » est inférieure à 0,3 de cette valeur entraînant une erreur globale supérieure à 8 %, dans le cas d'un milliampèremètre de la classe 1,5. En dehors de ces limites, on entre dans la zone des ordres de grandeur, surtout vers les extrémités de chaque échelle, où, d'après le graphique de la **figure 3**, l'erreur globale atteint et dépasse 30 %.

Il est nécessaire de tenir compte également de l'influence de la température qui est loin d'être négligeable, et se traduit, dans les limites « utilisables » de l'échelle d'un ohmmètre, et avec un microampèremètre de la classe 1,5, par une variation de l'erreur globale de $\pm 1,5\%$ pour une variation de la température ambiante de $\pm 10^\circ\text{C}$. En gros, on peut dire que l'erreur globale augmente ou diminue comme l'erreur propre du galvanomètre utilisé, de 1,5, 1 etc. % chaque fois que la température ambiante augmente ou diminue de 10°C .

Cependant, ce qui influe le plus sur la précision des indications d'un ohmmètre, ce sont des variations de la tension de la batterie B_1 (**figure 1**), inévitables si, comme c'est le cas général dans la pratique, cette batterie est constituée par une ou plusieurs piles, dont la f.e.m. diminue au fur et à mesure de l'usure. Dans ces conditions, il est évident que les schémas élémentaires de la **figure 1** ne peuvent guère recevoir une application pratique (à moins que B_1 ne soit une source de tension stabilisée), car, quel que soit le soin apporté au départ à l'ajustage de la résistance série R_s de façon que M_1 dévie à fond avec les bornes

a et b en court-circuit, la moindre diminution de la tension de B_1 remet tout en question, l'ohmmètre indiquant alors des valeurs supérieures aux valeurs réelles.

Le remède (imparfait) à cette situation consiste à prévoir un système de « remise à zéro », dont il existe plusieurs variantes, qui n'ont pas toutes la même valeur en ce qui concerne l'erreur relative globale K résultant d'une certaine variation de la tension de B_1 .

SYSTEMES DE REMISE A ZERO

Le système le plus simple, et qui vient immédiatement à l'esprit, est de rendre la résistance série R_s partiellement ajustable, par la mise en série d'une résistance variable telle que R_0 (**figure 4 a**). Malheureusement, ce système, dans sa forme simple de la **figure 4 a**, ne permet pas de réduire l'erreur supplémentaire introduite par la diminution de la tension de B_1 , tout en rendant possible la remise à zéro avec a-b en court-circuit. Il ne nous est guère possible d'en développer ici la démonstration, mais l'erreur de mesure supplémentaire est égale, pour n'importe quel point du cadran, à la diminution relative de la tension de B_1 . Autrement dit, si cette dernière est de 1,5 V au départ (pile neuve), ce qui est souvent le cas, et qu'elle tombe à 1,2 V après un certain temps de service, l'erreur de mesure supplémentaire sera de $(1,5 - 1,2)/1,5 = 0,2$, soit 20 %, bien que la remise à zéro se fasse normalement. Dans ces conditions, il n'est plus possible de parler de mesure, mais d'évaluation des ordres de grandeur.

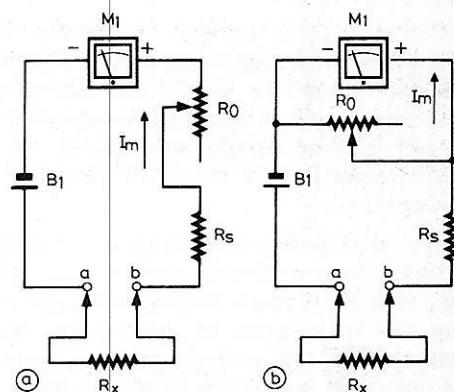


Figure 4

Il est possible de réduire l'erreur supplémentaire à la moitié tout au plus de sa valeur ci-dessus, en effectuant la graduation de l'ohmmètre pour une certaine tension E_0 représentant la moyenne arithmétique de la tension d'une pile neuve, E_{max}

est celle d'une pile usée, à remplacer, E_{min} , c'est-à-dire $E_0 = (E_{max} + E_{min})/2$. Dans le cas ci-dessus on devrait donc étalonner le cadran pour une tension $E_0 = 2,7/2 = 1,35$ V, de sorte que dans un premier temps l'ohmmètre fonctionnerait avec une tension d'alimentation trop élevée de 10 % et l'erreur supplémentaire serait de même valeur, ce qui conduirait à des mesures « pessimistes » : la valeur lue serait inférieure à la valeur réelle. Au fur et à mesure du vieillissement de la pile l'erreur supplémentaire diminuerait et serait nulle lorsque la tension de la pile descendrait à 1,35 V. Ensuite, le sens de l'erreur supplémentaire s'inverserait et augmenterait progressivement jusqu'à la limite inférieure de la tension, soit 1,2 V, où la tension d'alimentation serait trop faible de 10 % et les valeurs lues « optimistes », c'est-à-dire supérieures à la valeur réelle.

Un autre système de remise à zéro, beaucoup plus intéressant que le précédent, car il permet de réduire très sensiblement l'influence de la tension d'alimentation sur la précision des mesures, est celui de la **figure 4 b**, où la résistance ajustable R_0 est connectée en parallèle sur le milliampèremètre M_1 .

Dans ce schéma, comme dans celui de la **figure 4 a**, l'erreur supplémentaire introduite par la variation de la tension d'alimentation E est d'autant plus marquée que la variation de la résistance d'entrée R_e est plus importante par rapport à sa valeur correspondant à la tension E_0 de la batterie pour laquelle l'étalonnage du cadran a été effectué.

Dans le schéma de la **figure 4 b**, R_e varie, bien entendu, mais reste toujours supérieure à $R_s + R_i$ et inférieure à $R_s + R_0$, ce qui veut dire que la variation maximale de R_e ne peut dépasser R_i (résistance propre de M_1).

Comme, généralement, la résistance série R_s est beaucoup plus élevée que R_i , la résistance d'entrée, après une remise à zéro consécutive à une modification de la tension d'alimentation, varie peu et l'erreur supplémentaire résultante est relativement faible.

Si E représente la tension nominale de la batterie B_1 , c'est-à-dire, en fait, E_{max} , E_0 une certaine tension, inférieure à E , pour laquelle on réalise la graduation de l'ohmmètre, et E_m la chute de tension aux bornes de M_1 , autrement dit le produit $I_m R_i$, on obtient une certaine valeur de la résistance d'entrée R_{e0} qui s'exprime par

$$R_{e0} = \frac{R_j}{1 - (E_m/E_0)}$$

d'où on tire la valeur de la résistance série R_s nécessaire.

Quant à l'importance de l'erreur supplémentaire K_2 introduite par les variations de la tension d'alimentation, on pose, pour simplifier les écritures, $e = (E_0 - E)/E_0$, valeur négative puisque, par définition $E > E_0$. En partant de là, la valeur de K_2 s'écrit

$$K_2 = \frac{-e}{(E/E_0) - 1}$$

le signe « moins » signifiant que l'erreur de mesure est de signe contraire au sens de la variation de la tension d'alimentation : si cette dernière est inférieure à E_0 , l'erreur est positive, ce qui veut dire que la valeur de la résistance indiquée, par l'ohmmètre est supérieure à sa valeur réelle. Le contraire se produit, bien entendu, si la tension d'alimentation est supérieure à E_0 .

La relation ci-dessus montre que l'erreur supplémentaire K_2 est d'autant plus faible, en valeur absolue, que la tension d'alimentation E est plus élevée et que la chute de tension E_m sur M_1 est plus faible. C'est pourquoi, si on a le choix entre deux microampèremètres de même sensibilité, il est préférable de choisir celui qui présente une résistance propre R_i la plus faible.

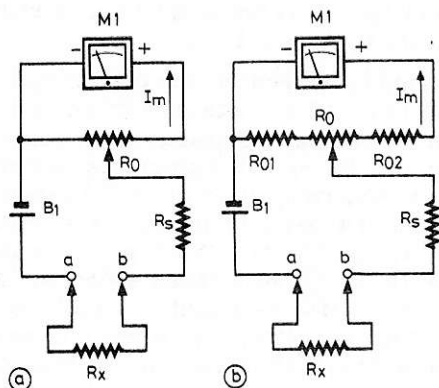


Figure 5

Lorsque la tension d'alimentation varie entre les limites imposées E_{max} et E_{min} et qu'on adopte comme tension d'étalonnage E_0 , représentant la moyenne arithmétique des deux limites ci-dessus, la valeur absolue de K_2 , erreur supplémentaire, sera plus élevée pour E_{min} que pour E_{max} .

Par exemple, en posant $(E_0 - E_{min})/E_0 = e_{max}$, l'erreur supplémentaire maximale K_{2max} sera exprimée par $e_{max}/(E_{min}/E_0) - 1$. Si nous reprenons les chiffres cités plus haut et qui correspondent, d'ailleurs, aux conditions que l'on observe dans la pratique, nous avons $E_0 = 1,35$ V et $E_{min} = 1,2$ V,

d'où $e_{max} = 0,111$. D'autre part, la valeur du rapport E_{min}/E_0 dépend de la chute de tension E_m sur M_1 , qui se situe, comme nous l'avons vu plus haut, entre 0,1 et 0,3 V le plus souvent. Il en résulte que la valeur de K_{2max} sera comprise, suivant la valeur de E_m , entre 0,37 et 0,01, soit entre 3,7 et 1 %. Si on refait le même calcul pour E_{max} , on trouve respectivement, 2,8 et 0,8 %.

Signalons que la valeur de la résistance R_0 de la **figure 4 b** représente, en général 2 à 10 fois celle de la résistance propre de M_1 , R_i .

Il existe des variantes du système de remise à zéro par résistance shunt ajustable et la **figure 5**, nous en donne deux exemples. Ces montages permettent de réduire encore l'erreur supplémentaire introduite par les variations de la tension d'alimentation. Sans entrer dans les détails, disons que ces circuits peuvent être calculés de façon que la résistance d'entrée de l'ohmmètre reste pratiquement constante quelle que soit la variation de la tension d'alimentation, l'erreur supplémentaire ne dépassant pas, dans ces conditions, 0,1 à 1 %.

OHMMETRES A PLUSIEURS GAMMES

Le manque de précision des mesures effectuées dès que l'on s'écarte de la zone centrale du cadran oblige les constructeurs de prévoir plusieurs gammes de mesure, dont les résistances d'entrée, c'est-à-dire correspondant au milieu du cadran, se suivent comme les puissances successives de 10 : 10, 100, 1 000 etc.

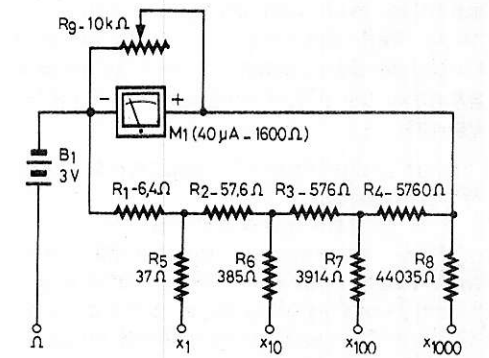


Figure 6

L'échelle de la section ohmmètre est, bien entendu, unique pour toutes les gammes et son allure est celle de la **figure 2** avec simplement davantage de graduations intermédiaires. La première gamme est généralement à coefficient multiplicateur 1, ce qui veut dire que les chiffres

marqués en fonction de la valeur en ohms de la résistance mesurée. La gamme suivante, comme c'est le cas le plus fréquent, est à coefficient multiplicateur 10 et c'est donc la résistance de 100 Ω, placée précédemment dans une zone « d'incertitude », qui vient ici au milieu du cadran et devient donc mesurable avec la précision maximale. Ensuite, viennent les gammes x 100, x 1 000 etc., le schéma général de la section ohmmètre de ce type étant représenté dans la **figure 6**. Une telle répartition des gammes de mesure de résistances permet une lecture de toutes les valeurs comprises entre 2-3 Ω et 100 kΩ avec une précision de l'ordre de ± 10 %, et l'appréciation des ordres de grandeur entre 0,1 et 2 Ω et au-delà de 100 kΩ, jusqu'à plus de 1 MΩ.

On rencontre cependant assez fréquemment des multimètres dont la répartition des gammes en ohmmètre est différente et, souvent, moins heureuse. Par exemple, 3 gammes dont le milieu de l'échelle correspond, respectivement, à 20 Ω, 2 kΩ et 200 kΩ, c'est-à-dire le coefficient multiplicateur de 1, 100 et 10 000. La graduation du cadran est exactement celle de la **figure 2**, avec tous les chiffres multipliés par 2 : 20 à la place de 10, 40 pour 20, 100 pour 50 etc.

On se rend compte immédiatement que si, sur la première gamme, des mesures tant soit peu précises sont possibles entre 6 et 150 Ω à peu près, la multiplication par 100 à la gamme suivante donne une plage « mesurable » s'étendant de 600 à 15 000 Ω, ce qui veut dire que toutes les valeurs comprises, en gros, entre 150 et 600 Ω ne peuvent être qu'estimées approximativement.

MESURE DES RESISTANCES DE FAIBLE VALEUR OHMMETRES SHUNT

Le principe même des ohmmètres série entraîne certaines difficultés lorsqu'on veut mesurer, avec suffisamment de précision, des résistances dont la valeur est égale ou inférieure à 5 - 6 Ω. Les ohmmètres dont la première gamme comporte une graduation du cadran conforme à la **figure 2** sont plutôt rares, essentiellement à cause du courant demandé à la pile. Un ohmmètre dont la résistance d'entrée (milieu du cadran) est de 10 Ω, consomme, au moment du tarage du zéro (bornes d'entrée en court-circuit), 150 mA si la pile d'alimentation n'est que de 1,5 V, et 300 mA lorsque la batterie B₁ est de 3 V, ce qui est souvent le cas. Ce courant serait évidemment doublé si on plaçait 5 Ω au milieu du cadran, par exemple, sans que les résistances mesurables avec une précision suffisante puissent être inférieures à 0,5 Ω à peu près.

La seule façon de tourner cette difficulté est d'utiliser un ohmmètre du type shunt, dont la **figure 7** représente le principe.

Son avantage principal réside dans la possibilité d'obtenir une résistance d'entrée R_e faible, sans que le courant fourni par la source de tension soit exagérément élevé. Comme nous venons de le voir, dans les ohmmètres série le courant débité par la pile est, au contraire, particulièrement élevé lorsqu'il s'agit de mesurer des résistances faibles.

Dans un ohmmètre shunt la résistance à mesurer est connectée en parallèle sur le milliampèremètre M₁. Il en résulte que les bornes d'entrée a-b étant ouvertes, le courant à travers M₁ est maximal (avec la résistance série R_s calculée en conséquence) et l'aiguille dévie à fond.

Pour calculer la valeur de R_s on utilise la relation R_s = (E/I_m) - R_i où, comme dans tout ce qui a été dit plus haut, E désigne la tension nominale de la batterie B₁, I_m le courant total dans le circuit de mesure et R_i la résistance propre de M₁, compte tenu de toutes les résistances qui peuvent se trouver en shunt sur le milliampèremètre lui-même.

Lorsqu'on connecte la résistance à mesurer en a-b, elle shunte M₁, le courant à travers ce dernier diminue et l'aiguille dévie moins. Si on court-circuite a - b, l'aiguille indique 0 ohm.

Par analogie avec les schémas « série », on appelle résistance d'entrée R_e celle que l'on peut mesurer entre a et b. Pour le schéma élémentaire de la **figure 7** on a

$$R_e = R_i R_s / (R_i + R_s),$$

ce qui veut dire que R_e est égale à la résultante de R_i et de R_s en parallèle.

Si on désigne le rapport R_x/R_i par m et le rapport des courants I_x/I_m par n, comme plus haut, nous avons

$$n = m / (1 + m),$$

expression qui définit la déviation de l'aiguille de M₁ en pour-cent de la déviation totale ou en divisions de l'échelle dans le cas où cette dernière est graduée de 0 à 100. La **figure 8** représente l'échelle d'un ohmmètre shunt, et nous pouvons constater qu'elle est exactement l'inverse de l'échelle « série » de la **figure 2**.

D'autre part, en haut de la **figure 3** on trouve les échelles I_x/I_m et R_x/R_e correspondant à un ohmmètre shunt et à partir desquelles on peut déterminer la valeur de K (erreur relative globale) d'un appareil utilisant un indicateur M₁ de classe 1 ou 1,5.

Il faut noter, cependant, que les courbes de la **figure 3** ne sont pas tout à fait symétriques et qu'elles ne s'appliquent, telles qu'elles sont représentées, qu'aux ohmmètres série et ne constituent, pour les ohmmètres shunt, qu'une approximation. Si on veut faire une estimation plus rigoureuse de K pour un appareil shunt, il suffit tout simplement d'inverser ces deux courbes, en mettant à gauche leur flanc droit et inversement. Autrement dit, nous voyons, par exemple, que la courbe K₁ = 1,5 % correspond à K = 14 % pour I_x/I_m = 0,1 lorsqu'il s'agit d'un ohmmètre série. Pour la même valeur de I_x/I_m d'un ohmmètre shunt, l'erreur relative propre K sera de 16 %, correspondant à la graduation 0,9, symétrique de 0,1. Dans la pratique, cependant, ces considérations d'asymétrie n'ont que peu d'importance.

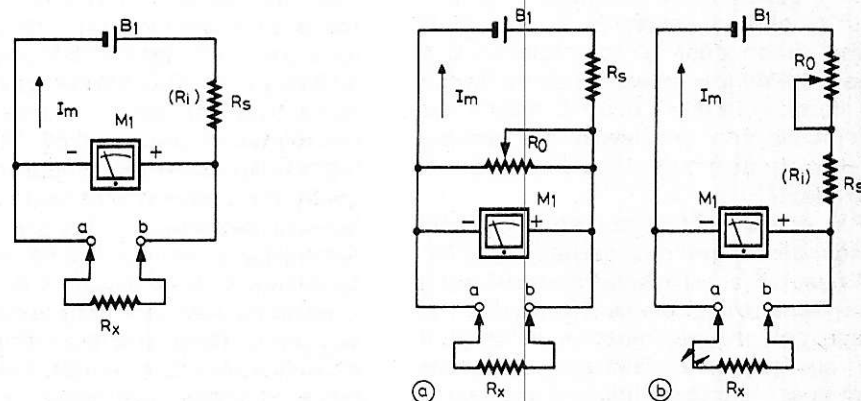


Figure 7

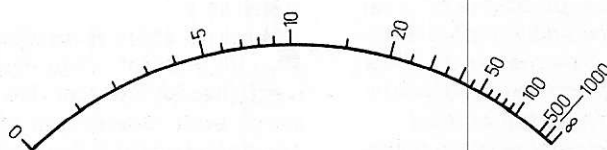


Figure 8

présente 5 à 20 fois la résistance propre de M_1 , R_i , de sorte que si R_s a une valeur suffisamment élevée, on peut admettre que $R_e \cong R_i$. Si on augmente la tension d'alimentation, il devient nécessaire d'augmenter proportionnellement la valeur de R_s , mais la résistance d'entrée R_e et, par conséquent, l'étendue de la gamme mesurable, ne changent que très peu, ce qui met en évidence un des plus importants avantages d'un ohmmètre shunt : la précision de ses indications dépend très peu de la tension d'alimentation.

Cependant, pour faire face à une modification éventuelle de la tension d'alimentation, ne serait-ce que dans le cas d'usure des piles, un ohmmètre shunt doit comporter un dispositif de tarage non plus du zéro, mais de l'infini, en quelque sorte, c'est-à-dire de la déviation totale de l'aiguille.

On n'utilise pratiquement pas le système de tarage parallèle (figure 9 a), car il conduit à une modification notable de la résistance d'entrée de l'ohmmètre, donc à une erreur supplémentaire importante, et on lui préfère le tarage série (figure 9 b), dont l'erreur supplémentaire ne dépasse guère 1 à 2 % dans la plupart des cas.

REALISATION D'UN OHMMETRE POUR RESISTANCES DE FAIBLE VALEUR

Il faut dire que la quasi-totalité de multimètres du marché sont plutôt défaillants lorsqu'il s'agit de mesurer des résistances de faible valeur, inférieure à 5 ou même 10 Ω . Il n'est guère possible d'utiliser, dans ce type d'appareils, le montage « shunt » pour ce genre de mesures, à cause de la complication dans la commutation que cela entraîne, car on est obligé de revenir au montage « série » pour la mesure des valeurs moyennes et élevées, domaine auquel un ohmmètre shunt n'est absolument pas adapté.

Par conséquent, lorsqu'on a vraiment besoin de mesurer des résistances de faible valeur, il faut se résoudre à réaliser soit un ohmmètre spécialement prévu pour cet usage, soit un « adaptateur », en utilisant un ou plusieurs calibres « Intensités continues » d'un multimètre et une source de tension pouvant débiter un courant suffisant, suivant les valeurs que l'on se propose de mesurer.

Dans le premier cas, on notera qu'il est inutile de rechercher un milliampèremètre sensible, ce qui peut permettre d'utiliser un appareil de 10 à 50 mA qui traîne dans un tiroir et dont on ne sait quoi faire.

La première opération consiste à déterminer la résistance propre R_i de cet appareil, travail que nous savons déjà faire.

Supposons, à titre d'exemple, que nous ayons un milliampèremètre de 30 mA dont la résistance propre R_i soit de 2 Ω , chiffres qui correspondent à certains appareils du commerce. Nous choisissons, comme source de tension, un élément d'accumulateur « dryfit » de tension nominale de 2 V, capable de fournir un courant supérieur à 0,4 A (400 mA) en service intermittent (toute autre source de tension peut être envisagée, bien entendu). Dans ces conditions, la résistance série R_s est de 64,7 Ω , en admettant $E = 2$ V, $I_m = 0,03$ A (30 mA) et en tenant compte de $R_i = 2$ Ω .

Ces chiffres étant admis, la résistance d'entrée R_e est de 1,94 Ω , soit 2 Ω en chiffre rond, valeur qui constituera le milieu de la graduation du cadran.

Pour la gamme suivante, le milieu du cadran sera marqué 0,2 Ω , ce qui suppose une déviation totale du milliampèremètre, muni d'un shunt approprié, pour un courant de 300 mA. Le shunt en question, R_s , doit être, tous calculs faits, de 0,22 Ω . La résistance série de cette gamme doit être de 6,5 Ω environ.

Le schéma d'un tel ohmmètre est celui de la figure 10 avec $R_1 + R_2 = 7$ à 8 Ω environ, $R_3 + R_4 = 70$ à 75 Ω et $R_5 = 0,22$ Ω . Pratiquement, les résistances ajustables R_1 et R_3 peuvent être constituées par des potentiomètres ajustables bobinés de la série P011 (R.T.C.), choisis de façon à représenter à peu près le tiers ou la moitié de la résistance totale. Le shunt R_5 peut être formé par quatre résistances de 5 Ω en parallèle, par exemple.

Dans le cas où nous voulons réaliser un adaptateur pour multimètre, il faut procéder différemment, et nous allons prendre comme exemple celui d'un multimètre possédant des calibres « Intensité continue » de 3, 30 et 300 mA (entre autres). La chute de tension indiquée dans la notice du constructeur est de 0,8 V pour 3 mA et de 0,25 V pour 30 et 300 mA, ce qui donne, respectivement, pour les trois calibres, une résistance propre de 266,7 Ω , 8,33 Ω et 0,833 Ω . Si ces renseignements nous manquent, il est relativement facile de les obtenir en mesurant, à l'aide d'un voltmètre électronique, la chute de tension sur tel ou tel calibre à pleine déviation de l'aiguille.

Toujours est-il que, dans le cas présent, une résistance propre de l'ordre de 266 Ω ne présente aucun intérêt, car la résistance d'entrée résultante, en tenant compte de la résistance série nécessaire et de $R_i = 266$ Ω , serait de 190 Ω environ, ce qui est à la portée de n'importe quel ohmmètre série.

Nous retiendrons donc les calibres 30 et 300 mA, et comme leur résistance interne n'est pas exprimée par des chiffres nécessaires pour obtenir une résistance d'entrée de 5 et de 0,5 Ω , nous allons l'y amener en shuntant chaque calibre par une résistance appropriée, de façon à obtenir, res-

pectivement, 5 et 0,5 Ω de résistance d'entrée.

Il ne faut pas perdre de vue que la résistance globale R_i de l'indicateur, compte tenu de tous les shunts qui peuvent se trouver en parallèle, n'est qu'approximativement égale à la résistance d'entrée R_e , qui définit le milieu de l'échelle, car la vraie valeur de R_e est constituée par R_i et R_s en parallèle. Si on désigne par I_{m1} (figure 11)

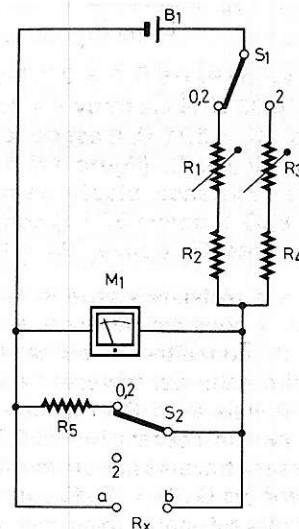


Figure 10

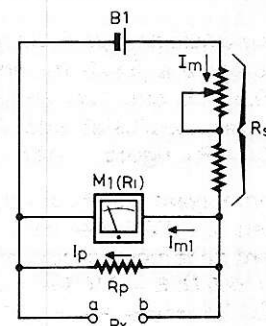


Figure 11

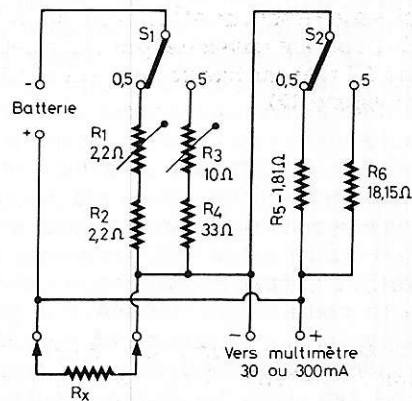


Figure 12

le courant maximal qui traverse uniquement le multimètre commuté sur la sensibilité 30 mA, par R_i la résistance propre du circuit correspondant, par E la tension d'alimentation pour laquelle on calcule les caractéristiques de l'ohmmètre et par R_e la résistance d'entrée que l'on désire obtenir (ici 5 Ω), la résistance R_{io} que devra avoir M_1 shunté par R_p peut être calculée par la relation

$$R_{io} = \frac{R_e E}{E - I_{m1} R_i}$$

où nous avons $R_e = 5 \Omega$, $E = 2 V$, $I_{m1} = 0,03 A$ et $R_i = 8,33 \Omega$. Nous trouvons, tous calculs faits, $R_{io} = 5,71 \Omega$. Il est donc nécessaire de calculer R_p (figure 11) de façon que cette résistance, placée en parallèle sur $R_i = 8,33 \Omega$ donne 5,71 Ω comme valeur résultante. On trouve : $R_p = 18,15 \Omega$.

Quant à la résistance série R_s , en partie ajustable, il nous est nécessaire, pour la calculer de connaître le courant total I_m , c'est-à-dire celui qui traverse l'ensemble M_1 en parallèle avec R_p . Puisque M_1 est traversé par un courant I_{m1} de 0,03 A, le shunt R_p sera traversé par un courant I_p tel que le rapport $I_{m1}/I_p = R_p/R_i$: le rapport des courants est égal à l'inverse du rapport des résistances. On trouve donc $I_p = 0,0138 A$, soit 13,8 mA, de sorte que le courant total I_m est de 43,8 mA.

La valeur totale de la résistance série R_s sera donc égale à $(E/I_m) - R_{io}$, soit $45,66 - 5,71 = 39,95 \Omega$, que l'on réalisera, par exemple, avec une ajustable de 10 Ω et une fixe de 33 Ω (R_4 , figure 12).

La gamme ayant 0,5 Ω comme graduation milieu de l'échelle sera calculée exactement de la même façon, mais à partir de $R_e = 0,5 \Omega$, $E = 2 V$, $I_{m1} = 0,3 A$ et $R_i = 0,833 \Omega$. On trouve $R_{io} = 0,571 \Omega$ et, à partir de là, $R_p = 1,81 \Omega$ (R_5 , figure 12). Par analogie avec ce qui a été fait plus haut, on calcule le courant total I_m , qui est de 0,438 A, soit 438 mA. La valeur totale de la résistance série R_s sera de 4 Ω environ, de sorte qu'on pourra la constituer par une ajustable de 2,2 Ω et une fixe de même valeur (R_1 et R_2 , figure 12).

commutateurs (S_1 et S_2 des figures 10 et 12) des contacts doubles, en mettant en parallèle deux sections d'un contacteur, qu'il soit rotatif ou à touches. Toutes les liaisons s'effectueront par des conducteurs de section suffisante (0,8 à 1 mm de diamètre au moins, soit une section de 0,8 à 0,5 mm² environ). Ne pas oublier qu'un fil de cuivre de 0,5 mm de diamètre présente une résistance voisine de 0,1 Ω par mètre, résistance qui peut fausser complètement une mesure sur la gamme dont le milieu de l'échelle correspond à 0,2 ou 0,5 Ω .

Pour s'assurer que les cordons de liaison vers la résistance à mesurer ne présentent pas une résistance parasite notable, court-circuiter les bornes de mesure à l'aide d'un gros fil court, puis supprimer ce court-circuit et le refaire avec les cordons normalement utilisés. On ne doit pas constater une « dérive » du zéro.

Une certaine difficulté peut surgir lorsqu'il s'agira d'obtenir des résistances shunt de valeur nécessaire (R_s et R_6 des figures 10 et 12). Le plus simple est de choisir une série « commerciale » de tolérance $\pm 1\%$ (p. ex. MR25 ou MR30 de R.T.C.) et de constituer la valeur nécessaire par association série-parallèle de deux ou trois résistances (ou plus) à moins d'avoir la chance de trouver directement la valeur dont on a besoin. Les valeurs des résistances MR25 (0,33 W) ou MR30 (0,5 W) suivent la série E96 en commençant par 4,99 Ω (4,99, 5,11, 5,23, 5,36 etc.). Pour obtenir 1,81 Ω on peut, par exemple, connecter en parallèle deux résistances de 5,49 Ω (ce qui donne 2,745 Ω) et une de 5,36 Ω , la résultante étant de 1,815 Ω . Par analogie, pour constituer la résistance R_6 (figure 12) de 18,15 Ω , on réunira en parallèle deux fois 54,9 Ω et une fois 53,6 Ω .

Les résistances de la branche S_1 (figure 10 et 12) n'ont pas besoin d'avoir une tolérance bien définie, puisqu'il y a toujours une ajustable qui en fait partie. Cette dernière sera choisie dans la série d'ajustables bobinées P011 (R.T.C.), dont les valeurs vont de 2,2 Ω à 1 K Ω (dissipation 2 W).

En ce qui concerne la dissipation des résistances utilisées en tant que shunts, il ne faut pas oublier que la mise en parallèle de n résistances de p watt donne une résistance résultante de $n \times p$ watts. Autrement dit, trois résistances de 0,5 W en parallèle sont équivalentes à une résistance de 1,5 W, ce qui, pour la résistance R_5 de la figure 12, par exemple, est largement suffisant.

L'allure générale de la graduation d'un ohmmètre shunt est représentée dans la figure 8, mais lorsqu'on réalise un appareil pour la mesure de résistances comprises entre 50 et 0,05 Ω , on doit soit dessiner un cadran spécial s'il s'agit d'un ohmmètre indépendant (figure 10), soit d'établir un tableau de correspondance entre la valeur des résistances mesurées et une des échelles du multimètre utilisé, si on monte un adaptateur (figure 12). Le tableau 1 facilitera le travail dans les deux cas, en ce sens qu'il est établi pour une graduation dont le milieu correspond à 1 Ω , de sorte que la colonne « R » indique directement la valeur de la résistance mesurée, tandis que la colonne « % » fixe la graduation correspondante d'une échelle linéaire de 0 à 100. Par exemple, la résistance de 0,22 Ω correspond à la graduation 18, la résistance de 1,5 Ω à la graduation 60 etc.

Si le milieu de la graduation est différent de 1, toutes les valeurs des colonnes « R » sont à multiplier par cette nouvelle valeur « milieu ». Par exemple, si cette dernière est 0,5 Ω , la graduation 18 (0,180) correspond à $0,22 \times 0,5 = 0,11 \Omega$ etc. De même, si le milieu de l'échelle correspond à 5 Ω , cette même graduation 18 représentera $0,22 \times 5 = 1,1 \Omega$.

Si la graduation du cadran existant est différente de 0-100, on la « ramène » à celle du tableau en multipliant sa graduation maximale par le chiffre de la colonne « % » correspondant à la valeur de R cherchée. Par exemple, si nous avons une échelle 0-50, la résistance 0,4 Ω correspondra à la graduation 14,3 de cette échelle ($50 \times 0,286 = 14,3$).

REALISATION ET GRADUATION

Lorsqu'on réalise un ohmmètre pour résistances de faible valeur, que ce soit en tant qu'appareil indépendant ou adaptateur pour un multimètre, il faut veiller à ce que tous les contacts soient impeccables et n'introduisent pas de résistance parasite non négligeable. En particulier, il est recommandé d'utiliser pour tous les

5 (Ω)	%	5 (Ω)	%	5 (Ω)	%	5 (Ω)	%	5 (Ω)	%
0	0	0,20	0,167	0,50	0,333	1,5	0,600	4	0,800
0,01	0,01	0,22	0,180	0,55	0,355	1,6	0,615	4,5	0,818
0,02	0,02	0,24	0,194	0,60	0,375	1,7	0,630	5	0,833
0,03	0,029	0,26	0,206	0,65	0,394	1,8	0,643	6	0,856
0,04	0,039	0,28	0,219	0,70	0,412	1,9	0,655	7	0,875
0,05	0,048	0,30	0,231	0,75	0,428	2	0,667	8	0,889
0,06	0,057	0,32	0,243	0,80	0,444	2,2	0,688	9	0,900
0,07	0,066	0,34	0,254	0,85	0,459	2,4	0,705	10	0,909
0,08	0,075	0,36	0,265	0,90	0,473	2,6	0,722	15	0,937
0,09	0,083	0,38	0,276	0,95	0,486	2,8	0,736	20	0,952
0,10	0,091	0,40	0,286	1	0,500	3	0,750	30	0,967
0,12	0,107	0,42	0,296	1,1	0,524	3,2	0,762	40	0,975
0,14	0,123	0,44	0,305	1,2	0,545	3,4	0,773	50	0,980
0,16	0,138	0,46	0,315	1,3	0,565	3,6	0,783	∞	1
0,18	0,152	0,48	0,324	1,4	0,584	3,8	0,792		

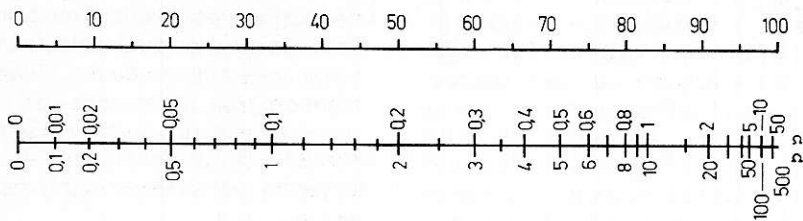


Figure 13

La figure 13 montre la correspondance entre une échelle linéaire de 0 à 100 et celles d'un ohmmètre, à deux gammes, dont la résistance du milieu du cadran correspond, respectivement, à 0,2 et à 2 Ω (p. ex. l'ohmmètre de la figure 10).

MESURE DES RESISTANCES DE VALEUR TRÈS ÉLEVÉE

La limite de la section « Ohmmètre » d'un multimètre vers les valeurs élevées de résistances se situe généralement autour de 1 M Ω ou même moins, si on veut parler d'une mesure et non d'une approximation plus ou moins grossière. Or, dans la pratique on a souvent besoin d'apprécier ou de mesurer des résistances de plusieurs mégohms, ou même de plusieurs dizaines ou centaines de mégohms.

Il est possible, et relativement simple, de reculer la limite supérieure du calibre le plus élevé d'un ohmmètre, moyennant l'adjonction d'une source de tension supplémentaire et d'une résistance dont la valeur sera ajustée en conséquence.

En effet, si nous partons du schéma élémentaire d'un ohmmètre série (figure 14a), il est évident que la figure 14b, lui est équivalent, car le déplacement de la résistance R_s ne change en rien le principe du montage. Si on veut qu'un tel appareil puisse mesurer des résistances de valeurs plus élevées que celles pour lesquelles il est prévu, il faut augmenter sa résistance d'entrée, c'est-à-dire R_s , car R_i , qui en fait également partie, devient pratiquement

négligeable par rapport à R_s lorsque la valeur de cette dernière est élevée.

Cependant, si on augmente uniquement la valeur de R_s , on arrive très vite à l'impossibilité d'obtenir une déviation complète de M_1 en court-circuitant les bornes a - b, et on est obligé d'augmenter proportionnellement la tension d'alimentation.

Autrement dit, il faut réaliser une sorte d'adaptateur, comportant une source de tension B_2 , une résistance série additionnelle R_{s1} et les bornes de mesure c - d, l'ensemble étant connecté aux bornes a - b de l'ohmmètre, commuté sur le calibre le plus élevé (fig. 14 c). L'ensemble pourra comporter, suivant le cas et suivant les besoins, une ou deux gammes, chacune de rapport multiplicateur 10 par rapport à la précédente, de sorte qu'un ohmmètre à 20 k Ω au milieu de l'échelle sur le calibre le plus élevé, par exemple, pourrait monter jusqu'à 2 M Ω au même point, c'est-à-dire permettre des mesures à peu près correctes jusqu'à 20 M Ω et des « appréciations » jusqu'au-delà de 100 M Ω .

Les détails de réalisation d'un adaptateur de ce genre dépendent essentiellement des caractéristiques de l'ohmmètre auquel il est destiné, et il est nécessaire de noter, avant tout, les points suivants :

- la résistance d'entrée R_e , c'est-à-dire celle qui correspond au milieu de l'échelle du calibre le plus élevé;

- la tension de la batterie B_1 , qui est le plus souvent de 1,5 ou de 3 V, mais qui est parfois de 9 ou de 15 V sur les calibres pour résistances élevées.

Ensuite, il faut voir si on peut faire un adaptateur à deux gammes, chacune mul-

tipliant les indications de la précédente par 10, ou si on est obligé de se contenter d'une seule, ce qui peut se produire si la batterie B_1 fournit une tension de 9 ou de 15 V. Il ne faut pas oublier, en effet, que pour passer à un calibre supérieur avec un coefficient multiplicateur 10, il faut multiplier par 10 et la tension d'alimentation et la résistance série totale.

Si la première est de 1,5 ou de 3 V, on peut envisager deux gammes supplémentaires, avec, dans le premier cas, une alimentation fournissant 15 et 150 V, et, dans le second cas, 30 et 300 V. Aller au-delà devient dangereux.

REALISATION D'UN « MEGOHMMETRE »

Il n'est guère possible, étant donné tous les cas particuliers que l'on peut rencontrer dans la pratique, de donner une description détaillée d'un adaptateur pour résistances élevées et nous nous contenterons d'indications générales, à partir desquelles chacun pourra résoudre son propre problème.

Le schéma général d'un adaptateur pourrait être celui de la figure 15, alimenté sur secteur, dont le transformateur et le redresseur doivent être calculés de façon à obtenir en A une tension redressée supérieure de 10-15 V à la tension maximale dont on aurait besoin en B : 150 ou 300 V, le plus souvent.

Les résistances R_2 et R_3 constituent un pont destiné à charger légèrement le redresseur en lui faisant débiter, même à vide, un courant de quelque 10 à 15 mA, c'est-à-dire environ 100 fois supérieur au courant maximal consommé par l'ohmmètre, qui est rarement supérieure à 100 μ A. Cela rend la tension en B et C pratiquement indépendante du courant dans le circuit de l'ohmmètre.

La résistance R_3 est une ajustable, de façon que l'on puisse obtenir, en C, une tension égale à peu près au dixième de celle en B, c'est-à-dire, suivant le cas, encore une fois, 15 ou 30 V. Nous verrons plus loin ce que « à peu près » veut dire.

La valeur totale de la résistance $R_2 + R_3$ sera comprise entre 20 et 30 k Ω pour 300 V en B, et, évidemment, deux fois moins, 10 à 15 k Ω , si la tension en ce point n'est que de 150 V. L'essentiel, c'est que R_3 représente un peu plus d'un dixième de la somme $R_2 + R_3$.

Dans le cas d'une tension de 300 V en B, la valeur de R_2 peut atteindre quelques 27 k Ω pour un courant de 10 mA, ce qui correspond à une dissipation voisine de 3 W. Si on n'a pas de résistance de ces caractéristiques sous la main, on peut constituer R_2 en connectant en série trois résistances de 8,2 k Ω , 1 W, ce qui nous ferait 24,6 k Ω , 3 W.

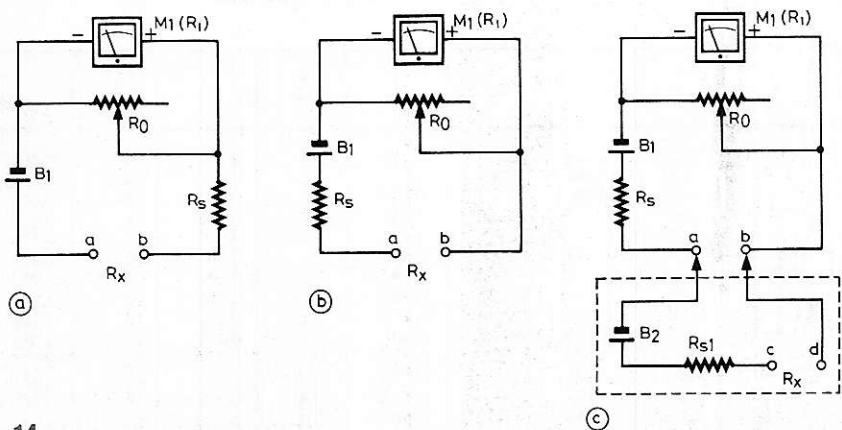


Figure 14

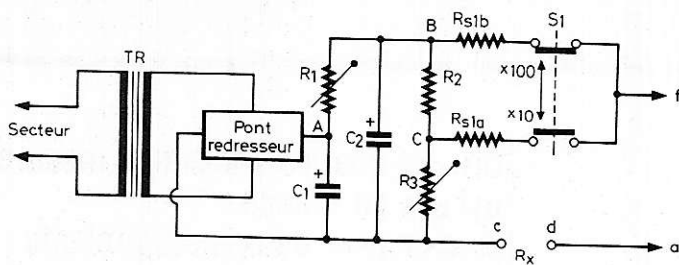


Figure 15

Dans le cas d'une tension de 150 V en B, la valeur maximale de R_2 (pour 10 mA) serait de 13,5 k Ω (13 k Ω , valeur standard) et une résistance de 2 W suffirait (ou deux 6,8 k Ω , 1 W en série).

En ce qui concerne les deux ajustables, R_1 et R_3 , il est souhaitable d'y utiliser des bobinées, telles que P011 (R.T.C.). Cependant, la valeur de ces potentiomètres est limitée à 1 k Ω , de sorte qu'on sera obligé de former R_3 d'une ajustable en série avec une fixe, car sa valeur est, dans tous les cas, supérieure à 1 k Ω . On fera la même chose pour R_1 , si on a besoin, pour amener la tension en B à la valeur nécessaire, d'une résistance supérieure à 1 k Ω .

En ce qui concerne la valeur des tensions en B et en C, il ne faut pas oublier que, dans tous les cas, elles se trouvent en série avec la batterie de l'ohmmètre et que leur valeur exacte doit être ajustée avec le potentiomètre de tarage du zéro en posi-

tion moyenne, de façon à obtenir le zéro d'abord par R_1 sur le calibre le plus élevé, puis par R_3 sur le calibre inférieur. Cette opération se fera évidemment avec l'adaptateur connecté au multimètre et avec les bornes c - d court-circuitées.

Quant aux résistances série additionnelles R_{s1a} et R_{s1b} , elles doivent représenter chacune, augmentée de la résistance série R_s du dernier calibre (qui correspond à la résistance milieu de l'échelle de ce dernier), 10 fois la résistance milieu du calibre précédent.

Supposons, par exemple, que le dernier calibre de l'ohmmètre ait 40 K Ω au milieu de l'échelle, ce qui signifie, pratiquement, $R_s = 40$ k Ω (figures 14 c). La première gamme de l'adaptateur devra avoir une résistance série totale de 400 k Ω , valeur dont il faut retrancher R_s . Donc, $R_{s1a} = 360$ k Ω . La seconde gamme, avec 4 M Ω au milieu de l'échelle et la même valeur pour la ré-

sistance série totale, aura $R_{s1b} = 4$ M Ω - 40 k $\Omega = 3,96$ M Ω , à former de trois résistances de 1 M Ω à 1 % en série, par exemple (série MR25 ou MR30), auxquelles on ajoute une résistance de 0,953 M Ω de la même série.

Les condensateurs C_1 et C_2 seront des électrochimiques de 22 à 47 μ F, par exemple, à tension de service supérieure à celle existant en A.

PRECAUTIONS A PRENDRE

Il ne faut pas oublier qu'à vide, la tension entre les bornes c et d de l'adaptateur est pratiquement celle qui existe en B et qui peut être, par conséquent, de 300 V. Malgré une résistance très élevée en série, le contact simultané avec les sorties c et d est très certainement désagréable.

D'autre part, la mesure des valeurs très élevées de résistance s'effectue très souvent pour vérifier l'isolement des condensateurs mica, céramique, papier et plastique métallisés etc. Il faut veiller à ce que la tension de service des condensateurs vérifiés ne soit pas dépassée pendant l'essai.

Ce sont des condensateurs de qualité irréprochable, sans la moindre fuite, qui risquent le plus de subir une surtension.

W. Sorokine

SYSMIC

72, rue de Nancy,
44300 NANTES

composants pour micro-amateurs

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

— LES PRIX LES PLUS BAS —

REMPLEISSEZ ET ENVOYEZ-NOUS CE
BON POUR UNE LISTE COMPLETE
DE TOUTS NOS ARTICLES

NOM

ADRESSE

TOUS LES RELAIS RADIO-RELAIS

18, RUE CROZATIER

75012 PARIS

Tél. 344.44.50

R.E.R. - GARE DE LYON

SANTEL

B.P. 32 - 77370 NANGIS

EN STOCK aux meilleurs prix :

- des diodes,
- diodes Zener,
- résistances,
- led,
- transistors,
- circuits intégrés MOS,
- circuits intégrés TTL,
- circuits intégrés linéaires,
- fusibles 5 x 20,
- porte-fusibles 5 x 20.

tarif contre
enveloppe timbrée.

« **M**ais d'abord, de quoi s'agit-il ? » avait l'habitude de dire le maréchal Foch. Eh bien, d'unités de mesures. En effet, pour bien comprendre le sens des différentes mesures en électronique et leur relation avec des grandeurs physiques il y a lieu de bien préciser les unités employées.

On sait que les anciennes mesures usitées en France présentaient deux inconvénients :
1) certaines unités portant le même nom variaient d'une province à l'autre.
2) les subdivisions des différentes unités n'étant pas décimales, il en résultait de grosses complications dans les calculs.

LES UNITES DE MESURE

Après maints décrets le système métrique CGS (centimètre, gramme, seconde) a été retenu par les électriciens en 1881. Dans ce système, l'unité électrique était mal définie. On institua alors le système M.K.S.A. (mètre, kilogramme, seconde, ampère). Puis c'est par le décret du 3 mai 1961, qu'un système légal en France a été défini. Il reprend les unités du système international (S.I.) adopté en 1960 par la XI^e conférence générale des poids et mesures. Ces unités sont celles du système M.K.S.A.

Nous parlerons donc ici des différents systèmes utilisés, de leur rapport et de la définition des principales unités. Nous donnons également dans cet article quelques tableaux utiles en électronique tel que celui des préfixes, des constantes ou encore l'alphabet grec.

ECRITURE DES SYMBOLES D'UNITES

Les unités étant définies et normalisées, il convient d'en normaliser l'écriture. Nous donnons ci-après les principales règles recommandées par l'U.T.E.

a) Les symboles d'unités doivent être décrits en minuscules, sauf la première lettre quand le nom de l'unité dérive d'un nom propre. Ils restent invariables au pluriel et doivent être écrits sans point final.

b) Quand une unité composée est obtenue par la multiplication de plusieurs unités simples, le symbole de cette unité est figuré par le produit des symboles des unités composantes sans le signe (.)
exemple : kWh, kVA, Ah.

Toutefois, pour éviter la confusion on écrira m.N. : mètre-newton pour le moment d'un couple et mN pour millinewton.

c) Les symboles des préfixes doivent être imprimés en caractères romains sans es-

pace entre le préfixe et le symbole de l'unité.

d) On écrira μF et non mF ou MF.

- 100 dyne/cm² et non 100 dynes/cm²

- un ampère, des ampères.

e) On ne doit utiliser ni le point, ni la virgule, pour marquer la séparation en tranche d'un nombre comportant un assez grand nombre de chiffres. Cette séparation doit être marquée en règle générale par un espace blanc de largeur inférieure ou égale à celle d'un chiffre courant. On sépare de cette manière les nombres en tranches de trois chiffres.

ORGANISMES DE NORMALISATION

Les organismes participant aux travaux de normalisation en France sont les suivants :

• F.N.I.E. : Fédération Nationale des Industries Electriques.

• U.T.E. : Union Technique de l'Electricité.

• C.C.T. : Comité de Coordination des Télécommunications.

• L.C.I.E. : Laboratoire Central des Industries Electriques.

• N.B.S. : National Bureau of Standards.

SYSTEME M.K.S.A. (rationalisé)

Le système M.K.S.A. (ou système Giorgi) est un système à quatre unités fondamentales.

M. Le mètre qui est l'unité de longueur noté L.

K. Le kilogramme masse qui est l'unité de masse noté M.

S. La seconde qui est l'unité de temps noté T.

A. L'ampère qui est l'unité électrique fondamentale I.

La Commission Electrotechnique Internationale a adopté l'ampère comme unité

électrique fondamentale. Les difficultés reconnues au cours de ces dernières années, soit dans la détermination de l'ampère, par l'équivalent électrochimique (voir définition), soit dans la détermination du volt, dans la réalisation de piles Weston ou d'étalon de résistance, ont conduit les spécialistes de métrologie, à recommander de définir l'ampère à partir d'un phénomène électromagnétique.

A partir de cette unité, on définit l'unité de tension en (coordonnant) la relation $P = UI$.

• La relation de Pouillet $Q = It$ permet de définir l'unité de quantité d'électricité qui est le coulomb.

• La loi d'Ohm $U = RI$ introduit la résistance.

• La loi de l'induction $E = \frac{d\Phi}{dt}$ définit le

flux d'induction magnétique, le weber.

• La relation $\Phi = LI$ définit le coefficient d'induction propre, le henry.

• Enfin la relation $Q = CU$ définit la capacité.

• Entre l'induction magnétique B (en tesla) et le champ magnétique H (en ampère-tour) il existe une relation qui est $B = \mu_0 H$ (dans le vide). μ_0 est la constante de la perméabilité du vide qui a pour valeur dans ce système $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$.

• Entre l'induction électrique \vec{D} et le champ électrique \vec{E} il existe une relation qui est $\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}$ (dans le vide). ϵ_0 est la constante diélectrique du vide qui a pour valeur dans ce système

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36 \pi \cdot 10^9}$$

La perméabilité magnétique μ_0 du vide, la constante diélectrique ϵ_0 du vide et la vitesse de la lumière notée c sont liées dans tout système de mesures cohérent par la relation $\epsilon_0 \mu_0 c^2 = 1$ avec $c = 3 \cdot 10^8$ m/s.

Dans le système CGS électromagnétique, on prend $\mu_0 = 1$ d'où $\epsilon_0 = \frac{1}{C^2}$

$0,111.10^{-20}$ U.E. μ_0 et dans le système électrostatique on prend $\epsilon_0 = 1$ d'où $\mu_0 = - = 0,111.10^{-20}$ U.E.S.

Les systèmes d'unités sont donc caractérisés par les constantes ϵ_0 et μ_0 et la constante d'ampère notée α reliées par la relation $\frac{\alpha}{\epsilon_0 \mu_0} = c$. Le tableau ci-après

donne ces constantes suivant le système employé.

Nom du système	ϵ_0	μ_0	α	C
M.K.S.A. rationalisé	1	4π	1	3.10^8
M.K.S.A. non rationalisé	$36 \pi 10$	10^7	1	3.10^8
CGS Electrostatique	1	1	1	3.10^{10}
CGS Electromagnétique	9.10^9	10^7	1	3.10^{10}
	1	1	1	3.10^{10}
	9.10^{20}	9.10^{20}		

AUTRES SYSTEMES D'UNITES

Ils ne diffèrent principalement que par l'emploi de différentes unités fondamentales. Nous nous limiterons ici à donner un tableau des différentes unités.

Voir les tableaux des systèmes d'unité en pages 95 - 96 - 97

DEFINITION DES UNITÉS

Le système international (SI) qui est légal en France depuis le 1^{er} janvier 1962, comprend six unités de base qui sont : le mètre, le kilogramme, la seconde, l'ampère, le degré Kelvin, la candela. En voici les définitions :

Le mètre est défini comme le multiple 1 650 763,73 de la longueur d'onde dans le vide, de la radiation correspondant à la transition entre les niveaux $2p_{10}$ et $5d_5$ de l'atome de krypton 86. Cet étalon est plus reproductible que le mètre étalon du pavillon de Breteuil et plus précis que la définition originale (la dix-millionième partie du quart du méridien terrestre).

Le kilogramme est la masse du prototype en platine iridié sanctionné par la Conférence générale des Poids et Mesures en 1889 et déposé au pavillon de Breteuil, à Sèvres. C'est une copie imparfaite de la masse d'un décimètre cube d'eau distillée prise à son maximum de densité (à 4°C). La masse du kilogramme est supérieure d'environ 28 milligrammes à celle de 1 dm³ d'eau.

La seconde est depuis 1967 définie comme la durée de 9 192 631 770 périodes d'une certaine radiation spectrale du césium. Cet étalon est plus reproductible que la seconde de temps qui est la fraction $1/31 556 965,9747$ de l'année tropique pour 1900 janvier, zéro à 12 heures de temps des éphémérides.

L'ampère est l'intensité d'un courant électrique constant qui, maintenu dans deux conducteurs parallèles, rectilignes, de longueur infinie, de section circulaire négligeable et placés à une distance de 1 mètre l'un de l'autre dans le vide, produit, entre ces conducteurs une force de 2.10^{-7} newton par mètre de longueur. Il a été défini matériellement par l'intensité du courant qui dépose par seconde 1,118 milligramme d'argent d'une solution de nitrate d'argent dans l'eau.

Le degré Kelvin est le degré de l'échelle thermodynamique des températures absolues dans laquelle la température du point triple de l'eau est 273,16 degrés. Le degré Celsius est égal au degré Kelvin. Le zéro de l'échelle Celsius correspond à 273,16°K.

La candela est l'intensité lumineuse dans la direction perpendiculaire d'une surface de 1/600 000 m² d'un corps noir à la température de congélation du platine sous la pression de 101 325 N/m².

Ces six unités ne sont certes pas suffisantes pour la radio-électricité. Nous donnons ci-après la définition de quelques unités qui sont en rapport avec le système international (SI).

Le hertz est la fréquence d'un phénomène périodique dont la période est 1 seconde.

Le radian par seconde est la vitesse angulaire d'un mobile qui, animé d'un mouvement de rotation uniforme, effectue en 1 seconde une rotation de 1 radian autour d'un axe.

Le mètre par seconde est la vitesse d'un mobile qui, animé d'un mouvement uniforme, parcourt une distance de 1 mètre en 1 seconde.

Le coulomb est la quantité d'électricité transportée en 1 seconde par un courant de 1 ampère.

Le volt est la différence de potentiel qui existe entre deux points d'un fil conducteur parcouru par un courant constant de 1 ampère lorsque la puissance dissipée entre ces points est égale à 1 watt. C'est aussi la diminution de potentiel que subit 1 coulomb lorsque le champ électrique effectue sur lui un travail de 1 joule.

Le joule est le travail produit par une force de 1 newton dont le point d'application se déplace de 1 mètre dans la direction de la force.

Le newton est la force qui communique à un corps ayant une masse de 1 kilogramme, une accélération de 1 mètre par seconde, par seconde.

Le mètre par seconde par seconde est l'accélération d'un mobile, animé d'un mouvement uniformément varié dont la vitesse varie, en 1 seconde, de 1 mètre par seconde.

Le watt est la puissance de 1 joule par seconde.

L'ohm est la résistance électrique qui existe entre deux points d'un fil conducteur lorsqu'une différence de potentiel de 1 volt, appliquée entre ces deux points, produit dans ce conducteur un courant de 1 ampère, ledit conducteur n'étant le siège d'aucune force électrique.

Il a été également défini matériellement par la résistance offerte à un courant par une colonne de mercure de section uniforme, prise à la température de 0°, ayant une longueur de 106,300 cm et une masse de 14,452 g.

Le farad est la capacité d'un conducteur électrique entre les armatures duquel apparaît une différence de potentiel de 1 volt lorsqu'il est chargé d'une quantité d'électricité égale à 1 coulomb.

Le henry est l'inductance électrique d'un circuit fermé dans lequel une force électromotrice de 1 volt est produite lorsque le courant électrique qui parcourt le circuit varie uniformément à raison de 1 ampère par seconde.

Son ancien nom était le quadrat.

Le weber est le flux magnétique qui, traversant un circuit d'une seule spire, y produit une force électromotrice de 1 volt si on l'amène à zéro en 1 seconde par décroissance uniforme.

Le tesla est l'induction magnétique uniforme qui répartie normalement sur une surface de 1 mètre carré, produit à travers cette surface un flux magnétique de 1 weber.

Le volt par mètre est l'intensité d'un champ électrique qui exerce une force de 1 newton sur une charge de 1 coulomb.

Le pascal est la pression uniforme qui agissant sur une surface plane de 1 mètre carré, exerce sur cette aire une force totale de 1 newton.

Le radian est l'angle qui, ayant son sommet au centre d'un cercle, intercepte sur la circonférence de ce cercle un arc d'une longueur égale à celle du rayon du cercle.

Le mètre-newton est le moment, par rapport à un axe d'une force de 1 newton dont le support est distant de 1 mètre de l'axe et lui est orthogonal.

Le kilogramme par mètre cube est la masse volumique d'un corps dont la masse est de 1 kilogramme et le volume de 1 mètre cube.

Le bel est l'unité de puissance sonore. Etant donné les puissances acoustiques P et P', on dit qu'elles diffèrent de nbel si $n = \log_{10} \frac{P}{P'}$.

Deux niveaux de référence sont utilisés :
 0 db (v) = 1 v/μbar pour les micros
 0 db (mv) = 0,775 v/μbar pour les circuits (0,775 v correspond à la tension aux bornes d'une impédance de 600 Ω dissipant 1 mW).

ALPHABET GREC

On utilise couramment en électronique les lettres grecques pour désigner un rap-

port ou une unité. C'est pourquoi nous donnons ci-après l'alphabet grec avec quelques exemples d'utilisation.

Imprimerie	Appellation	Exemple d'utilisation
A	α	alpha
B	β	bêta
Γ	γ	gamma
Δ	δ	delta
E	ε	epsilonn
Z	ζ	dzéta
H	η	êta
Θ	θ	thêta
I	ι	iota
K	κ	kappa
Λ	λ	lambda
M	μ	mu
N	ν	nu
Ξ	ξ	ksi
O	ο	omicron
Π	π	pi
P	ρ	rô
Σ	σ	sigma
T	τ	tau
Υ	υ	upsilonn
Φ	φ	phi
X	χ	khi
Ψ	ψ	psi
Ω	ω	oméga

Amplification des transistors	$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$	$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$
— Variation P	$I_{c1} - I_{c2}$	
— Accroissement très petit		
— Angle de perte tg ζ	$\zeta = R_{c\omega}$	
— Rendement η		$\frac{P_u}{P_f}$
— Constante de temps θ	$\theta = RC$	
— Longueur d'onde λ	$\lambda = \frac{c}{f}$	
— Facteur d'amplification μ	$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$	
— π	$\pi = 3,1416$	
— Résistance interne ρ	$\rho = \frac{\Delta U}{\Delta I}$	
Somme de Σ	\sum_a^b	
— Constante de temps τ	$\tau = RC$	
— Flux magnétique Φ	$\Phi = LI$	
— Résistance Ω, Pulsation ω	$\omega = 2\pi f$	

MULTIPLES ET SOUS-MULTIPLES DECIMAUX

Le tableau ci-après donne les rapports à l'unité des préfixes les plus usités. Les préfixes sont généralement utilisés pour les unités appropriés. Soit pour exemple, l'unité de capacité qui est le farad. Cette unité étant très grande est rarement utilisée. On lui préfère le microfarad qui vaut 0,000001 farad et même le picofarad qui vaut 0,000000000001 farad, qui on le voit n'est pas très facile à lire.

Préfixe	Symbole	Rapport à l'unité
téra	T	= 10 ¹²
giga	G	1 milliard = 10 ⁹
méga	M	1 million = 10 ⁶
kilo	K	1000 = 10 ³
hecto	h	100 = 10 ²
déca	da	10 = 10 ¹
		1 = 10 ⁰
déci	d	0,1 = 10 ⁻¹
centi	c	0,01 = 10 ⁻²
milli	m	0,001 = 10 ⁻³
micro	μ	1 millionième = 10 ⁻⁶
nano	n	1 milliardième = 10 ⁻⁹
pico	p	= 10 ⁻¹²
femto	f	= 10 ⁻¹⁵
atto	a	= 10 ⁻¹⁸

TABLE DES CONSTANTES

— Accélération normale de la pesanteur (altitude 0, latitude 45°)	g = 9,80665 m/SIS
— Constante d'attraction universelle	K = 6,67 10 ⁻¹¹ (MKSA)
— Célérité de la lumière dans le vide	C = 2,997930 10 ⁸ m/S
— Nombre d'Avogadro	N = 6,02295 10 ²³
— Volume molaire dans les conditions normales	V ^o m = 22,4136 10 ⁻³ m ³
— Charge élémentaire	e = 1,60206 10 ⁻¹⁹ c
— Constante de Faraday	F = N.e = 06 491,2 C/mole
— Masse de l'électron (au repos)	me = 9,1083 10 ⁻³¹ kg
— Masse d'un proton (au repos)	mp = 1,672 39 10 ⁻²⁷ kg
— Masse du neutron (au repos)	mn = 1,67470 10 ⁻²⁷ kg
— Constante de Planck	h = 6,625 10 ⁻³⁴ Js
— Constante de Boltzmann	K = 1,38045 10 ⁻²³ J/°K
— Constante molaire des gaz parfaits	R = 8,314 J/°K mole
— Rapport de la longueur de la circonférence à son diamètre	π = 3,14159265...
— Base de logarithmes népériens	e = 2,71828

CONVERSION DES PRINCIPALES MESURES ANGLAISES

— 1 mile = 0,025400 m	pascal
— 1 inch = 25,4 mm (pouce)	— 1 US gallon = 3,785 l (gallon américain)
— 1 foot = 30,48 cm (pied)	— 1 impérial gallon = 4,546 (gallon britannique)
— 1 yard = 91,44 cm (yard)	— 1 british thermal unit = 1055,06 J. (B.T.U.)
— 1 statute mile = 1,60935 km (mille terrestre)	— Degree Fahrenheit (°F) - une température de t degrés Fahrenheit correspond à :
— 1 ounce = 28,349 g	9/7 (t - 32) degrés Celsius.
— 1 pound = 453,592 g (Livre)	32°F correspond à 0°C,
— 1 grain = 64,799 mg	212°F correspond à 100°C.
— 1 poundal = 0,13825 newton	
— 1 poundal per square foot = 1,4882	

Grandeur	Système M.K.S.A. (rationalisé)	Système M.K.S.A. (non rationalisé)	Système CGS électro-magnétique	Système CGS électro-statique	Système MTS	Autres unités	Dimension MTS
Température (t)	degré kelvin (K)	(K)	(K)	(K)	(K)	degré kelvin $\rightarrow T = t + 273^\circ$ ($^\circ K$) degré kelvin $\rightarrow t = T - 273^\circ$	
Charge électrique (Q)	Coulomb (C)	(C)	Sans nom			1 coulomb seconde = 1 ampère 1 charge électron = $1,6 \cdot 10^{-19}$ C 1 UEM = 10 A 1 UEM = C (= $2,99 \cdot 10^{10}$) UES	IT
			UEM : Unité électro-magnétique				
Intensité (I)	Ampère (A)	(A)				1 UEM = 10A 1 UEM = C (= $2,99 \cdot 10^{10}$) UES	
			UES : Unité électrostatique				
Densité de courant (J)	Ampère par m ² (A/m ²)	(A/m ²)				1 UEM = 10^5 A/cm ² 1 UES = $3 \cdot 10^5$ A/cm ²	
Potentiel électrique (V)	Volt (V)	(V)				1 UEM = 10^{-8} V = 10^{-11} kV 1 UEM = $\frac{1}{C}$ (= $0,333 \cdot 10^{-10}$) UES	ML ² T ³ I ⁻¹
Champ électrique (E)	Volt par mètre (V/m)	(V/m)				1 UEM = 10^6 V/m 1 UES = $\frac{1}{3 \cdot 10^4}$ V/m	MLT ⁻³ I ⁻³
Capacité (C)	farad (F)	(F)				1 UEM = 10^9 F = 10^{15} μ F 1 UEM = C ² (= $8,98 \cdot 10^{20}$) UES	M ⁻¹ L ⁻² T ⁴ I ²
Résistance (R) Impédance (Z) Réactance (X)	Ohm (Ω)	(Ω)				1 Ω = 10^9 UEM = 10^{-6} M Ω 1 UEM = $\frac{1}{C^2}$ (= $0,11 \cdot 10^{-20}$) UES	ML ² T ⁻³ I ²
Résistivité (ρ)	ohm-mètre (Ω m ² /m = Ω /m)	(Ω /m)				ex) cuivre ρ = $1,7 \cdot 10^{-8}$ Ω /m = $1,7 \cdot 10^3$ UEM (CGS)	
Conductance (G)	Siemens (S)	(S)				$G = \frac{1}{R} = \text{mho} = 1 \text{ A/V}$	M ⁻¹ L ⁻² T ³ I ⁻²
Induction mutuelle (L)	henry (H)	(H)				1 UEM = 10^{-9} H 1 u μ m = 1 (= $0,111 \cdot 10^{-20}$) UES	ML ² T ⁻² I ⁻²
Champ magnétique (H)	Ampèretour par mètre (At/m)	$4 \pi \cdot$ milli œrsted	œrsted (œ)	(œ)		1 A Hm = $4 \pi \cdot 10^{-1}$ Gilbert/m 1 A Hm = $4 \pi \cdot 10^{-3}$ UEM = $4 \pi \cdot 10^{-3}$ œ	L ⁻¹ I
Force magnétomotrice (F)	Ampèretour (A.T.)	Décigilbert dGb	Gilbert (Gb)	Gb		1 décigilbert = 0,08 AT 1 UEM = 1 Gb = C (= $2,99 \cdot 10^{10}$) UES 1 AT = $\frac{4 \pi \text{ Gb}}{10} = 4 \pi \text{ dG}$	L ⁻¹ I
Induction magnétique (B)	tesla (T)	(T)	Gauss (G)	(G)		1 UEM = 1 G = 1/C (= $0,33 \cdot 10^{-10}$) UES 1 gauss = 10^{-4} T = 10^{-4} Wb/m ²	MT ⁻² I ⁻¹
Flux d'induction magnétique (φ)	Weber (Wb)	(Wb)	Maxwell (Mx)	(Mx)		1 Mx = 10^{-8} Wb = 1 UEM 1 UEM = 1/C (= $0,33 \cdot 10^{-10}$) UES	ML ² T ⁻² I ¹
Reluctance (R)	Henry à la puissance moins un (H ⁻¹)	4π ampèretour par weber (4 H A/Wb)				4π 1 UEM = $\frac{4 \pi}{10^9}$ AT/Wb 1 UES = $4 \pi \cdot 9 \cdot 10^{11}$ AT/Wb	
Intensité lumineuse (I)	Candela (cd)	(cd)				1 cd = 1 bougie nouvelle 1 cd = 0,98 bougie internationale	
Flux lumineux (Φ)	Lumen (lm)	(lm)					
Eclairement (E)	Lux (lx)	(lx)					
Puissance sonore (P)	décibel (dB)	(dB)				néper (Np) = 8,69 dB décibel (dB) = 0,115 Nb	

Grandeur	Système M.K.S.A. (rationalisé)	Système M.K.S.A. (non rationalisé)	Système CGS électro-magnétique	Système CGS électro-statique	Système MTS	Autres unités	Dimension (SI)
Longueur (l)	mètre (m)	(m)	centimètre (cm)	(cm)	(m)	1 $\mu\text{m} = 10^{-3} \text{ mm} = 10^{-3} \text{ m}$ 1 $\text{\AA} = 10^{-10} \text{ m}$ 1 mille marin = 1852 m 1 lieu marine = 3 milles marins 1 année lumière = $9,461,10^{15} \text{ m}$ 1 parsec = $3,084.10^{16} \text{ m}$	L
Surface (s)	mètre carré (m ²)	(m ²)	centimètre carré (cm ²)	(cm ²)	(m ²)		L ²
Volume (v)	mètre cube (m ³)	(m ³)	centimètre cube (cm ³)	(cm ³)	(m ³)		L ³
Angle plan (α)	radian (rd)	(rd)	degré (°)	(°)	(°)	1 degré = $1,111 \text{ grades} = \frac{\pi}{180} \text{ rd}$ 1 rd = $\frac{180}{\pi}$ 1 grade = $0,9^\circ$ 1 angle d'heure = $\frac{\pi}{12} \text{ rd} = 15^\circ$	
Angle solide (Ω)	stéradian (Sr)	(Sr)					
Temps (t)	seconde (s)	(s)	(s)	(s)	(s)	1 jour = 86400 s	T
Période (T)	seconde (s)	(s)	(s)	(s)	(s)	Période = temps d'un cycle	T
Fréquence (f)	hertz (Hz)	(Hz)	(Hz)	(Hz)	(Hz)	1 Hz = 1 cycle par seconde	T ⁻¹
Pulsation (ω)	seconde à la puissance moins 1, radian par seconde (rd/s)	(rd/s)	degré par seconde (°/s)	(°/s)	(°/s)	$\omega = 2 \pi f$ 1 rd/s = $57,30^\circ/\text{s} = 63,66 \text{ gr/s}$ = $9,55 \text{ tr/mn} = 1,325.10^4$ révolution jour	
Vitesse angulaire ($c\omega$)	Radian par seconde (rd/s)	(rd/s)					
Vitesse linéaire (v)	mètre par seconde (m/s)	(m/s)	centimètre par seconde (cm/s)	(cm/s)	(m/s)	1 m/mn = $1,667 \cdot 10^{-2} \text{ m/s}$ = 60 m/h 1 km/h = 0,2778 m/s = 16,67 m/mn 1 nœud = 0,5144 m/s = 1852 m/h	LT ⁻¹
Accélération (g)	mètre par seconde par seconde (m/s ²)	(m/s ²)	centimètre par seconde par seconde (cm/s ²)	(cm/s ²)	(m/s ²)	1 galilée (gal) = 1 cm/s ² g = 9,81 m/s ²	LT ⁻²
Masse (m)	kilogramme (kg)	(kg)	gramme (g)	(g)	tonne (t)	1 carat métrique = 0,2 g = $2 \cdot 10^{-4} \text{ kg}$	M
Masse volumique (e)	kilogramme par m ³ (kg/m ³)	(kg/m ³)	gramme par cm ³ (g/cm ³)	(g/cm ³)	tonnes par m ³ (t/m ³)	ex. : fer (e) = 7800 kg/m ³	L ³ M ⁻¹
Force (F)	newton (N)	(N)	dyne (dyne)	(dyne)	stène (Sn)	dyne = 10^{-5} N . Stène = 10^{-5} N 1 N = 0,102 kilogramme force (kg f) 1 kg f = 9,81 N = 981000 dynes	MLT ⁻²
Moment d'une force ou d'un couple (M, T)	mètre newton (mN)	(mN)	centimètre dyne (cm/dyne) (ou dyne/cm)	(cm/dyne)		1 m kgf = 9,81 m/N	M L ² T ⁻²

Pression (P)	Pascal (Pa)	Pascal (Pa)	barye	barye	pièce	1 mbar = 100 N/m ² = 100 Pa 1 bar = hectopièce = 10 ⁶ baryes 1 bar = 10 ⁵ N/m ² 1 barry = 1 dyne/cm ² = 10 ⁻¹ Pa = 10 ⁻⁶ bar 1 atmosphère = 1,013.10 ⁵ Pa 1 atmosphère = 760 mm de mercure/Hg 1 mm Hg = 1 tour = 1,333.10 ² Pa 1 m d'eau (4°C) = 0,981.10 ⁴ Pa = 0,1 kg/cm ²	M L ⁻¹ T ⁻²
Energie (travail W)	Joule (J)	(J)	erg (erg)	erg (erg)		1 erg = 10 ⁻⁷ J = 6,28 10 ⁻¹¹ eV 1 éléction volt (eV) = 1,59.10 ⁻¹⁹ J 1 cheval-heure = 735,5 Wh 1 kgf.m = 9,81 J — Wh : 3600J	M L ² T ⁻²
Energie (chaleur q)	(J)	(J)	microthermie (μth)	thermie (th)		1 cal = 4,18 J 1 thermie (th) = 10 ⁶ cal = 4,18.10 ⁶ J 1 frigorie (fg) = — 10 ⁻³ cal = — 4,18.10 ³ J 1 eV = 3,799.10 ⁻²⁰ cal.	M L ² T ⁻²
Puissance (P)	Watt (W)	(W)	erg par seconde (erg/s)	(erg/s)	kilowatt (kW)	1 kg m/s = 9,81 W 1 ch = 75 kg m/s = 735 W 1 erg/s = 10 ⁻⁷ W 1 cal/s = 4,18 W	M L ² T ⁻³

NOTRE COMPTOIR DE VENTE vous propose :

- Circuits intégrés Cmos, TTL, Lin.
- Transistors
- Diodes commut., zener
- Condensateurs
- Résistances
- Relais Etc...
- Kits: revendeur JOSTY
- CIRCUITS IMPRIMES: réalisation prototype et petites séries

Kotech

BUREAU D'ETUDES-REALISATION
ELECTRONIQUE & MECANIQUE
27, rue Boyer 75020 PARIS



797.45.39



ÉDITIONS
TECHNIQUES &
SCIENTIFIQUES
FRANÇAISES
2 à 12,
rue de Bellevue,
75940 Paris Cedex 19

8^e ÉDITION
REVUE ET
CORRIGÉE

PRIX : 80 F
NIVEAU 3

Prix pratiqué
par la
LIBRAIRIE
PARISIENNE
DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque,
75940 PARIS Cedex 19

ROGER A. RAFFIN



DÉPANNAGE
MISE AU POINT, AMÉLIORATION
DES TELEVISEURS NOIR ET BLANC
ET TELEVISEURS COULEURS

Le présent ouvrage n'a pas d'autre but que d'aider le technicien et l'amateur radio à devenir un bon dépanneur de télévision en les guidant dans leur nouveau travail. Il est une documentation pratique, un guide sûr, un véritable instrument de travail, les pannes étudiées examinent tous les standards, et les trois chaînes françaises.

PRINCIPAUX CHAPITRES :
Généralités et équipement de l'atelier. Travaux chez le client. Installation de l'atelier. Autopsie succincte du récepteur de T.V. Pratique du dépannage. Pannes son et image. Mise au point et alignement des téléviseurs. Cas de réceptions très difficiles. Amélioration des téléviseurs. Dépannage des téléviseurs à transistors. Dépannage et mise au point des téléviseurs couleur.
Un volume broché, 424 pages, 263 figures. Format 15 x 21, couverture couleur.

BASCULES BISTABLES À CIRCUITS LOGIQUES

1) SCHEMA-BLOC :

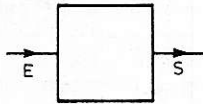


Figure 1

Le niveau logique de sortie change à chaque transition de 1 vers 0 du niveau logique d'entrée. Le montage est donc assimilable à un compteur par 2 ou diviseur de fréquence par 2.

2) TABLE DE VERITE :

E	S		E	S
0	0		0	1
1	0		1	1
0	1		0	0
1	1	OU	1	0
0	0		0	1
1	0		1	1
0	1		0	0
1	1		1	0

4) NOTES D'UTILISATION :

Ces montages peuvent servir à réaliser des fonctions de type « télérupteur », notamment en télécommande. A des fréquences plus élevées, ils peuvent servir à diviser par deux la fréquence de signaux carrés dont les flancs doivent être très droits. Dans cette application, il peut s'avérer nécessaire d'optimiser la valeur des condensateurs.

3) SCHEMAS PRATIQUES :

A) EN TECHNOLOGIE TTL :

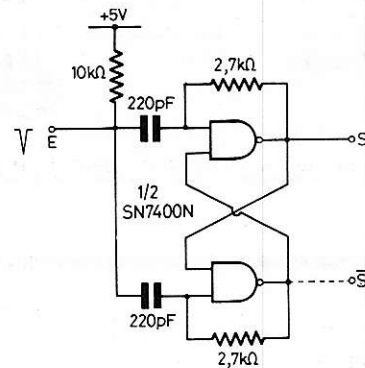


Figure 2

B) EN TECHNOLOGIE CMOS :

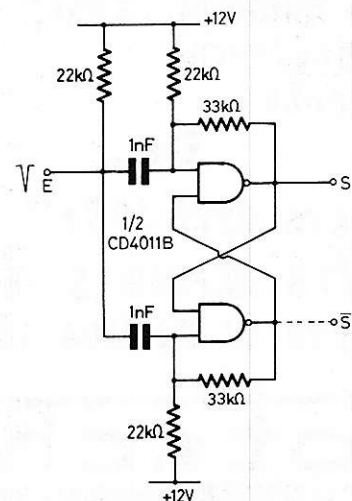


Figure 3

CHANGEURS DE FRÉQUENCE À CIRCUIT INTÉGRÉ

1) SCHEMA-BLOC :

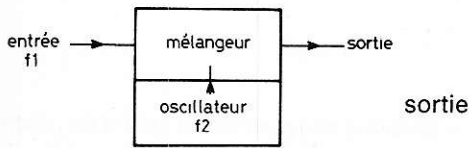


Figure 1

$$f_3 = \begin{cases} f_1 + f_2 \\ f_1 - f_2 \text{ si } f_1 > f_2 \\ f_2 - f_1 \text{ si } f_1 < f_2 \end{cases}$$

la sélection de f_3 se fait par un circuit sélectif en sortie.

2) SCHEMAS PRATIQUES :

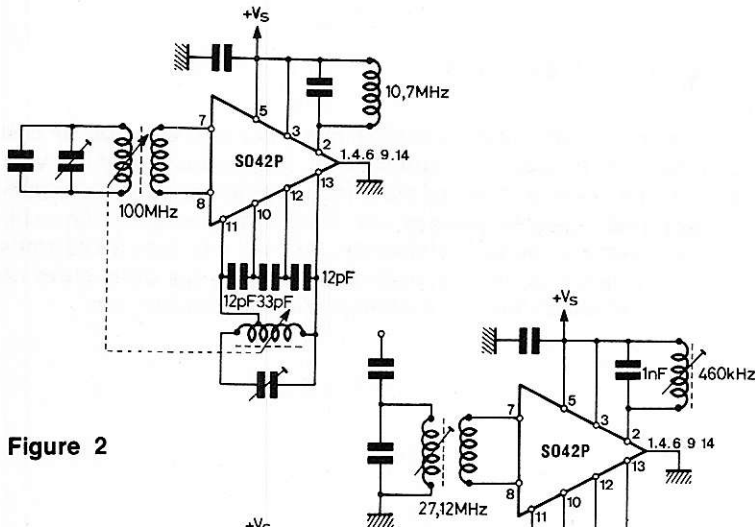


Figure 2

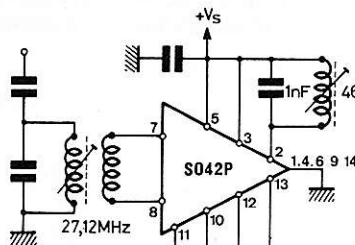


Figure 3

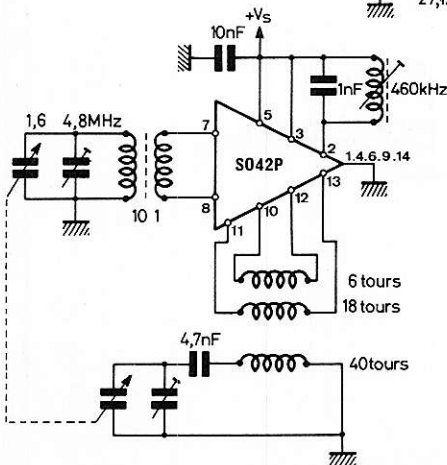


Figure 4

Avec oscillateur incorporé

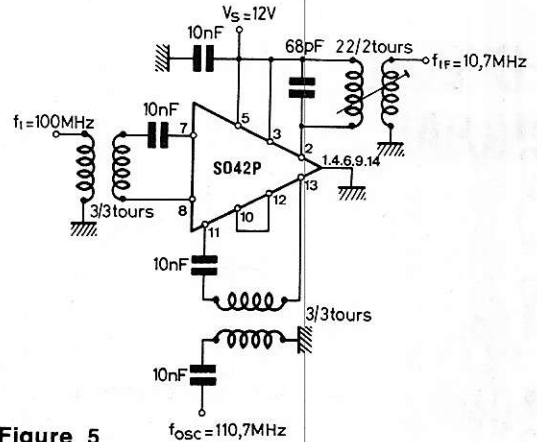


Figure 5

Avec oscillateur séparé

3) BROCHAGE :

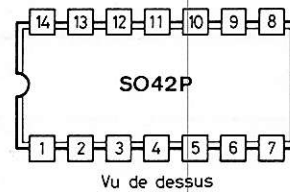


Figure 6

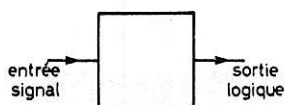
4) NOTES D'UTILISATION :

Ces montages peuvent être utilisés dans les récepteurs superhétérodynes, soit directement après l'antenne, soit après un étage HF intermédiaire accordé ou non. Ils peuvent également servir à réaliser toutes sortes de convertisseurs permettant d'adopter à un récepteur une gamme de fréquences qu'il ne reçoit pas d'origine.

Enfin, des montages voisins peuvent servir au codage et au décodage de la parole, à la démodulation de la BLU ou de la télégraphie, etc...

DÉTECTEUR DE SIGNAL

1) SCHEMA-BLOC



Entrée	Sortie
Présence signal	0
Absence signal	1

Figure 1

2) SCHEMA PRATIQUE :

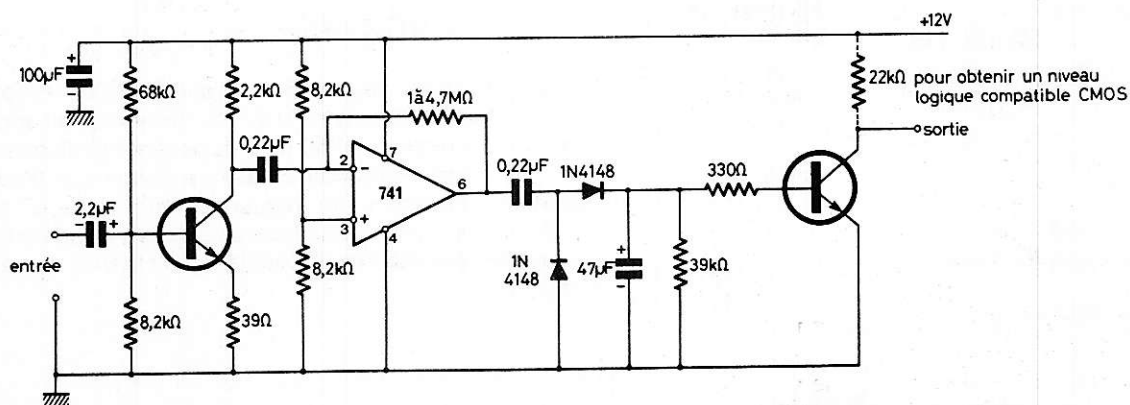


Figure 2

3) NOTES D'UTILISATION :

Ce montage est prévu pour fonctionner dans le spectre BF, entre 50 Hz et 25 kHz. Sa sensibilité d'entrée peut être poussée jusqu'à quelques fractions de millivolt (utilisation avec des micros ou des têtes magnétiques). Pour des niveaux plus importants (sorties de préamplis BF, magnétophones, etc...) on peut réduire la valeur de la 4,7 MΩ. En dessous de 470 KΩ il est préférable de supprimer le transistor de préamplification et d'attaquer directement le 741.

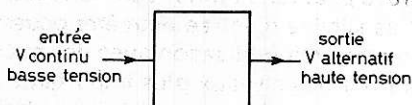
Si on intercale entre le transistor d'entrée et le 741 un élément sélectif (diapason ou circuit LC) on obtient un relais de fréquence pour télécommande

4) NOTES D'UTILISATION :

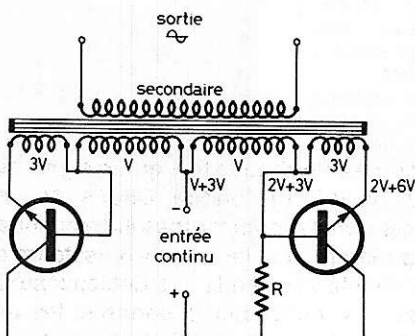
Ce montage est utilisable chaque fois qu'un signal ou top BF doit commander un dispositif quelconque. Citons les systèmes VOX pour émission-réception, les commandes automatiques d'enregistrement pour magnétophones, les synchronisateurs de diapositives, les systèmes de télécommande, les déclencheurs d'appareils photo ou caméras, les interrupteurs sonores, les détecteurs de sonnerie de téléphone, les systèmes d'alarme antivol, etc...

CONVERTISSEUR CONTINU / ALTERNATIF

1) SCHEMA-BLOC :



2) SCHEMA PRATIQUE :



3) NOTES D'UTILISATION :

L'appareil délivre une tension rectangulaire dont la fréquence est fixée par le type du transfo (de 50 Hz pour les noyaux à tôles jusqu'à plusieurs kHz pour les noyaux ferrite).

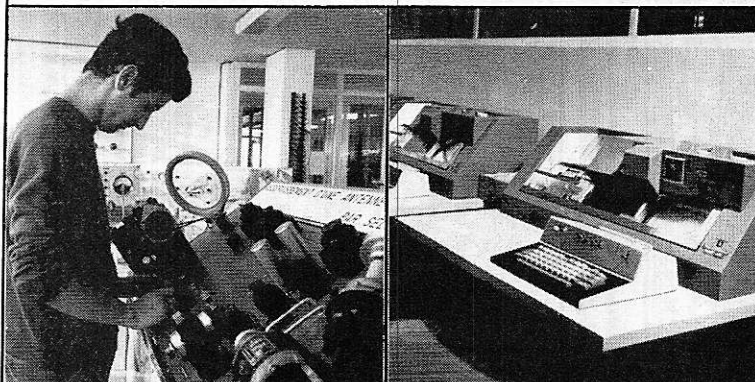
La puissance peut s'échelonner de quelques VA à quelques centaines de VA. Cette puissance impose le choix des transistors, de leurs refroidisseurs, du nombre de spires par volt du transfo, du diamètre du fil des enroulements, des dimensions du noyau, et de la valeur de R.

4) APPLICATIONS :

L'utilisation la plus courante est la reconstitution de 220 V 50 Hz à partir d'une batterie de voiture, mais de tels convertisseurs sont couramment utilisés dans les éclairages fluorescents fonctionnant sous basse tension et dans tous les appareils autonomes nécessitant des tensions élevées (oscilloscopes notamment). Il est courant de faire suivre ces montages d'un redressement et d'un régulateur de tension lorsque des tensions continues sont nécessaires.

Apprenez un métier technique d'avenir

avec l'ECOLE TECHNIQUE MOYENNE ET SUPERIEURE DE PARIS
PAR CORRESPONDANCE



avec REGROUPEMENTS PÉRIODIQUES ET STAGES

Des milliers d'emplois techniques d'avenir restent longtemps libres faute de spécialistes. Quelle que soit votre instruction et votre âge, ouvrez-vous la voie vers une situation assurée, en étudiant chez vous, à votre cadence, l'un des

40 PROGRAMMES

libres ou préparatoires à des
DIPLOMES D'ETAT

dispensés par l'E.T.M.S. de Paris :

RADIO-H.I.F.I.	ELECTRONIQUE	FROID
TELEVISION	AUTOMATION	CHIMIE
ELECTRICITE	INFORMATIQUE	ETC... ETC...
MAGNETOSCOPE	AUTOMOBILE	

FORMATION PERMANENTE

Inscriptions individuelles ou par employeurs
A TOUTE PERIODE DE L'ANNEE

Documentation RP 79 sur demande à :



**ECOLE
TECHNIQUE**
Moyenne et Supérieure
de Paris

Organisme privé régi par la loi du 12.7.1971 sous contrôle
pédagogique de l'Etat

3, rue Thénard - 75240 PARIS Cedex 05 Tél. 329.21.99 ++

BROCHURE GRATUITE RP 79

pour les demandes provenant des pays d'EUROPE.
Pour l'étranger : joindre la valeur de 25 F français.

Nom et prénom

Adresse

Ville

BP

Technique envisagée

UN POINT FORT HEATHKIT la documentation...

En effet, le marché actuel du Kit offre selon les marques des matériels de très bonne technologie; par contre, leur documentation de montage n'est pas toujours aussi claire et fournie qu'il serait souhaitable.

Vingt années d'expérience ont permis à la société HEATHKIT de bien connaître dans toute sa diversité les désirs de la clientèle Kit. Cette expérience a conduit HEATHKIT à concevoir pour chacun de ses produits une **documentation** :

- **abondante**
- **détaillée**
- **méthodique**
- **explicite.**

Cette stratégie du "Qui peut le plus, peut le moins" permet aux clients profanes d'accéder graduellement au Kit, sans importuner par l'abondance des détails, ceux dont les connaissances avancées les autorisent à ne pas s'attarder sur des principes et techniques qu'ils connaissent déjà.

Chaque Kit est livré avec un manuel d'assemblage très complet, comportant : liste des composants, description des circuits, schémas, dessins, processus de montage pièce par pièce. Ce manuel, conçu selon une méthode "pas à pas" est écrit dans un langage simple, à la portée des non-professionnels; rien n'y est laissé au hasard.

D'autre part, HEATHKIT met à la disposition de ses clients un service d'assistance technique, qui peut être consulté avant l'achat, en cours de montage, ou à l'utilisation de l'appareil une fois monté. Un simple coup de téléphone ou une visite à un centre HEATHKIT-ASSISTANCE, et c'est l'assurance d'être conseillé, aidé immédiatement.

Enfin, tous les ensembles HEATHKIT sont couverts par l'ASSURANCE SUCCES, c'est-à-dire par la garantie absolue de voir fonctionner un matériel que l'on a monté de ses propres mains. Tous les avantages de cette formule sont développés en détail dans notre catalogue.

"Choisir HEATHKIT, c'est quand même rassurant!"

CENTRES HEATHKIT et services HEATHKIT-ASSISTANCE

PARIS (6^e), 84 Bd Saint-Michel - téléphone 326.18.91
LYON (3^e), 204 rue Vendôme - téléphone (78) 62.03.13

LE CATALOGUE



contient 150 Kits, allant du système d'alarme le moins cher à l'ordinateur tout équipé, en passant par l'oscilloscope, l'émetteur ondes courtes ou la chaîne haute fidélité. Ces Kits y sont décrits dans le détail, et leurs caractéristiques développées au maximum.



Bon à découper, à adresser à

FRANCE : HEATHKIT, 47 rue de la Colonie 75013 PARIS
BELGIQUE : HEATHKIT, 737/B7 Ch. d'Alsemberg, 1180 BRUXELLES

Je désire recevoir votre catalogue Automne 79

Je joins 2 timbres à 1,20 F pour participation aux frais

Nom _____

N° _____ Rue _____

Code postal _____ Ville _____

R.P. 10-79

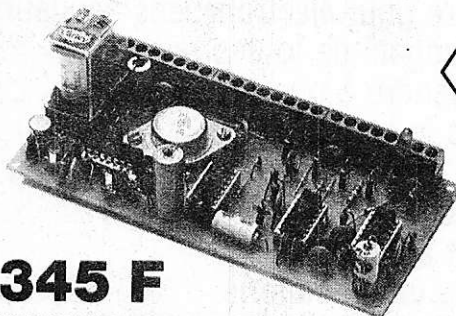
ELECTRONIC SERVICE

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

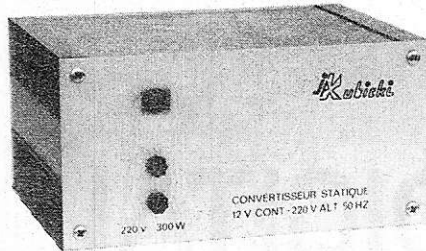
Composants électroniques

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

Outils - 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) 995 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 14,00 F
- 100 × 200 24,00 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 14,00 F
- Mini perceuse 60,00 F
- Perchlorure de fer 1/2 litre 7,50 F
- Etamag 1/2 litre KF 36,00 F
- Vernis KF protection circuit imprimé 42,00 F

Port forfaitaire pour matériel circuit imprimé + 20 F

Kit à insoler les circuits comprenant :
2 tubes UV 60 cm + 2 starters + 1 ballast + schéma de branchement 110 F
(port : 40 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	
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	15 F
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	10 F
2 x 12 V/1 A	38,00	
2 x 15 V/1 A	39,00	15 F
2 x 18 V/1 A	39,00	
2 x 24 V/1 A	47,00	
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	20 F
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 littérature pour électroniciens amateurs abonde de gadgets de toutes sortes, qui sans prétendre à une haute utilité, ont au moins le mérite de distraire l'utilisateur par leur fabrication et leur fonctionnement. Le but de cet article est de décrire une minuterie tout à fait utilitaire, spécifiquement étudiée pour le domaine du circuit imprimé mais pouvant avoir de multiples autres usages, telle la photographie où toute la précision souhaitable dans le temps de cuisson des œufs à la coque.

COMPTE-POSE DIGITAL à départ temporisé

La réalisation des C.I. nécessite de pouvoir minuter exactement des temps allant de 0,5'' (exposition du mylar, photo) à 15 mn environ (gravure). Pour les temps supérieurs à 10'', une montre avec trotteuse peut évidemment suffire, mais pour une meilleure constance des résultats photographiques obtenus avec des temps plus courts, il vaut mieux un chronométrage précis. Le prototype étudié ici répond largement à ces critères, et comporte de plus quelques améliorations pratiques facilitant son exploitation. En effet, l'auteur

s'est trouvé confronté dans sa chambre noire à un épineux problème : comment faire pour tenir simultanément un chronomètre d'une main, un interrupteur commandant la lampe d'exposition de la deuxième et appuyer fortement sur le sandwich de dalles de verre, mylars photosensibles, calques, etc... disposer de deux autres moins providentielles ? La réponse est évidente : avoir un frère siamois ou construire la double minuterie ici proposée.

QUELQUES EXPLICATIONS :

L'appui sur un bouton enregistre l'ordre de départ d'un compte à rebours, mais celui-ci (et donc l'exposition) ne commence que 5 secondes environ après l'appui. Cela laisse largement le temps de poser les mains sur la dalle supérieure et de presser dessus le plus fort possible. En effet, lorsque l'on veut obtenir un mylar négatif à partir d'une feuille de calque sur laquelle ont été reportés, sur les deux faces par

nécessité, des schémas graphiques d'épaisseurs différentes (encre de Chine, transferts, rubans en rouleaux, etc...), il faut être sûr de la coplanéité du calque et du plan-film : le calque se gondole facilement en particulier sous l'effet de l'encre de Chine, et il faut beaucoup de force (quelques dizaines de kg) pour l'écraser parfaitement entre les deux dalles de verre. Pour cette saison, un cadre de bois avec feuille de mousse faisant ressort ne convient guère. Le mieux est encore de se servir de ses deux mains.

ANALYSE DU FONCTIONNEMENT :

Après toutes ces explications, passons à l'examen du schéma **figure 1**. Le compte à rebours est réalisé par 4 compteurs-décompteurs SN 74 LS 192 commandant chacun un afficheur TTL 312 par l'intermédiaire d'un décodeur SN 74 LS 47. La sortie « borrow » (retenue en mode décomptage) de chaque 192 est reliée à l'entrée « down » (décomptage) du compteur situé à sa gauche. Les quatre 192 fonctionnent donc ainsi en mode asynchrone.

Des straps relient entre eux les décodeurs ; ils permettent l'effacement des zéros inutiles à gauche du chiffre le plus significatif. Sans straps, *tous les compteurs étant à 0*, l'affichage indique 000.0. De même, avec tous les straps en place, l'affichage est éteint (sauf la virgule qui sert alors de témoin d'alimentation). Si l'on veut garder le zéro des dixièmes de seconde, ne pas câbler S₄ ; Si l'on veut garder les zéros des secondes et des dixièmes, ne pas câbler S₃ et facultativement S₄ ; etc...

A la mise sous tension, C₃ se charge par D₂ et R₈, créant une impulsion positive aux bornes de cette dernière, impulsion qui est envoyée aux entrées « Clear » (broche 14) des 192, ce qui a pour effet de les initialiser à 0. Sans cette précaution, l'affichage indiquerait n'importe quoi à la mise en route.

A l'aide de quatre boutons-poussoirs BP₁ à BP₄ (inutile de prendre des modèles spéciaux sans rebondissement), l'entrée « up » (comptage) de chaque 192 peut être reliée à la sortie d'un générateur d'impulsions (IC 10) à basse fréquence ajustable par P₁. La **figure 2** donne l'allure du signal issu de IC 10. Pendant l'appui sur l'un (ou plusieurs) de ces B.P., l'afficheur corres-

pondant va donc compter à un rythme suffisamment lent pour permettre le relâchement dès que le chiffre voulu apparaît. Cette méthode est moins chère et moins encombrante qu'une batterie de roues co-deuses. Il est à noter que dans ce mode de sélection, les retenues ne sont pas prises en compte ; autrement dit, le passage de 9 à 0 des secondes par exemple, ne fera pas avancer d'une unité les dizaines de secondes. A cet effet, les sorties « carry » (retenue en mode comptage) des 192 sont laissées en l'air. Les entrées « up » des 192 sont d'autre part, reliées à une porte NAND (1/2 IC₁₁ : SN 74 LS 20) modifiée pour avoir 5 entrées. La sortie de cette porte actionne les broches 6 et 7 de remise à 9 (RA9) de IC₁₄ : SN 74 LS 90, compteur décimal bien connu de nos lecteurs. Les broches 2 et 3 de remise à zéro sont à la masse, inutilisées. Ainsi, à chaque fois que le contenu des 192 est modifié à BP₁ à BP₄, IC₁₄ se retrouve dans un état bien déterminé : A (broche 12) = 1 ; B (broche 9) = 0 ; C (broche 8) = 0 ; D (broche 11) = 1. Le diviseur par 5 de IC₁₄ est monté pour sortir du 10 Hz à partir du 50 Hz du secteur. De cette façon, au début du décomptage des 192, la 1^{ère} impulsion à 10 Hz appliquée à IC₉ apparaîtra toujours après $4 \pm 1/2$ périodes de 50 Hz. Ceci garantit une excellente « répétabilité » des temps comptés (erreur absolue de ± 10 ms environ). Si au lieu de cela nous avions laissé diviser continuellement IC₁₄ en appliquant ou arrêtant son signal à 10 Hz à des moments quelconques sur IC₉, l'erreur aurait été de $\pm 1/2$ période de 10 Hz, soit ± 50 ms, ce qui n'est plus négligeable devant la résolution maximale de 100 ms de notre compte-pose.

L'appui sur K₁ permet à tout moment, même pendant le décomptage, de remettre tous les 192 à 0 ; ceci a en outre pour effet, par IC₁₂, IC₁₃ et IC₁₁ de faire une RA 9 sur IC₁₄ pour la même raison que précédemment.

Fermons un instant K₂. Après calibrage et inversion par le trigger 1/4 IC₁₅, l'impulsion est appliquée à l'entrée (broche 14) du diviseur par 2 de IC₁₄, dont la sortie (broche 12), antérieurement mise à 1 par une RA 9 (dûe à une pression sur BP₁ à BP₄ ou de K₁, ou encore à la mise sous tension), passe à 0. LED₂ s'illumine en jaune, indiquant que l'ordre de départ (Start) est enregistré. Le signal est inversé par 1/4 IC₁₅ (broches 4, 5

et 6). D₅ en se bloquant autorise C₇ à se charger par R₅₈ et R₅₉. Lorsque la tension atteint $V_{Z1} + 2 V_{BE} = 2,7 + (2 \cdot 0,6) = 3,9$ V, soit au bout de 5'' environ, T₃, transistor darlington, se sature. Les calculs donnent 15'', mais la plupart des zeners de 2,7 V sont « fuites » bien avant leur valeur marquée. Après mise en forme par 1/4 IC₁₅ (broches 1, 2 et 3), un courant positif est appliqué à la gâchette du triac par le transistor T₂. De plus, LED₁ s'allume.

Il est théoriquement nécessaire d'utiliser un triac garanti pour le fonctionnement dans les 4 quadrants ; en fait, l'expérience montre que la plupart des triacs courants pour modulateurs, gradateurs etc..., conviennent, à condition d'effectuer un tri parmi 3 ou 4 exemplaires de provenance différentes pour trouver son bonheur. Dans le cas contraire, la charge sera alimentée en monoalternance, d'où un scintillement caractéristique aisément identifiable. A la rigueur on pourrait abaisser R₅₃ jusqu'à 100 Ω, mais la meilleure solution reste de chercher un triac sensible ($I_G \leq 20$ mA) tel le TIC 206 D (4 A ; 400 V ; I_G 5 mA). Simultanément, la sortie 9 de IC₁₅ autorise l'arrivée du créneau à 50 Hz sur l'entrée (broche 1) du diviseur par 5 de IC₁₄. On retrouve du 10 Hz sur sa broche 11 reliée à l'entrée décomptage du premier 192. Pour nous résumer, le cycle de décomptage et l'alimentation de la charge commencent environ 5'' après l'ordre donné par K₂. Cette première temporisation peut être modifiée en changeant les valeurs de C₇ et/ou R₅₈ ($10 \text{ k}\Omega \leq R_{58} \leq 1 \text{ M}\Omega$; $0 \leq C \leq 1000 \mu\text{F}$). Que ce soit pendant ce retard ou pendant le décomptage qui suit, un 2^e appui sur K₂ (stop) permet d'arrêter le processus en cours (décharge de C₇ par D₅ et R₅₉), c'est-à-dire efface l'ordre de départ si le décomptage n'a pas encore commencé, ou dans le cas contraire, coupe la charge et arrête le compte à rebours à la valeur affichée au moment de l'appui. Un troisième appui (Start) de K₂ fait redémarrer le système comme précédemment, à ce détail près que IC₁₄ n'ayant pas été remis à 9 entretemps, il a gardé en mémoire le même état logique qu'avant le « stop ». D'où une nouvelle erreur absolue limitée à ± 10 ms.

Lorsque le décomptage se termine, l'état 000,0 des 192 est décodé par l'ensemble IC₁₂, IC₁₃, IC₁₁, qui produit une RA9 sur IC₁₄, d'où coupure du 10 Hz de base de temps et extinction de LED₁, LED₂ et de la charge. L'appareil est prêt pour une nouvelle utilisation.

Les anodes des 4 afficheurs sont reliées au + 5 V par l'intermédiaire d'un transistor de commutation commandé par un deuxième NE 555 associé à une photorésistance genre LDR 03, LDR 05 (référence non critique). De cette façon, l'affichage n'éblouit plus dans la pénombre de la chambre noire, ne risque absolument pas de voiler des films sensibles, et s'adapte

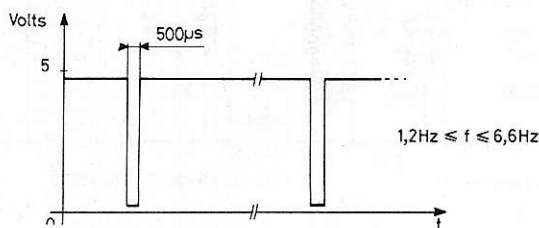


Figure 2

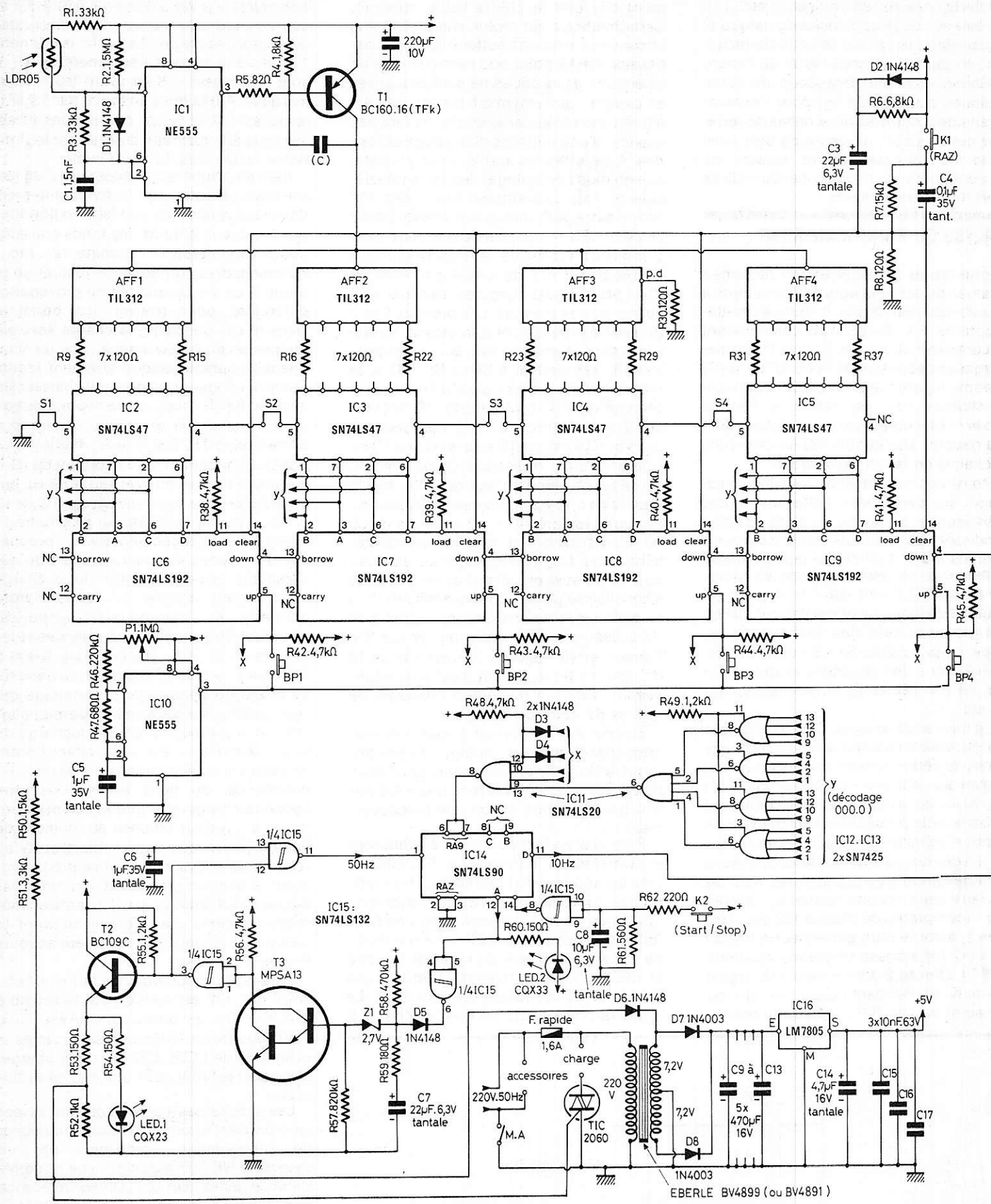
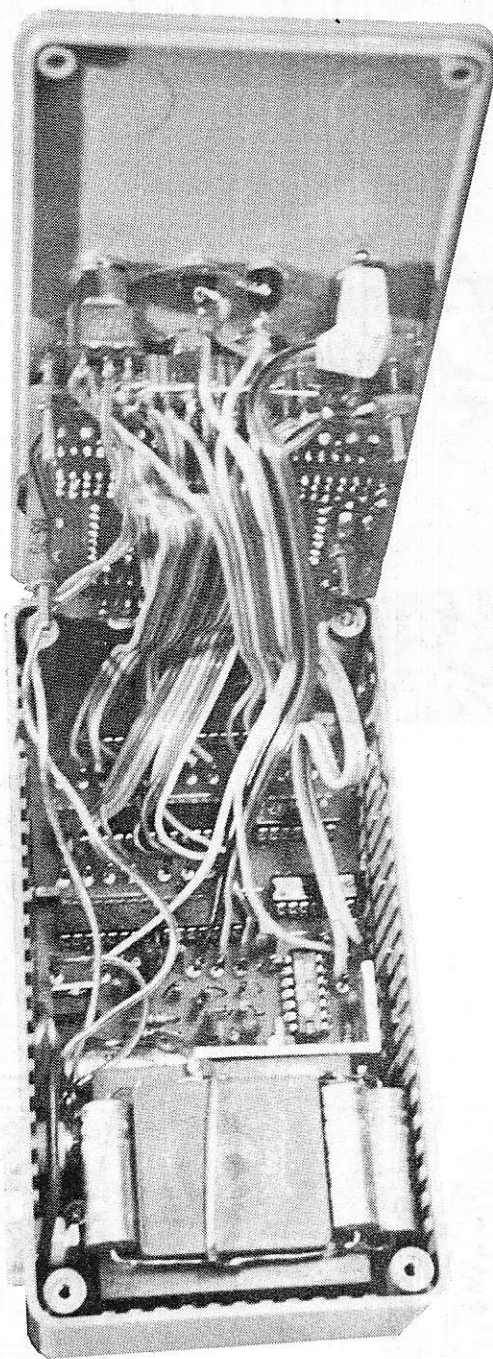


Figure 1

automatiquement à la lumière ambiante. Certains rétorqueront que la LDR aurait pu commander les anodes des afficheurs par l'intermédiaire d'un ou deux transistors amplificateurs de courant, sans s'embarasser d'un C.I. supplémentaire. Cette méthode a deux inconvénients majeurs pour les perfectionnistes : le rendement global est plus faible qu'en mode découpé, malgré l'économie réalisée sur la consommation d'un 555 ; pour une même luminosité, c'est-à-dire pour un même courant moyen absorbé, le courant efficace, qui détermine la consommation, est inférieur en mode découpé en comparaison du mode proportionnel. Conséquence, si l'on ne trouve que des SN 74 47 au lieu des SN 74 LS 47 préconisés, il faudra abaisser de 120Ω à 82Ω les valeurs de R_9 à R_{37} et remonter R_1 à $68 \text{ k}\Omega$ ou $82 \text{ k}\Omega$: les LS 47 ne peuvent commander que des charges de 26 mA contre 40 mA pour les 47. On vérifiera à l'oscilloscope que le gain de T_1 est suffisant pour bien se saturer ($V_{ce \text{ sat}} / \approx 0,5 \text{ V}$). Deuxième inconvénient, à éclairage ambiant donné, la luminosité de chaque segment est fonction du nombre total de segments allumés, ce qui n'est pas très beau à voir. Ainsi, S_1 à S_4 en place, l'affichage de 0,1" demandant 2 segments, serait bien plus contrasté que celui de 888,8" (28 segments). Avec les valeurs de R_1 , R_2 et R_3 données, le rapport cyclique du signal de découpage varie de 2,2 % dans l'obscurité à 50 % environ en pleine lumière. L'auteur n'a pas jugé utile de faire varier la luminosité de LED_1 et LED_2 ; on peut néanmoins le faire en reliant la cathode de LED_1 à la broche 3 de TC_1 , et l'anode de LED_2 au collecteur de T_1 . On ajoutera une 1N 4148 en série avec R_{54} et une autre avec R_{60} pour éviter d'appliquer une tension inverse sur les LED. Le circuit d'affichage n'ayant pas été prévu pour cela, il faudra faire les liaisons nécessaires par 2 fils souples soudés côté cuivre. Sans changer le câblage, il est possible tout simplement de remonter R_{54} et T_{60} à 470Ω ou $1 \text{ k}\Omega$.



monter séparément les circuits d'affichage (IC_1 à IC_5 et AFF_1 à AFF_4), et à les relier au reste du montage par un bus de méplat à 16 conducteurs (4×4 bits) et 2 fils d'alimentation de plus forte section (voir **photo 2**).

Le découpage de la fenêtre destinée à laisser passage aux afficheurs est une chose délicate, qui en l'absence d'un cadre décor adéquat, conditionne l'aspect extérieur de l'appareil, et les sifflements d'admiration de vos amis. Appliquez-vous ! Un « truc » pour que tout s'emboîte parfaitement : faites votre découpe légèrement plus grande que l'encombrement des afficheurs ($47 \times 20 \text{ mm}$), puis fixez avec 2 écrous une longue vis de $\varnothing 3$ sur chacun des 4 trous du circuit d'affichage, et reposez celui-ci sur les têtes des vis à l'intérieur du couvercle. Ajustez soigneusement la hauteur de chaque vis pour que les afficheurs affleurent au niveau de la surface extérieure du couvercle. Serrez modérément les écrous et vérifiez une dernière fois le cadrage. Instillez une goutte de cyanolite sous chaque tête de vis et attendez une minute. Démontez avec précautions le circuit en dévissant les 4 écrous côté cuivre, puis noyez les têtes de vis dans une flaque d'araldite rapide. N'utilisez pas de colle ordinaire ! Quelques heures plus tard, vos vis font pratiquement corps avec le couvercle, et ce d'une façon invisible de l'extérieur. (Voir **photo 3**).

Attention, avant de souder le support de AFF_2 , assurez-vous que le passage du fil (côté AFF_2 de R_{19} (segment g), soudée verticalement comme ses consœurs, ne gêne pas ledit support. Sinon, un trait de scie dans le plastique creusera un tunnel suffisant pour R_{19} . On pourra également utiliser

Photo 2 La densité du montage nécessite un câblage ordonné sous peine de surprises à la fermeture du coffret.

REALISATION :

Ayant voulu obtenir un ensemble des plus compacts, nous avons dû scinder l'électronique en 2 circuits imprimés ce qui est somme toute logique, car l'un des circuits supporte l'affichage qui doit être placé très près de la face avant ; il aurait été impossible de loger proprement tous les composants, boutons, voyants, etc..., dans un si faible espace. La **figure 3** donne le synoptique des fonctions à ramener sur la face avant. Les **figures 4** et **5** donnent les tracés des pistes des 2 circuits, les **figures 6** et **7** indiquent l'implantation des composants. La solution classique consiste à

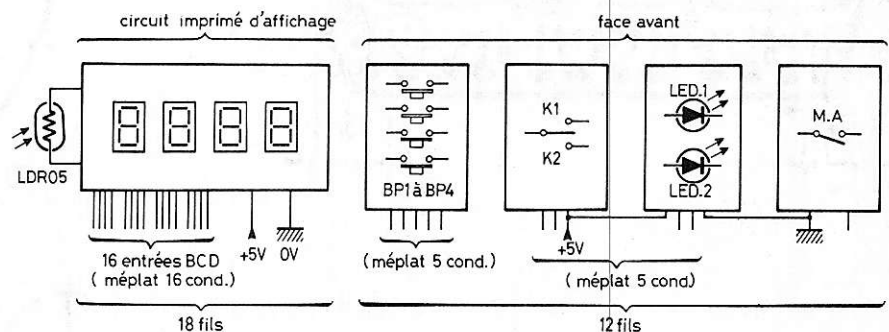


Figure 3

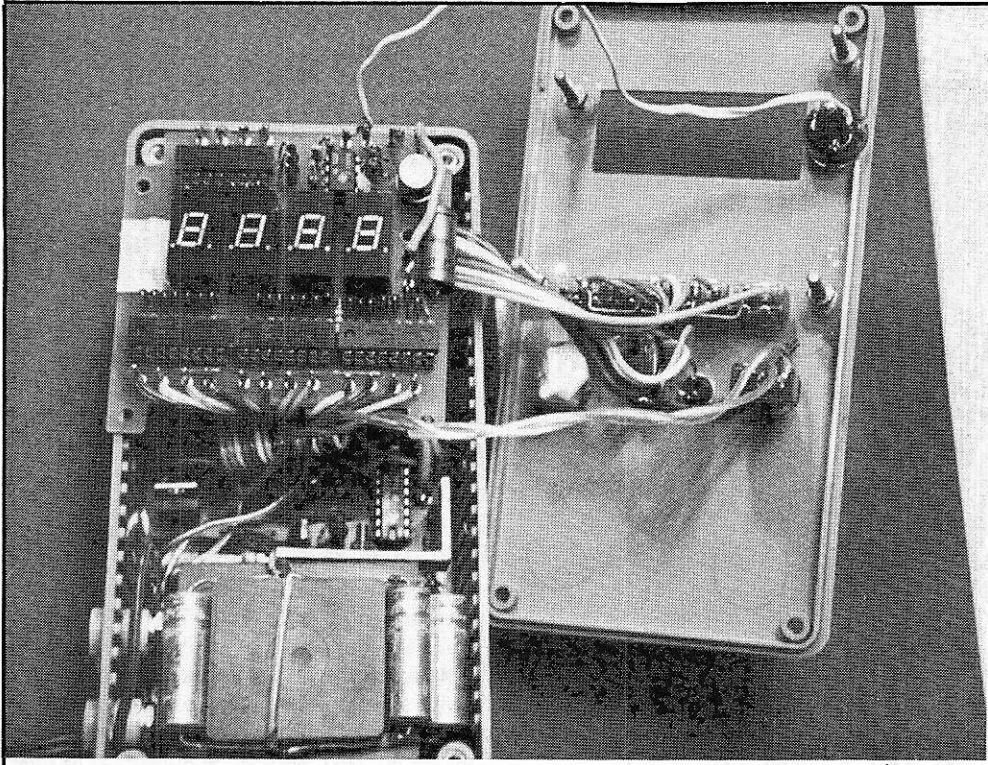


Photo 3 : On isolera S2 par un morceau de chatterton s'il risque de toucher les connexions de la photorésistance. Le collage de l'une des vis située juste au bord de la découpe rectangulaire du couvercle est un véritable morceau de bravoure.

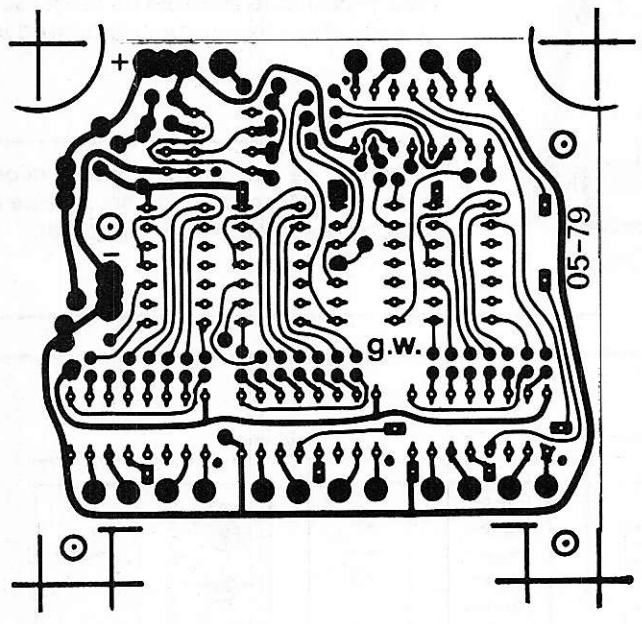


Figure 5

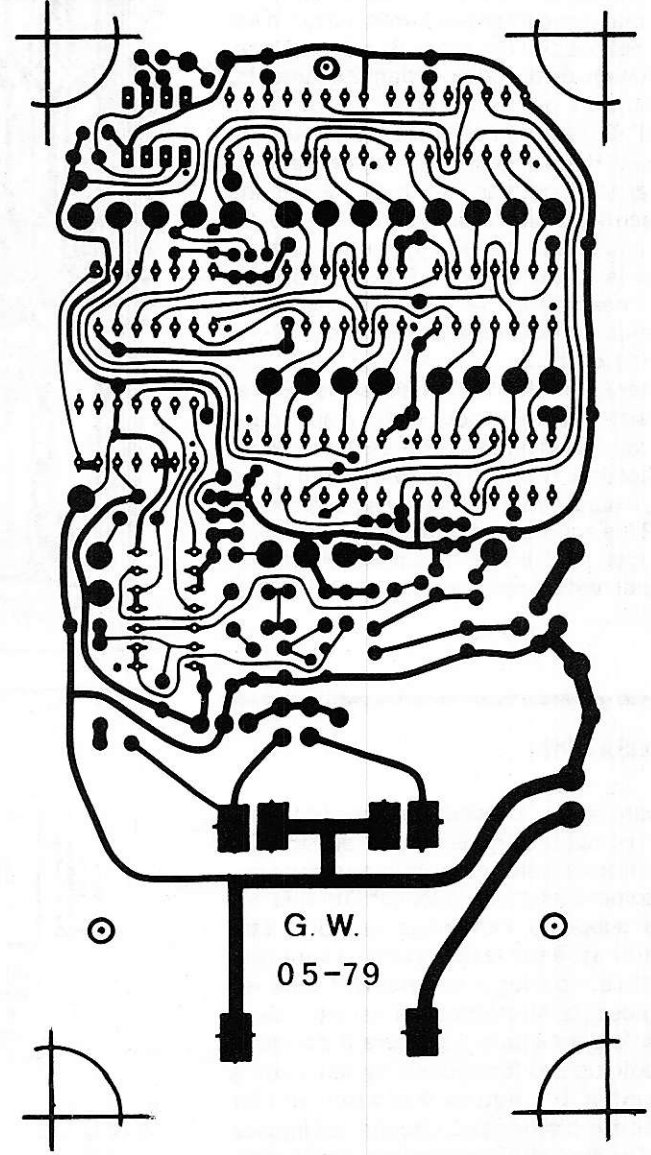


Figure 4

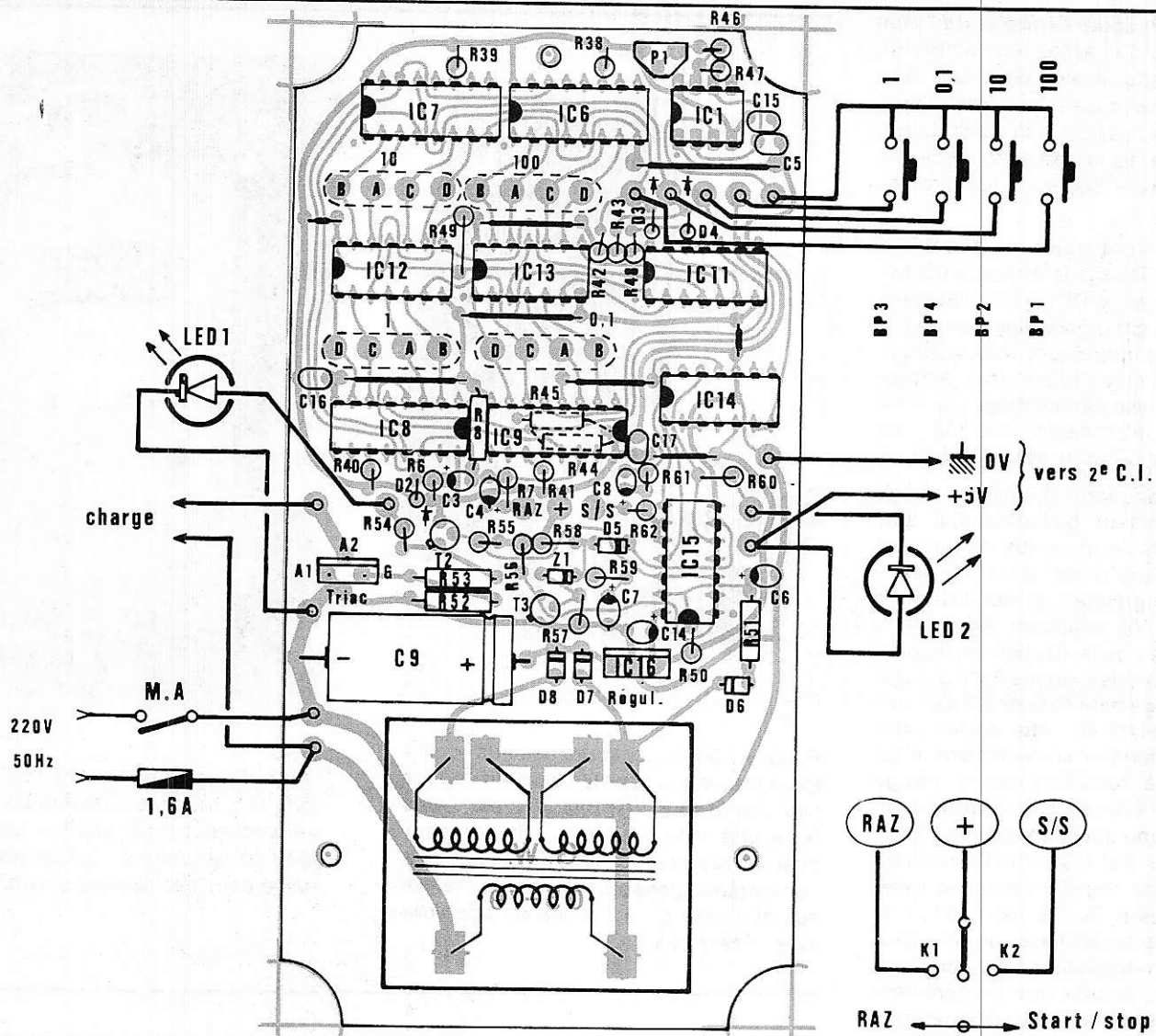


Figure 6

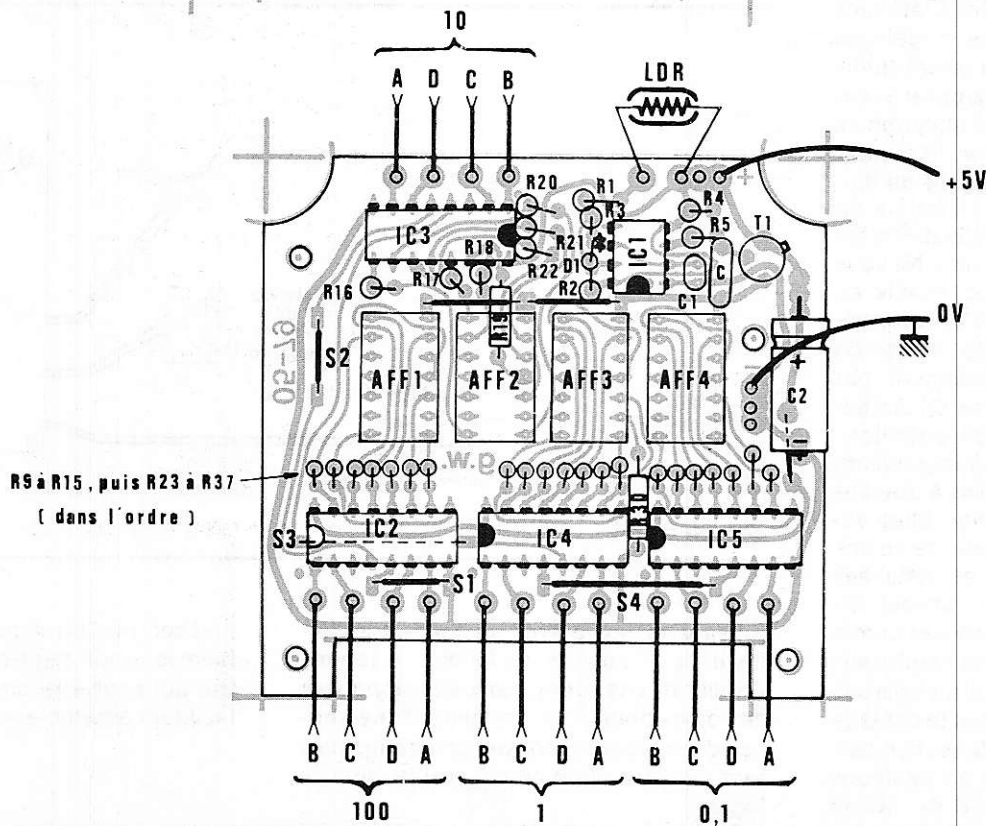


Figure 7

des supports à wrapper surelevés de 1 mm par rapport au C.I. avant leur soudure. Tous les supports, à part ceux des afficheurs, seront découpés dans une bande de picots Molex, dont l'un des avantages est de permettre le passage de straps ou de composants (R44 - R45) sous les circuits intégrés.

Au disque à tronçonner, on effectuera dans le C.I. d'affichage la découpe nécessaire au passage de BP1 à BP4, lesquels seront reliés au circuit principal par un câble méplat à 5 conducteurs. Il se peut que les brins de ce méplat étant trop rapprochés, il se produise par couplage capacitif un comptage intempestif des 192 : on changera R42 à R45 pour des 560 Ω .

Dans notre maquette, il a été fait usage d'un transformateur d'alimentation surmonté dans une résine bleue du plus bel effet, à sorties par picots pour C.I. Néanmoins, rien n'empêche d'utiliser un transfo standard de 5 VA minimum. Modifiez le tracé des pistes et la fixation en conséquence. Notre modèle donne $2 \times 7,2$ V efficaces à la charge nominale de 5,5 VA ; une fois redressée et filtrée, cette tension suffit tout juste à alimenter correctement le régulateur IC16, à condition que le filtrage soit soigné (5 x 470 μ F). Sur la **photo 4**, on voit que pour une question de place, C10 à C13 ne sont pas montés sur le CI, mais répartis autour du transformateur et reliés par fils souples à C9. De cette façon, le régulateur n'a entre sortie et entrée que les quelques volts nécessaires à son fonctionnement, et ne chauffe que modérément (prévoir tout de même une bonne aération du coffret en ajourant les parois latérales comme sur la **photo 5**). Si ce modèle de transfo est indisponible, vous pouvez utiliser un $2 \times 9,5$ V (ou 2×9 V) et supprimer C10 à C13 de façon à augmenter l'ondulation de la tension non stabilisée et donc diminuer sa valeur efficace. La dissipation de IC16 sera nettement supérieure et il faudra de toutes façons soigner son radiateur (morceau de cornière en alu de 2 mm). Ne vous inquiétez pas s'il devient intouchable au bout de quelques minutes de fonctionnement, c'est normal et inévitable ; ce type de régulateur fonctionne parfaitement par plus de 150° C. L'utilisation de C.I. en bakélite est dès lors tout à fait déconseillée.

L'inconvénient de la miniaturisation c'est ici la difficulté de fixer les 4 douilles de 4 mm sur le côté du boîtier. Elles devront être meulées ou sciées afin de ne pas toucher le transformateur, et installées après la mise en place du CI principal. On logera le porte-fusible sur l'une des parois latérales de façon à ce qu'il ne touche aucune des platines imprimées. Il n'y en a pas sur notre maquette. Faites tout le câblage de « puissance » avec du fil de section suffisante, et vérifiez que la clef à 3 positions et retour au centre par ressort K1 - K2 ne touche pas le radiateur de IC16. Le cas

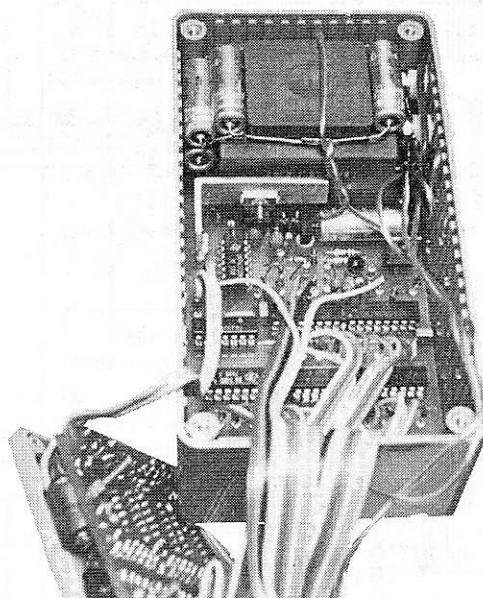


Photo 4 : Deux des condensateurs de filtrage trouvent une place dans un espace situé sur le côté du transformateur. Dans la mesure de vos moyens, il faudra fabriquer un radiateur efficace pour IC⁹ que l'on enduira généreusement de graisse aux silicônes ou à l'oxyde de béryllium avant l'assemblage.



Photo 5 : Les afficheurs à LED et les circuits TTL, même en version LS, chauffent suffisamment pour justifier une aération que l'on ne devra en aucun cas négliger, même pour des raisons d'esthétique.

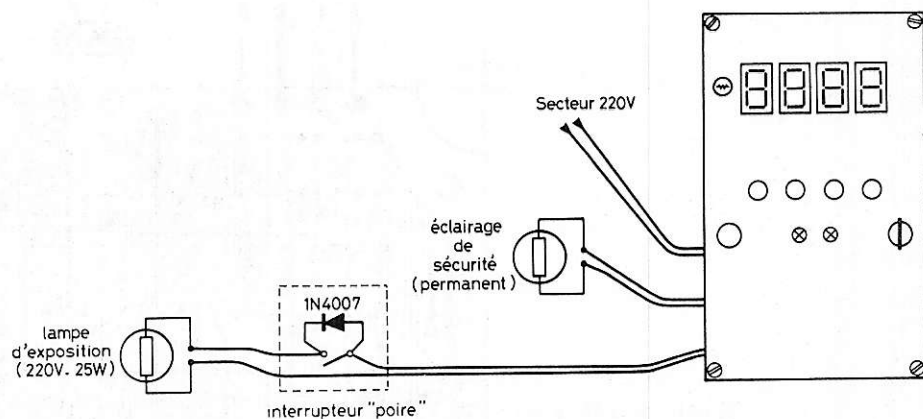


Figure 8

échéant, isolez-la avec du chatterton. Enfin, et pour une fois, ne faites pas comme l'auteur de ces lignes, calculez la longueur de vos méplats pour permettre l'intervention dans le coffret couvercle rabattu, mais sans excès que l'on ne sait ensuite plus où loger.

Si vous êtes un peu plus que débutant,

tout ceci ne devrait pas vous poser de problèmes, sinon peut-être l'exigüité du coffret qui peut être choisi plus grand pour faciliter l'assemblage.

G. WANDERSTOK

Nomenclature :

Résistances

R₁ = R₃ = 33 kΩ
 R₂ = 1,5 MΩ
 R₄ = 1,8 kΩ
 R₅ = 82 Ω
 R₆ = 6,8 kΩ
 R₇ = 15 kΩ
 R₈ à R₃₇ = 120 Ω
 R₅₃ = R₅₄ = R₆₀ = 150 Ω
 R₃₈ à R₄₅ = R₄₈ = R₅₆ = 4,7 kΩ
 R₄₆ = 220 kΩ
 R₄₇ = 680 Ω
 R₄₉ = R₅₅ = 1,2 kΩ
 R₅₀ = 1,5 kΩ
 R₅₁ = 3,3 kΩ (ou 4,7 kΩ pour un transfo 2 X 9,5 V)
 R₅₂ = 1 kΩ
 R₅₇ = 820 kΩ
 R₅₈ = 470 kΩ
 R₅₉ = 180 Ω
 R₆₁ = 560 Ω
 R₆₂ = 220 Ω
 P₁ = pot. ajustable vertical 1 MΩ (ou 470 kΩ) genre «Ohmic VA05-V».
 1 X LDR05 (RTC) ou similaire

Condensateurs

C₁ = 1,5 nF (entre 1 et 5 nF) céramique
 C₂ = 220 μF 10 V chimique
 C₃ = 22 μF 6,3 V tantale goutte
 C₄ = 0,1 μF 35 V
 C₅ = C₆ = 1 μF 35 V
 C₇ = 22 μF 6,3 V
 C₈ = 10 μF 6,3 V
 C₉ à C₁₃ = 470 μF 16 ou 25 V chimiques
 C₁₄ = 4,7 μF 16 V tantale goutte
 C₁₅ à C₁₇ = 10 à 47 nF 63 V céramiques

Semi-conducteurs

T₁ = BC 160-16 (TFK) ou PNP équivalent en boîtier T05 (β ≥ 300)
 T₂ = BC 109 C ou NPN quelconque à grand gain.
 T₃ = MPSA 13 (Motorola) ou deux NPN quelconques câblés en Darlington.
 IC₁ = IC₁₀ = NE 555 P
 IC₂ à IC₅ = SN 74 LS 47 N (ou SN 74 47 N ; voir texte)
 IC₆ à IC₉ = SN 74 LS 192 N
 IC₁₁ = SN 74 LS 20 N (ou SN 74 20 N)
 IC₁₂ = IC₁₃ = SN 7425 N
 IC₁₄ = SN 74 LS 90 N
 IC₁₅ = SN 74 LS 132 N (ou SN 74 132 N)
 IC₁₆ = LM 7805 (régulateur 5V ; 1 ou 1,5 A)
 AFF₁ à AFF₄ = TIL 312 (Texas)
 D₁ à D₆ = 1N 4148 ou 1N 914
 D₇ = D₈ = 1N 4003

Z₁ = ZPD 2V7 (2 ener 2,7 V ; 0,4 W)
 LED₁ = CQ X 23 (Siemens) ou LED rouge quelconque
 LED₂ = CQ X 33 (Siemens) ou LED jaune quelconque

2 support de LED réf 4999-002 (Siemens)
 1 Triac TIC 206 D (Texas) ou équivalent à faible courant gâchette (4 quadrants).

Divers

1 coffret « Imhof Bedco » réf. 2005/15
 BP₁ à BP₄ = Boutons poussoirs à 1 contact travail
 K₁, K₂ = 1 inverseur à levier, 1 circuit 3 positions (2 latérales instables + 1 centrale stable).
 1 interrupteur secteur à levier (ou poussoir à enclenchement).
 4 douilles femelles 4 mm pour châssis.
 1 porte fusible 5 X 20 pour châssis
 1 fusible rapide 1,6 A (5 X 20 mm)
 4 supports de circuit intégrés 14 broches (pour les afficheurs)
 214 picots « Molex » réf. 1938-4.
 1 transfo « Eberle » réf. BV 4899 (2 X 7,2 V/5,5 VA) ou BV 4891 (2 X 9,5 V/5,5 VA) ; dans ce 2^e cas, supprimer C₁₉ à C₁₆.
 Fil secteur (Scindex 2 conducteurs).
 Prise secteur mâle.

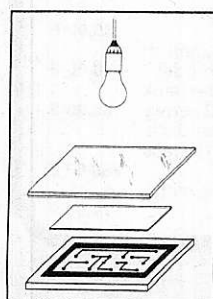
Comment réaliser les circuits imprimés comme un professionnel !

METHODE PHOTO

« SENO PHOTOTRANSFERT »

- Poser le film SENO sur le document à reproduire.
- Insoler 6 minutes le film 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 perchlore.
- Nettoyer la plaque avec un solvant.

LE CIRCUIT EST FINI



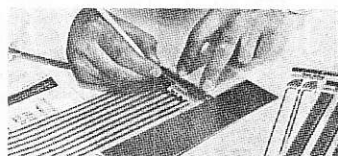
MATERIEL NECESSAIRE

Film SENO
 Phototransfert... 35,00 F
 Révélateur
 et fixateur 34,00 F
 Lampe
 « Light Sun »... 29,50 F
98,50 F

MÉTHODE

DE TRAÇAGE 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 perchlore 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 11,50 F
 Stylo pour gravure directe
 DALO 33 PC 19,00 F
 Gomme abrasive détersive Poliflix 11,50 F
 Perchlore de fer 12,00 F
Présensibilisé **Bakélite** **Epoxy**
 75 x 100 7,50 F 10,00 F
 100 x 160 13,00 F 19,50 F
 210 x 300 44,00 F 65,00 F
 Révélateur 1/2 litre 3,60 F
GS 3300 - gravure rapide 50,00 F

EXCLUSIVITE

LA NOUVELLE R4
 BIEN EN MAIN
 15 000 T/MINUTE

PERCEUSE SEULE
 AVEC 3 MANDRINS **88 F**

COFFRET

9 outils + 3 mandrins
 + 1 coupleur de piles
 + perceuse R4

118 F

Alimentation 68 F
 Support 46 F
 Flexible 40 F

NOUVEAU
 SUPPORT
 SENSITIF
 Réf. SR 4 S

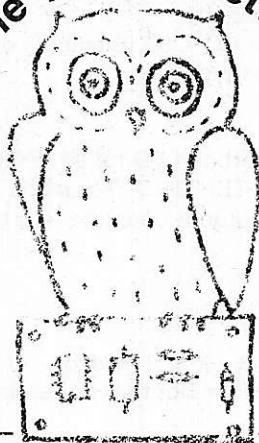
PRIX 120 F

Liste des revendeurs sur demande
 contre 2,40 F en timbres

dapimport

10 bis, rue des Filles-du-Calvaire
 75003 Paris
 Tél. 271.37.48

le kit chouette



kit

2, rue Saint-Laurent
33000 BORDEAUX
Tél. (56) 52-14-18
Télex : 541 00 1

ELCO

LE KIT AU SERVICE DE VOS HOBBIES
En vente chez tous les spécialistes

	PU TTC
ELCO 9 : Gradateur de lumière	39,00 F
ELCO 10 : Modulateur 3 canaux	95,00 F
ELCO 11 : Voie négative pour modulateur	26,00 F
ELCO 12 : Modulateur 3 V + négatif	125,00 F
ELCO 15 : Centrale alarme pour maison	280,00 F
ELCO 16 : Stroboscope 60 joules	110,00 F
ELCO 17 : Chenillard 4 canaux, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	130,00 F
ELCO 19 : Chenillard 8 canaux, aller-retour, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	220,00 F
ELCO 20 : Filtre HP 2 voies pour enceinte 30 W	54,00 F
ELCO 21 : Filtre HP 3 voies pour enceinte 60 W	78,00 F
ELCO 22 : Chenillard 16 voies aller-retour, programmable	290,00 F
ELCO 23 : Chenillard 8 voies professionnel, 10 programmes enchaînaables en automatique, 2 vitesses réglables	380,00 F
ELCO 24 : Mini-orgue électronique (8 notes réglables)	58,00 F
ELCO 25 : Mini-récepteur FM 80 à 108 MHz	54,00 F
ELCO 26 : Chenillard-Modulateur (ce kit rassemble un chenillard 4 canaux et un modulateur 3 V + négatif, un simple inverseur permettant de passer de l'une à l'autre fonction)	250,00 F
ELCO 27 : Pr.éréglage à touche control pour tuner FM (4 touches pré-réglables par potentiomètre 20 tours)	115,00 F
ELCO 28 : Clignotant alterné 2 x 1200 W	70,00 F
ELCO 29 : Carillon 9 tons	110,00 F
ELCO 30 : Ampli 15 W eff. pour voiture (alimentation 12 V)	120,00 F
ELCO 31 : Testeur de semi-conducteur	45,00 F
ELCO 32 : Thermostat électronique sortie sur relais 4 RT	85,00 F
ELCO 33 : Compte-tours électronique digital, affichage sur 2 x 7 segments de 0000 à 9900 tours	185,00 F
ELCO 34 : Barrière à ultra-son (portée 15 m)	165,00 F
ELCO 35 : Emetteur à ultra-son	75,00 F
ELCO 36 : Récepteur à ultra-son	90,00 F
ELCO 37 : Alarme à ultra-son par effet Doppler	230,00 F
ELCO 38 : Ampli 10 W stéréo	130,00 F
ELCO 39 : Interrupteur crépusculaire, permet d'allumer ou d'éteindre un spot de façon progressive en automatique le temps d'allumage et d'extinction étant réglable	88,00 F
ELCO 40 : Stroboscope 150 joules, vitesse réglable	150,00 F
ELCO 41 : Interphone 2 postes	85,00 F
ELCO 42 : Chenillard 10 voies	240,00 F
ELCO 43 : Stroboscope 2 x 150 joules	250,00 F
ELCO 44 : Régie-lumière (1 strobo 60 joules, 1 chenillard 4 canaux, 1 modulateur 3 canaux + négatif)	390,00 F
ELCO 46 : Stroboscope 300 joules	250,00 F
ELCO 47 : Chenillard strobo 4 canaux x 60 joules	390,00 F
ELCO 49 : Alimentation stabilisée 3 à 24 V 1,5 A, avec transfo	140,00 F
ELCO 50 : Signal Tracer	35,00 F
ELCO 51 : Générateur 1 Hz à 2 MHz, en 6 gammes	95,00 F
ELCO 52 : Ampli 2 W	47,00 F
ELCO 53 : Ampli 6 W	61,00 F
ELCO 54 : Ampli 10 W	75,00 F
ELCO 55 : Temporisateur 1 s à 5 mn, sortie sur relais 4 RT	88,00 F
ELCO 56 : Antivol auto, sortie sur relais 4 RT	68,00 F
ELCO 57 : Alimentation pour mini-K7 en 7,5 V à partir du 12 V, ou auto-radio	49,00 F
ELCO 58 : Cadenceur d'essuie-glace	68,00 F
ELCO 59 : Alimentation stabilisée 5 à 15 V 500 mA, avec transfo	89,00 F
ELCO 60 : VU-mètre à 6 leds	58,00 F
ELCO 61 : VU-modulateur à 6 triacs	195,00 F
ELCO 62 : Préampli à micro pour modulateur avec micro-électret fourni	58,00 F
ELCO 63 : Alimentation 5 V 1,2 A avec son transfo	95,00 F
ELCO 65 : VU-mètre stéréo pour ampli jusqu'à 100 W (avec les VU-mètre)	89,00 F
ELCO 66 : Horloge digitale (heure-minute)	129,00 F
ELCO 67 : Alarme pour ELCO 66, transforme ELCO 66 en horloge-réveil	36,00 F

	PU TTC
ELCO 68 : Amplificateur d'antenne	28,00 F
ELCO 69 : Sirène électronique	85,00 F
ELCO 70 : Déclencheur photo-électrique, permet de construire des barrières lumineuses, comptage d'objets, etc., sortie sur relais 4 RT	85,00 F
ELCO 71 : Modulateur à micro 3 canaux, avec son micro	185,00 F
ELCO 72 : Métronome électronique avec son H.P.	55,00 F
ELCO 73 : Compte-tour électronique, avec son galvanomètre	75,00 F
ELCO 74 : Jeux de dé électronique (affichage 7 leds)	45,00 F
ELCO 75 : Décodeur stéréo FM	95,00 F
ELCO 77 : Préampli mono RIAA	25,00 F
ELCO 78 : Correcteur de tonalité	29,00 F
ELCO 79 : Préampli TRIAA, stéréo	38,00 F
ELCO 80 : Correcteur de tonalité stéréo	56,00 F
ELCO 84 : Manipulateur code morse	62,00 F
ELCO 86 : Roulette électronique à 16 leds	95,00 F
ELCO 89 : Clignotant 1 canal x 1200 W	49,00 F
ELCO 90 : Vox control, sortie sur relais 4 RT	75,00 F
ELCO 91 : Fréquence-mètre digital 10 Hz à 2 MHz	245,00 F
ELCO 93 : Préampli micro	35,00 F
ELCO 94 : Préampli guitare	68,00 F
ELCO 95 : Modulateur 1 voie	38,00 F
ELCO 97 : Temporisateur à affichage digital (heures minutes) réglable jusqu'à 40 mm précis à une seconde	145,00 F
ELCO 98 : Tuner FM, sensibilité 1,6 µV CAF, pré-réglé	220,00 F
ELCO 99 : Bloc de comptage de 0 à 999, affichage sur 3 x 7 segments, exemple d'application en fréquence-mètre, comptage de passage, etc.	180,00 F
ELCO 100 : Ampli 2 x 18 W eff. avec préampli correcteur	220,00 F
ELCO 101 : Equalizer 6 filtres réglables par 6 potentiomètres	125,00 F
ELCO 102 : Platine de mixage pour 2 platines magnétiques stéréo (réglage par potentiomètres rectilignes)	160,00 F
ELCO 103 : Allumage électronique	160,00 F
ELCO 104 : Capacimètre digital, par 3 afficheurs 7 segments de 100 pf à 10 000 microfarad	210,00 F
ELCO 105 : Trémolo électronique	90,00 F
ELCO 106 : Générateur 6 rythmes	250,00 F
ELCO 107 : Ampli 80 W eff.	260,00 F
ELCO 108 : Ampli 120 W eff.	320,00 F
ELCO 109 : Ampli 80 W eff. stéréo	495,00 F
ELCO 110 : Amplificateur téléphonique	75,00 F
ELCO 111 : Chronomètre digital (à Quartz)	180,00 F
ELCO 112 : Emetteur 27 MHz, à quartz	55,00 F
ELCO 113 : Récepteur 27 MHz, à quartz	110,00 F
ELCO 114 : Base de temps à quartz 50 Hz pour horloge digitale	68,00 F
ELCO 115 : Bloc système pour train électrique	70,00 F
ELCO 116 : Sifflet à vapeur pour train électrique	95,00 F
ELCO 117 : Table de mixage, 2 entrées, platines magnétiques ou céramiques, 2 auxiliaires, 1 micro, avec potentiomètre rectiligne	250,00 F
ELCO 118 : Pré-écoute pour table de mixage avec commutateur pour 6 entrées	95,00 F
ELCO 119 : Stroboscope alterné 2 x 60 joules	180,00 F
ELCO 120 : Mixage 1 micro + 1 magnétophone, permet de sonoriser des diapositives ou des films	72,00 F
ELCO 121 : Mini-batterie électronique, imite le son de deux instruments à percussion	68,00 F
ELCO 122 : Passe-vue automatique pour diapositives, vitesse réglable	85,00 F
ELCO 123 : Sablier électronique 3 temps réglable (entre 2 mn et 5 mn) sélection d'un des 3 temps, alarme par buzzer	70,00 F
ELCO 124 : Logique feu de croisement, respecte l'ordre des feux rouges, affichage par 2 leds rouges, 2 jaunes et 2 verts	85,00 F
ELCO 125 : Applaudimètre à led, en fonction du niveau et de la durée des applaudissements, allume de 1 à 12 leds fourni avec le micro	150,00 F
ELCO 126 : Horloge de bureau à affichage digital (heures minutes) alim. 220 V peut faire reveil	79,00 F