

sommaire

MONTAGES PRATIQUES	44	Coquetier programmable
	50	Centrale de surveillance analogique
	62	Temporisateur longue durée
	87	Thermomètre à diodes LED
	90	Alarme automobile
	97	Commande sonore
	100	Balance électronique
	108	Etalement de la consommation EDF

IDEES	69	Généralités sur les V.MOS	<i>compteur</i>
	76	Applications des circuits intégrés	<i>L7381 (BF)</i>

DIVERS	65	Caractéristiques et équivalences des transistors
	116	Nouveautés informations

Ce numéro comporte un encart Sogeform - HiFi stéréo -
Franclair électronique - Librairie parisienne de la radio, numéroté 83 - 84 - 85 - 86.

Notre couverture : L'électronique dans la maison, un sujet qui offre de nombreuses possibilités de réalisations utilisables de la « cave au grenier » et que nous n'avons pas encore épuisé. (cliché Max Fischer)

Ont participé à ce numéro :
P. Arnould - L. Assié - P. Gueulle - F. Juster - A. Lefumeux - B. Vuccino.

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
106 000 exemplaires
Copyright © 1979
Société Parisienne d'Édition

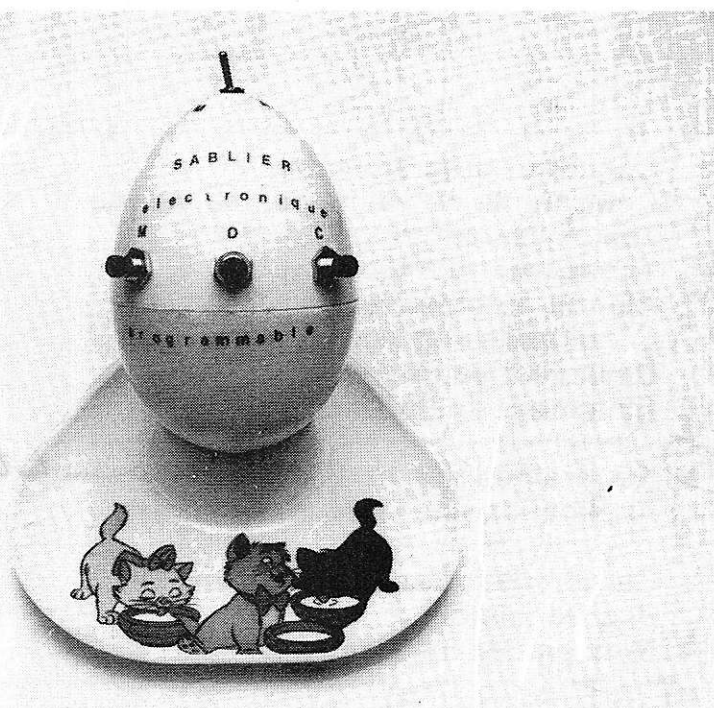


Publicité Société Parisienne d'Édition
Département publicité - **Mlle A. DEVAUTOUR**
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. 200.33.05

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

Demain le microprocesseur régira la procédure et le fonctionnement des cuisines; mais avant d'arriver à ce beau jour où il n'y aura plus rien à faire que d'appuyer sur des boutons, il y aura encore beaucoup d'œufs à faire cuire. La cuisson d'un œuf est une chose trop « grave » pour être confiée au pur hasard.

Nous allons donc vous donner la possibilité de réussir à coup sûr les œufs coque, les œufs durs et les œufs mollets. Pour cela il nous faut moderniser le sablier de nos grand-mères et étendre ses capacités pour qu'il nous permette de réussir aussi bien les trois possibilités de cuisson.



COQUETIER programmable

DESCRIPTION DES ELEMENTS :

Comment réussir la cuisson des œufs. Tout d'abord, sachons qu'il faut pour cuire :

— un œuf dur : le placer dans l'eau froide et le laisser cuire durant 10 minutes pour le retirer de l'eau chaude.

— un œuf mollet : le placer dans l'eau bouillante et le laisser cuire durant 5 minutes puis le retirer de l'eau chaude.

— un œuf à la coque : le placer dans l'eau bouillante et le laisser cuire durant 3 minutes puis le retirer de l'eau chaude.

Nous avons donc 2 points de repère : l'instant où l'on pose l'œuf dans l'eau et l'instant où on doit le retirer de l'eau

chaude. Le cuisinier devra donc effectuer la programmation au moment où il plonge l'œuf dans l'eau et le dispositif lui indiquera l'instant auquel il doit retirer l'œuf de l'eau, ce qui lui évitera d'avoir à surveiller une pendule et donc lui permettra de faire autre chose dans la cuisine. De plus, pas besoin de régler le minuteur à chaque fois avec les risques d'erreur que cela comporte. Pour arriver à ce résultat peu de matériel est nécessaire puisque le tout, pile et haut-parleur compris entrent dans un œuf de 10 cm de haut et de 6 cm de diamètre au plus gros diamètre. Les éléments sont décomposés dans les chapitres suivants :

- 1. un oscillateur stable et son diviseur

- 2 un compteur programmable qui gère le système
- 3. un avertisseur sonore qui alerte le cuisinier
- 4. une alimentation simple et portable
- 5. un boîtier qui regroupe l'ensemble.

DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT

Le fonctionnement du dispositif est décrit dans le diagramme des temps qui est donné à la **figure 1** et qui indique la procédure adoptée pour réaliser ce système l'horloge H est la sortie du diviseur placé après l'oscillateur H est de l'ordre de 1 mn.

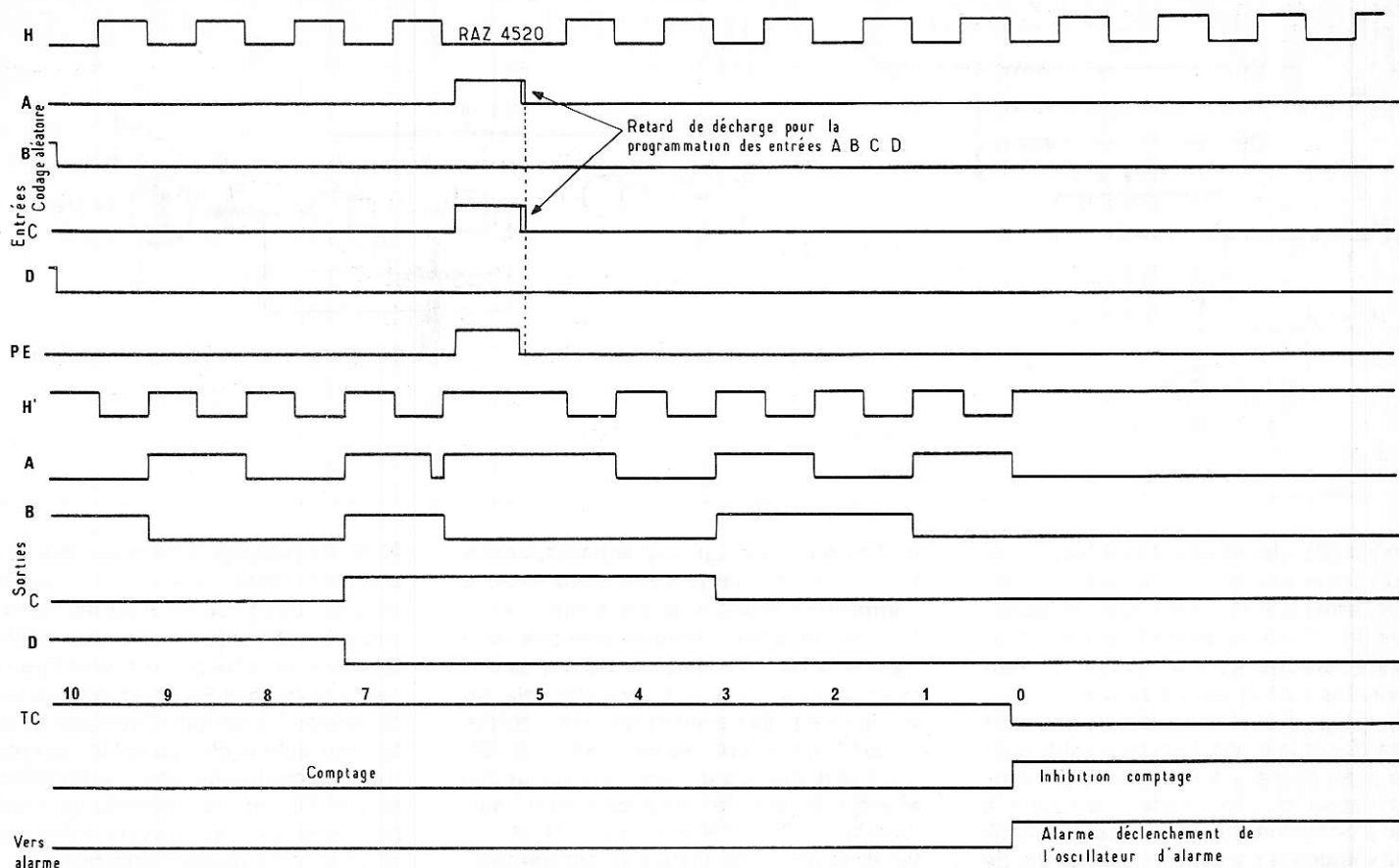


Figure 1 : Diagramme des temps de fonctionnement.

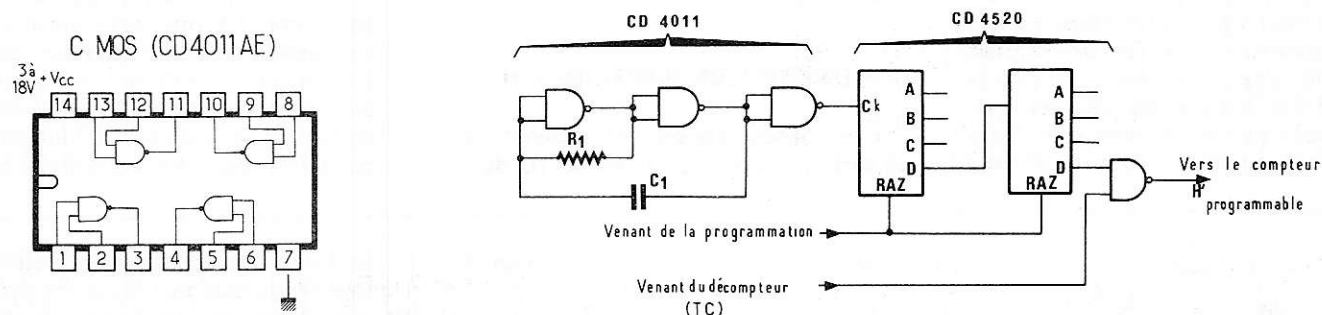


Figure 2

1) L'OSCILLATEUR ET SON DIVISEUR

Figure 2, de type très simple cet oscillateur est réalisé à partir de 2 portes Nand montées en inverseurs et placées en cascades. La première ayant ses entrées et sorties reliées par la résistance R_1 et l'entrée du premier et la sortie du deuxième sont reliées par la résistance C_1 . L'oscillation obtenue est remise en forme par la troisième porte montée aussi en inverseur. Ce montage qui a déjà fait ses preuves donne une très bonne stabilité à l'ensemble de la réalisation la fréquence d'oscillation est de l'ordre de 4 Hz (60 secondes divisées par 256). Cette fréquence est ensuite divisée par 256 à l'aide de 2 comp-

teurs par 16 regroupés dans un CD4520 et montés en cascade. Afin de bien obtenir les temps désirés on fait une mise à zéro lors de la programmation. La valeur de H est inversée par la 4^e porte du CD4011 servant à la réalisation de l'oscillateur 4 Hz, ce qui permet de ne déclencher le décompteur que sur le premier front montant donc au bout d'une minute à l'aide de H'.

2) LE COMPTEUR PROGRAMMABLE (figure 3)

Pour réaliser ce compteur ou plutôt décompteur programmable qui est le cœur fonctionnel du dispositif puisqu'il gère

toutes les données (temps de cuisson, horloge, alarme), nous avons choisi le circuit intégré CD4029 qui offre de multiples avantages dont ceux de pouvoir décompter, d'être programmable et de pouvoir travailler soit en binaire soit en décimal. Nous allons l'utiliser ici en décompteur binaire programmable. Dans cette configuration, tant que les sorties A, B, C, D, ne sont pas à « 0 », la sortie Terminal Count (TC) reste à « 1 ». Cette sortie TC passera à « 0 » lorsque toutes les sorties seront à « 0 ». C'est ce zéro qui inversé dans la porte Nand du circuit n°3 va déclencher l'alarme. Il faut cependant remarquer que le passage à zéro sera suivi par un passage à 15, d'où arrêt de l'alarme au bout d'une minute, ce

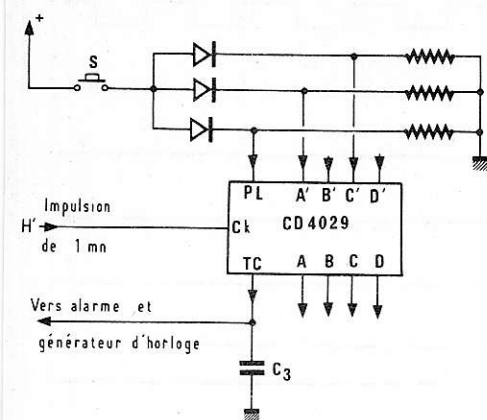
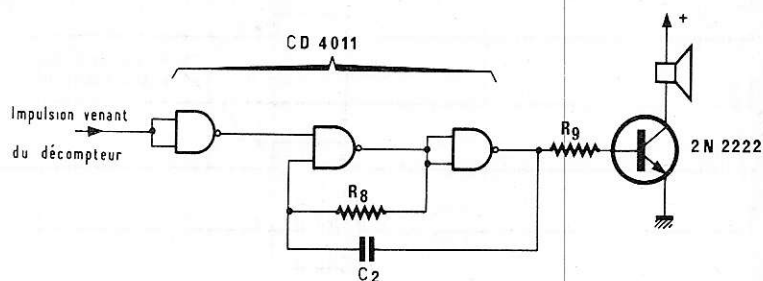


Figure 3

qui n'est pas bon. Aussi, il faut bloquer le décomptage et ceci est possible en bloquant l'arrivée de l'horloge, soit : en appliquant un « 0 » logique sur la porte qui inverse H l'information TC. donne un zéro lorsque les sorties sont à zéro et un 1 en décomptage. Il suffit donc d'aiguiller cette sortie TC sur la porte d'horloge et bloquer celle-ci au passage à « 0 » de TC. La programmation du décompteur est faite à l'aide d'un système à diode. On peut modifier la valeur des sorties A, B, C, D au gré de l'opérateur qui forme une combinaison sur les entrées A', B', C', D' la recopie de cette combinaison a lieu lors d'un passage à « 1 » de l'entrée Preset Enable (PE). On voit sur le schéma général et la figure 3 que cette programmation se fait par bouton poussoir de mise à « 1 » avec retour à la masse par des résistances, ceci permettant de décharger les entrées après l'action de programmation. Il y a un phéno-

Figure 4



mène transitoire qui peut apparaître dans la durée de décharge des entrées ainsi, si l'entrée PE est la dernière à revenir à « 0 » la programmation réelle ne sera pas celle désirée mais « 0 » puisque les autres entrées sont déjà à zéro. Pour éviter cela, on va placer en résistance de retour à zéro des valeurs très différentes entre PE et A', B', C', D' la nomenclature donne la valeur des résistances que l'expérience a défini soit 10 K Ω pour PE et 150 K Ω pour A', B', C', D'. On évite ainsi une mauvaise programmation.

Lorsque le décompteur est de retour à zéro, on vient déclencher l'oscillateur d'alarme.

3) L'AVERTISSEUR SONORE (figure 4)

L'avertisseur sonore est déclenché par le passage à zéro de la sortie TC du CD

4029. Ce passage à zéro est inversé dans une porte Nand. Ce « 1 » vient valider l'oscillateur composé de 2 portes Nand bouclées. On obtient ainsi une oscillation dont la valeur de la fréquence peut être réglée par la résistance R8 et la Capacité C2. Une résistance R9 permet d'attaquer un amplificateur dont la charge est le haut parleur. Il est nécessaire de filtrer l'information qui sort de TC par une capacité de 10 nF (C3) pour éviter des retours vers le décompteur et un fonctionnement anormal.

4) ALIMENTATION :

L'alimentation du dispositif doit être autonome et permettre le transport aisé de l'appareil de plus la faible consommation des circuits CMOS permet d'utiliser des piles la valeur de 4,5 V à 9 V amène un réglage de la résistance R1 qui peut varier de 680 K Ω pour 4,5 V à 620 K Ω pour 9 V.

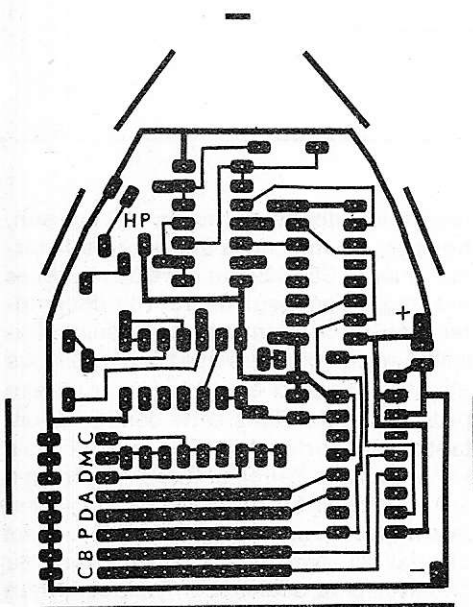
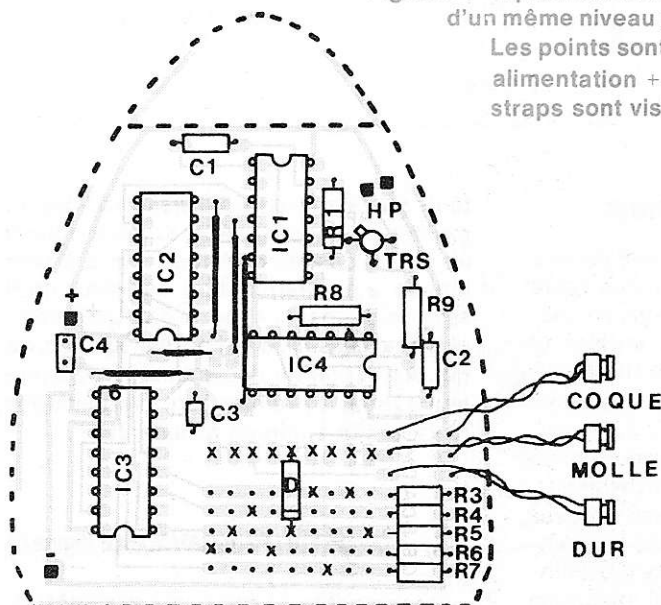


Figure 5 : Circuit imprimé.

Figure 6 : Implantation des composants. Relier les x d'un même niveau par une diode 1 N4148.

Les points sont les entrées ou sorties alimentation + et - haut parleur. Les cinq straps sont visibles sur le circuit imprimé.



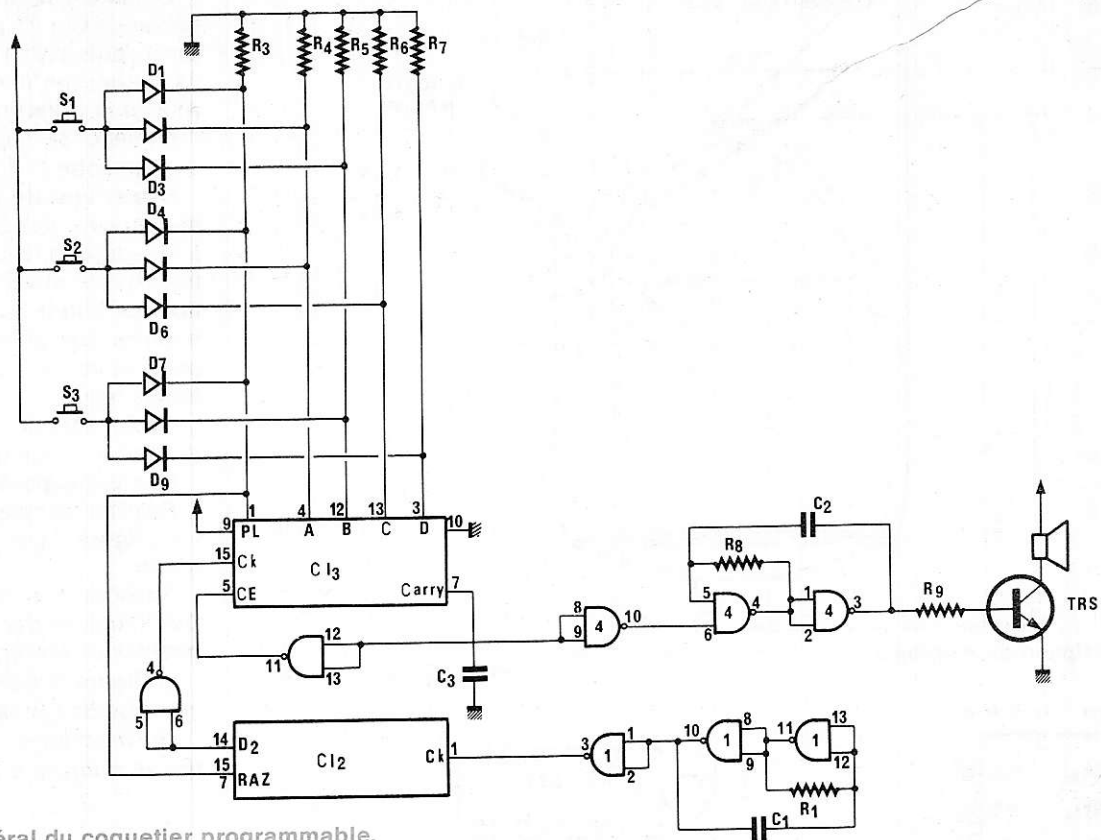


Figure 7 : Schéma général du coquetier programmable.

Une capacité C4 permet d'éliminer les oscillations parasites de l'alarme.

5) LE BOITIER :

Le boîtier qui est utilisé ici est un œuf en plastique que l'on peut trouver aisément dans un magasin de gadgets ; il permet comme l'indique la **figure 9** de regrouper

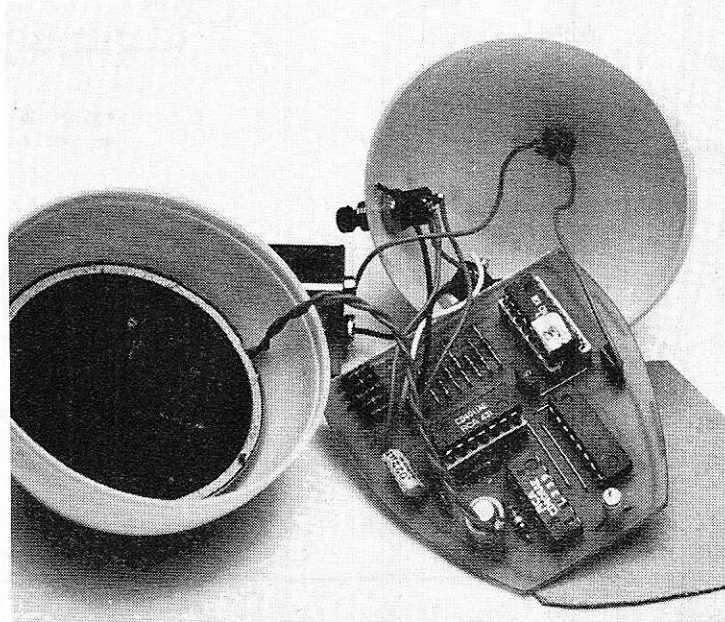
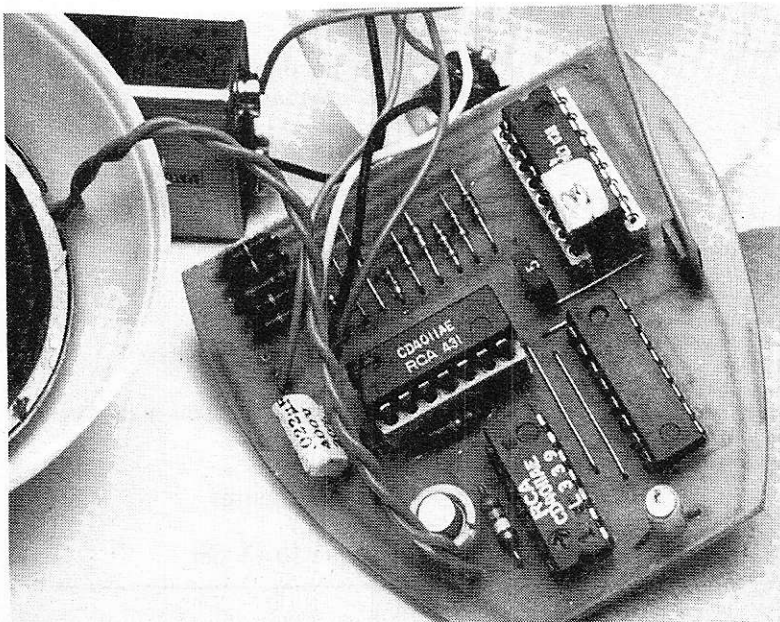
tous les éléments, il fait 10 cm de haut et au plus fort diamètre 6 cm. Sa forme a imposé la forme du circuit imprimé dont on peut couper le haut pour placer l'interrupteur miniature. La pile étant soutenue par un morceau de circuit imprimé vierge faisant un demi-cercle pour éviter qu'elle ne pèse sur le haut parleur.

CABLAGE DU MODULE :

A part le HP tous les éléments sont câblés sur le circuit imprimé (donné à la **figure 5**) cinq straps sont nécessaires car il s'agit d'un circuit imprimé simple face ces cinq straps sont indiqués sur la (**figure 6**) qui donne aussi l'implantation des composants sur le circuit imprimé.

— Le circuit imprimé de forme ovoïde collé et raccordé aux poussoirs de programmation.

— Le petit haut-parleur est logé dans la partie inférieure de l'œuf les poussoirs de programmation sont, eux, fixés sur la partie supérieure.



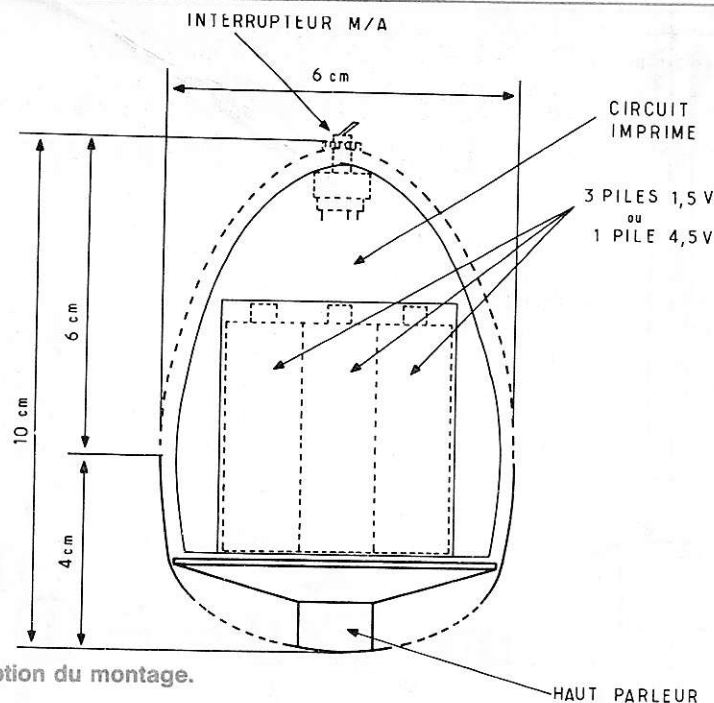
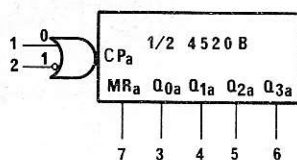
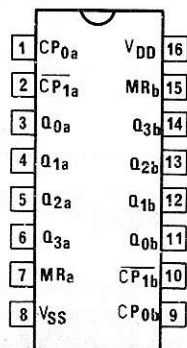


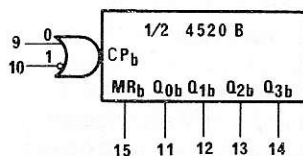
Figure 8 : Description du montage.

Brochage (Vu de dessus)

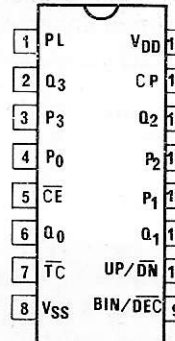


V_{DD} = 16

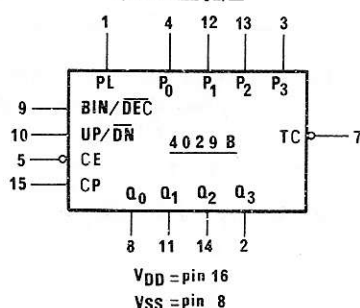
V_{SS} = 8



Brochage (Vu de dessus)



Symbole logique



V_{DD} = pin 16
V_{SS} = pin 8

Table de vérité

CP	CP	MR	MODE
—	H	L	Avance compteur
L	—	L	Avance compteur
—	X	L	Ne change pas
X	—	L	Ne change pas
—	L	L	Ne change pas
H	—	L	Ne change pas
X	X	H	Reset (asynchrone)

Table de sélection de modes

PL	BIN/DEC	UP/DN	CE	CP	MODE
H	X	X	X	X	Charge parallèle (Q _n = Q _n)
L	X	X	H	X	Ne change pas
L	L	L	L	—	Décomptage décimal
L	L	H	L	—	Comptage décimal
L	H	L	L	—	Décomptage binaire
L	H	H	L	—	Comptage binaire

Figure 9 d

Commencer par placer les 4 straps, puis câbler, le CI n° 1 avec sa capa et sa résistance, puis le CI n° 2 et vérifier que la patte 14 donne une impulsion de l'ordre de 1 mn. Ajuster la valeur de R1 en conséquence : diminuer si F est > 1 mn, augmenter si T est < 1 mn.

Câbler ensuite les diodes du programmeur ainsi que les résistances de rappel à la masse et le CI n° 3 et 4 les boutons poussoir S, et vérifier que la programmation est bonne sur la sortie 7 du CI n° 3 appuyer sur le bouton poussoir de son choix et voir si 7 passe à zéro au bout du temps requis.

Câbler ensuite l'oscillateur d'alarme sur le CI n° 4, le transistor et le HP.

Le module peut fonctionner.

Réaliser sa mise en boîte.

La figure 7 donne le plan général électrique.

Attention à la manipulation des circuits CMOS utiliser des circuits de la série B qui sont mieux protégés.

La figure 8 donne une description de montage de l'ensemble dans l'œuf.

Les brochages des circuits intégrés sont donnés figure 9.

B. VUCCINO

Nomenclature des composants

R1 : 680 KΩ
R2 : Supprimée
R3 : 10 KΩ
R4 : 150 KΩ
R5 : 150 KΩ
R6 : 150 KΩ
R7 : 150 KΩ
R8 : 10 KΩ
R9 : 10 KΩ

C1 : 220 nF
C2 : 22 nF
C3 : 10 nF découplage
C4 : 10 nF découplage

IC1 : CD 4011 B
IC2 : CD 4520 B
IC3 : CD 4029 B
IC4 : CD 4011 B

D1 à D9 : 1 N 4148

TRS : 2N 2222 ou équivalent

S1 à S3 : bouton poussoir miniature

HP : 8Ω

3 poussoirs miniatures

interrupteur M/A

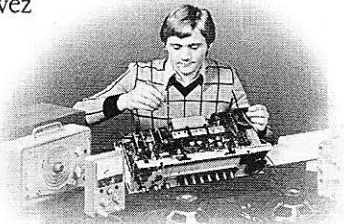
Œuf plastique 10 x 6 cm.

"AVEC MES BASES EN ÉLECTRONIQUE, J'AI PU SUIVRE LES COURS DE SPÉCIALISATION RADIO ET OBTENIR UNE QUALIFICATION SUPÉRIEURE."

Si comme notre élève, vous avez une formation de base en électronique n'hésitez pas à vous spécialiser.

EURELEC, des cours spéciaux pour les passionnés d'électronique.

Vous avez déjà des connaissances en électronique, vous êtes un technicien, ou vous voulez vous recycler. Vous pouvez suivre les cours de spécialisation Radio EURELEC, vous pouvez



compléter vos connaissances et tout savoir sur la propagation des ondes, la modulation de fréquence, la stéréophonie, les circuits intégrés, etc...

EURELEC c'est le premier centre européen d'enseignement de l'électronique par correspondance, c'est un enseignement concret, vivant basé sur la pratique. Il vous permettra d'acquérir facilement un niveau supérieur en électronique.

Un professeur d'EURELEC s'occupe personnellement de vous.

Avec les cours EURELEC, vous progresserez sans difficulté, les cours sont très facilement assimilables, et pour vous aider et vous conseiller, un professeur d'EURELEC vous suit du début à la fin des cours. La méthode pédagogique est simple mais

efficace, chaque nouvelle leçon est suivie d'exercices de révision et après chaque nouveau groupe de leçons achevé, des examens écrits sont à renvoyer à votre professeur pour correction. Des exercices de travaux pratiques sont répartis sur toute la durée des cours, ce sont eux qui vous permettent d'assimiler et de mémoriser plus rapidement les cours.

Avec le matériel de travaux pratiques vous montez votre propre laboratoire.

Tout au long du cours, vous recevez du matériel expérimental mais aussi des appareils à monter; un générateur H.F., un récepteur stéréophonique: tout ce matériel reste votre propriété.

En plus à la fin des cours EURELEC offre un stage d'une semaine.

A l'issue des cours EURELEC reçoit ses élèves dans ses laboratoires pour un stage gratuit d'une semaine. Vous y rencontrerez votre professeur, et d'autres élèves, qui comme vous, viennent de terminer leur cours. Vous pourrez confronter vos expériences et vous perfectionner sur le matériel que vous utiliserez dans votre nouvelle profession. Le stage terminé, EURELEC vous remet

un certificat de fin d'étude, du niveau du C.A.P. Vous constaterez vous-même, par la suite, que la formation EURELEC est connue et appréciée des entreprises

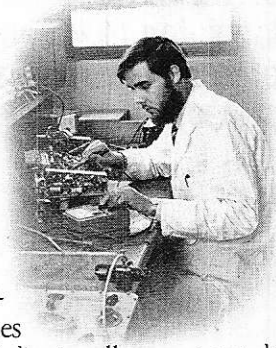
puisque 2000 d'entre elles nous ont confié la formation de leur personnel.

C'est notre sérieux, la qualité de nos professeurs et réussite de nos élèves qui nous ont valu cette réputation.

Compléter ses connaissances, améliorer sa qualification et son salaire sont les bénéfices que retirent les élèves qui suivent les cours de spécialisation

EURELEC.

Faites comme eux, mettez toutes les chances de votre côté. Préparez votre avenir avec EURELEC.



COURS D'ELECTRONIQUE EURELEC

CENTRES RÉGIONAUX - 75011 PARIS : 116, rue J.P. Thimbaud - Tél. : (1) 355.28.30/31 - 68000 MULHOUSE : 10, rue du Couvent - Tél. : (89) 45.10.04
13007 MARSEILLE : 104, bd de la Corderie - Tél. : (91) 54.38.07

BON POUR UN EXAMEN GRATUIT



eurelec

institut privé d'enseignement à distance

Rue Fernand-Holweck
21000 DIJON - FRANCE
Téléphoner en P.C.V.
au (80) 66.51.34

Je soussigné : Nom _____

Prénom _____

Domicilié : Rue _____

N° _____

Ville : _____

Code Postal _____

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

☐ SPÉCIALISATION RADIO STÉRÉO A TRANSISTORS

12 envois de 246 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 123 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ ÉLECTRONIQUE FONDAMENTALE

12 envois de 206 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 103 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ INITIATION A L'ÉLECTRONIQUE 8 envois de 170 F + 15 F (frais d'envoi).

➤ Si je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage et je ne vous devrai rien

➤ Si, au contraire, je désire le garder, vous m'enverrez le solde du cours, à raison d'un envoi en début de chaque mois,

que je vous réglerai contre remboursement (ajouter 10 F de taxe des P.T.T.). Dans ce cas, je reste libre d'arrêter les envois par simple lettre d'annulation et je ne vous devrai rien.

DATE ET SIGNATURE (pour les enfants mineurs, signature du représentant légal).

☐ ÉLECTROTECHNIQUE

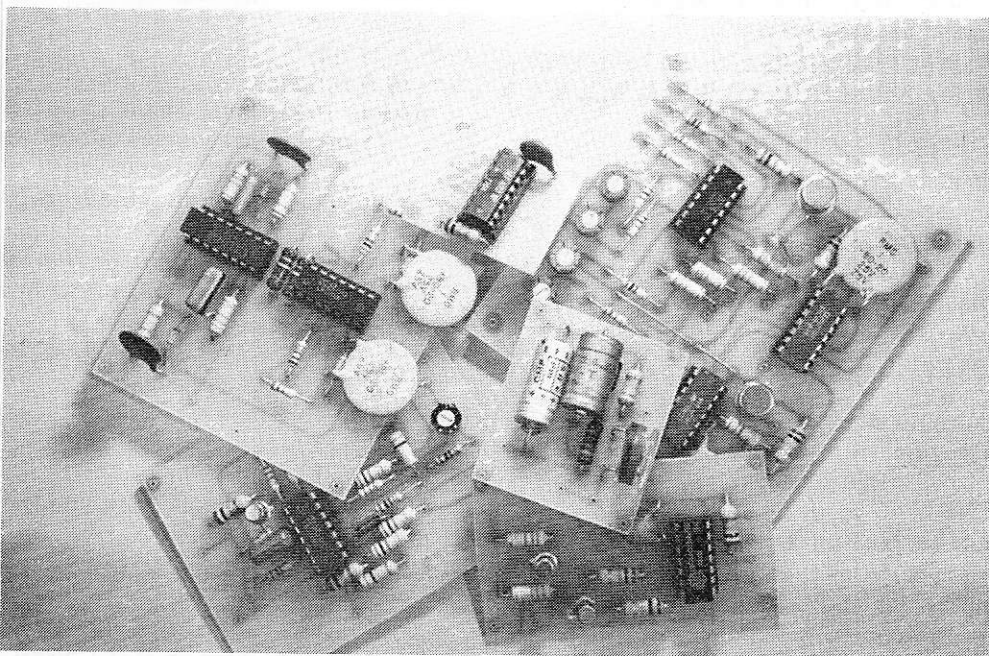
17 envois de 188 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 94 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ ÉLECTRONIQUE INDUSTRIEL

23 envois de 224 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 112 F + 15 F (frais d'envoi)

Après le grand nombre d'antivols parus dans les divers revues d'électronique, lorsqu'on lit « Centrale d'alarme » presque par reflexe nous pensons aussitôt à la protection des fenêtres et portes

pour décélérer une effraction. Mais le danger peut venir d'ailleurs... d'une élévation de température, de la présence de flammes, d'une tension trop élevée, etc... D'où notre montage.



Centrale de surveillance analogique

GENERALITES

Comme nous l'avons écrit précédemment, il peut être utile dans une habitation de détecter une élévation ou une baisse trop importante de température d'une pièce, d'un congélateur, une présence de lumière (flammes, lampe électrique) ou la consommation excessive d'un appareil (courant). Ceci est aussi valable dans une automobile : la température d'eau, d'huile, le niveau d'essence, la charge ou décharge de la batterie, la vitesse, le nombre de tours, moteur, etc., en un mot toutes les grandeurs physiques pouvant être converties en tension. Dans cet article, nous nous

occuperons de la détection du dépassement d'un certain seuil critique, de la signalisation optique et acoustique, ainsi que de la mise en œuvre de quelques capteurs.

II PRESENTATION DES COMPOSANTS DE LA CENTRALE

a) LE LM 3900

Le LM 3900 est un quadruple amplificateur opérationnel qui se distingue de ses « frères » par le fait que, contrairement à

ceux-ci, il est sensible au courant d'entrée au lieu de la tension : un ampli opérationnel classique fait la différence entre les deux V_e , tandis que lui, soustrait les deux I_e , d'où son nom d'ampli de Norton. Un autre avantage de ce circuit est qu'il peut fonctionner avec une seule tension d'alimentation (comprise entre 4 et 36 V).

Sur la **figure 1** nous pouvons voir la structure d'un de ces amplis. Les deux entrées sont « limitées » chacune par une diode (CR1 et la jonction Base-Emetteur de Q2) ce qui implique que la tension d'entrée C pour que V_S soit une fonction linéaire de V_e ne doit pas dépasser quelques dizaines de mV autour de 0,5 V, c'est pourquoi il est nécessaire de transformer

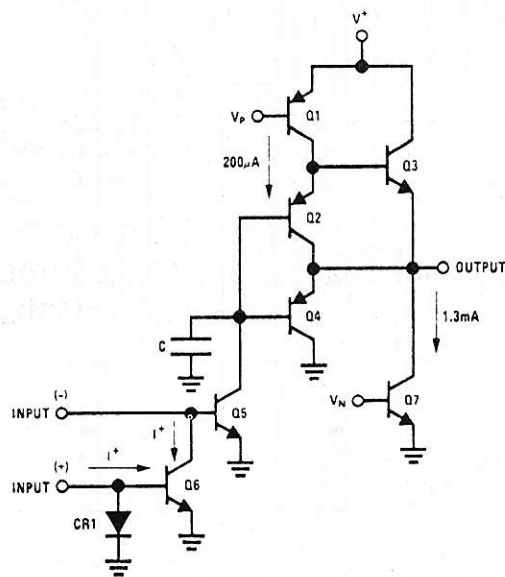


Figure 1 : Structure du LM 3900

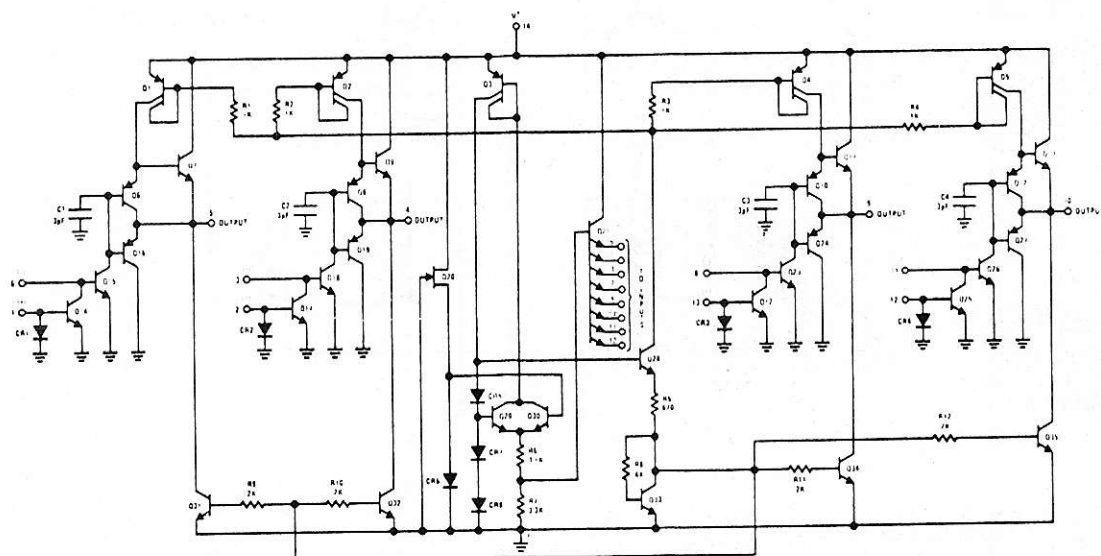


Figure 2 : Schéma général du LM 3900.

les générateurs de tensions V_e en générateurs de courant : le, ceci grâce à des résistances de valeurs élevées en série. La base de Q5 étant reliée au collecteur de Q6, celui-ci dérive vers la masse un courant identique à celui qui lui a été appliqué sur sa base, ce montage est appelé « miroir de courant ». La valeur max. de I_+ se situe aux alentours de 6 nA pour une température de 25°C. Le schéma général du LM 3900 se trouve **figure 2**.

b) LE 4001 ET LE 4011 Ce sont respectivement de classiques portes Nor et Nand de technologie COS-MOS dont nous trouverons le schéma interne aux **figures 3 et 4**.

FONCTIONNEMENT

Le schéma général est donné **figure 5** grâce aux résistances de 7 MΩ insérées en

série avec les entrées + et - du LM 3900, celui-ci réagit comme un amplificateur opérationnel classique que nous aurions monté en détecteur de seuil : en effet si la V_{in} (sur l'entrée non inverseuse) reste inférieure à la tension imposée par le potentiomètre sur l'entrée inverseuse, l'ampli étant en boucle ouverte et ayant donc un gain théorique égal à l'infini, nous obtenons en sortie une tension égale à : $(V \pm V) \cdot \alpha$, par exemple $(8 - 10) \cdot \alpha = -2 \cdot \alpha + \alpha$ mais ici moins l'infini est égal à 0 V... !

Par contre, quand V_+ deviendra supérieur à V_- , nous aurons : $(10 - 8) \cdot \alpha = +2 \cdot \alpha$ ce qui donnera $+V_{cc}$. Chacune des sorties va, d'une part vers une LED qui s'allumerait si le transistor T1 ne l'empêchait pas, d'autre part vers un Ov à 4 entrées formé par deux Non Ou (Nor) à 2 entrées et un Non et (Nand) à 2 entrées. Sachant le théorème de Morgan : $A \cdot B = \overline{\overline{A} + \overline{B}}$

$$S = \overline{A + B} \cdot \overline{C + D} = \overline{A + B + C + D}$$

$$S = A + B + C + D$$

Cette sortie valide une oscillation à 1 kHz générée par P4 plus P5 et hachée (porte P8) par l'oscillateur TBF formé par P6 et P7, ce signal carré de fréquence de l'ordre du Hertz attaque la base d'un transistor 2N 1711 qui permet de faire clignoter les LED devant être allumées. Un petit amplificateur de puissance est constitué d'un deuxième 2N 1711 qui « drive » un haut-parleur commutable.

IV CABLAGE

Sur les **figures 6 et 7** nous trouverons respectivement le schéma du circuit imprimé et son implantation, le brochage des circuits intégrés est représenté **figure 8**.

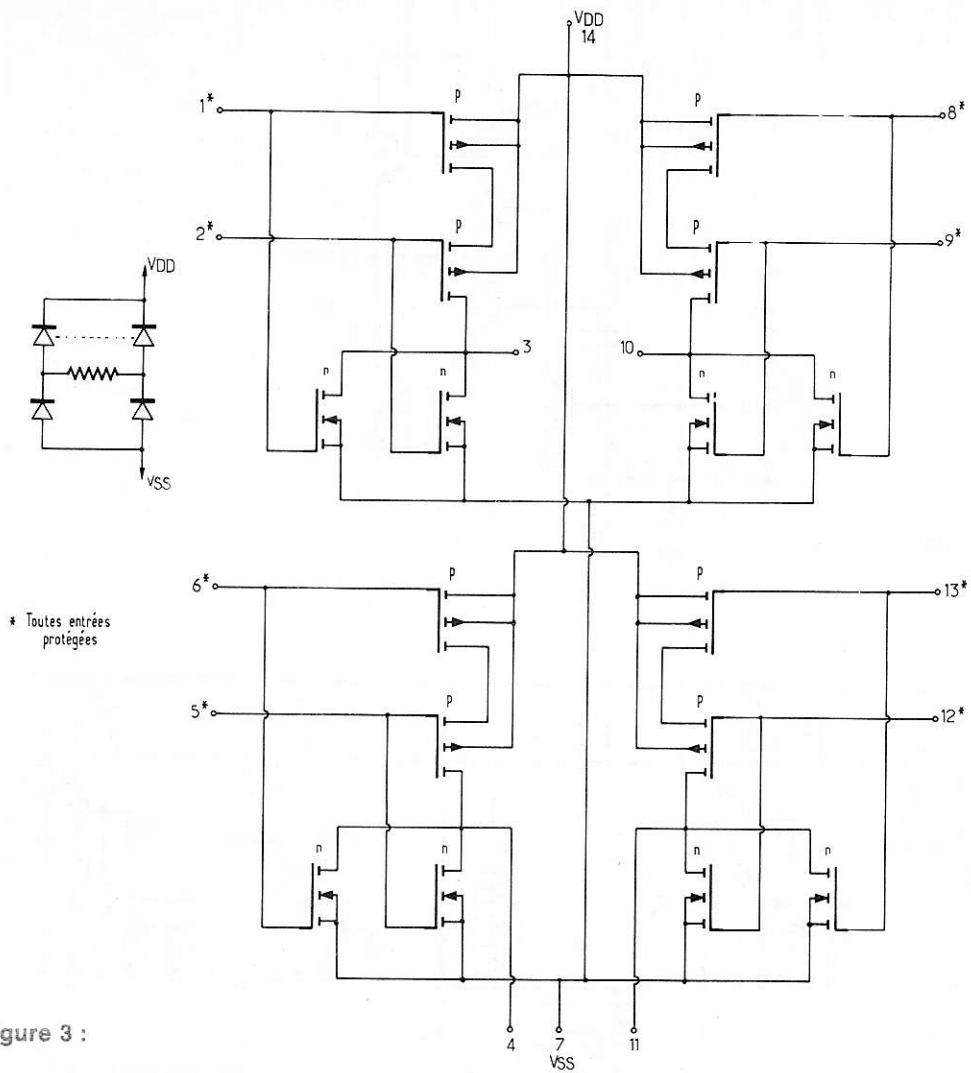


Figure 3 :

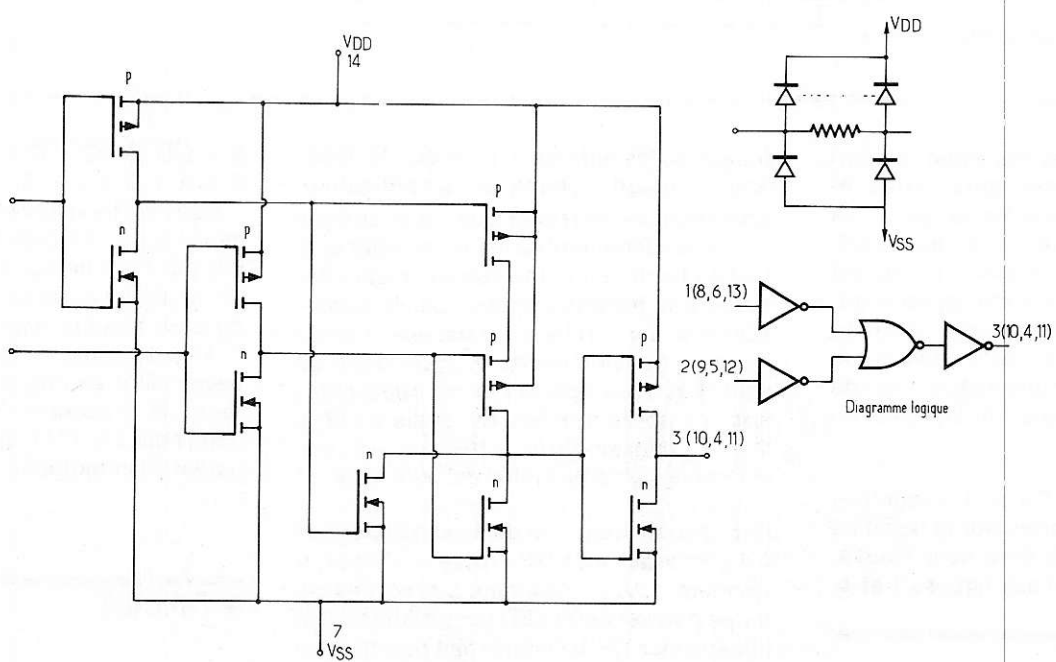


Figure 4 :

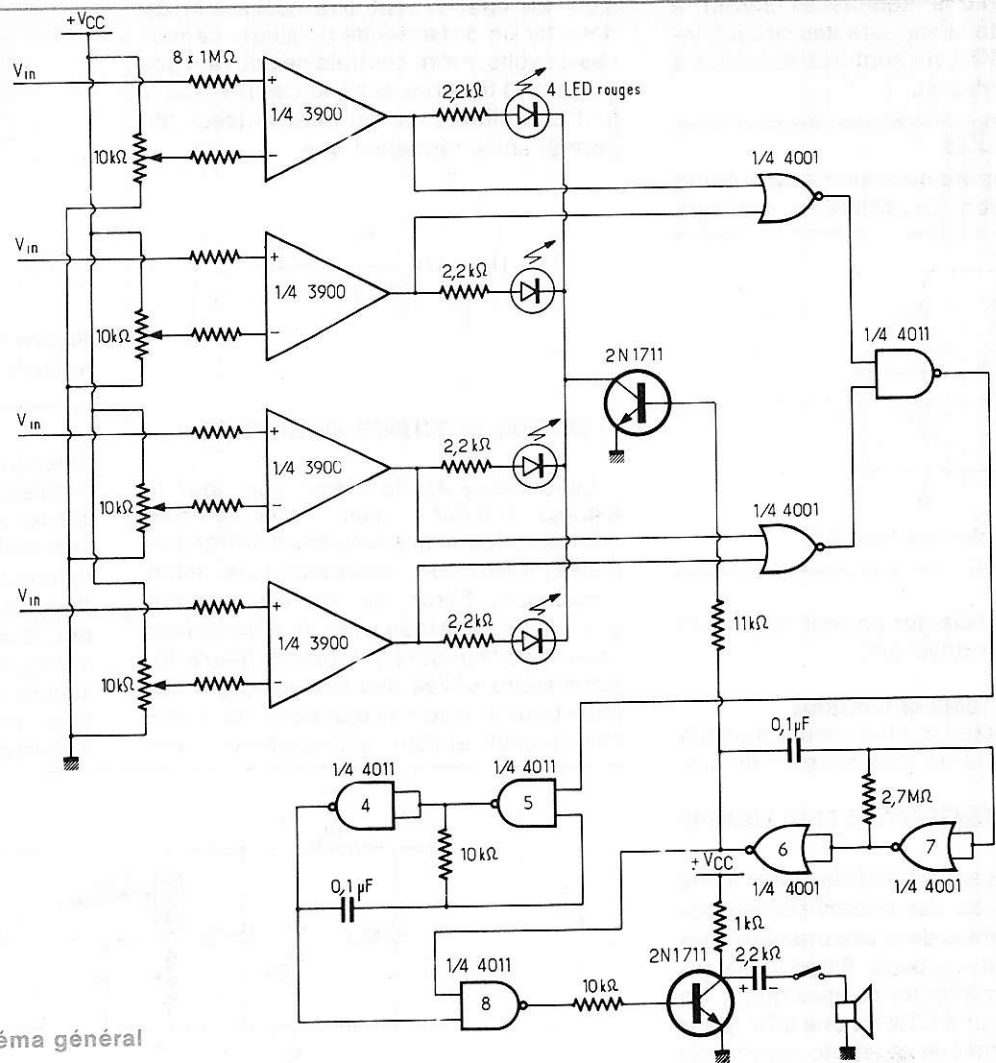
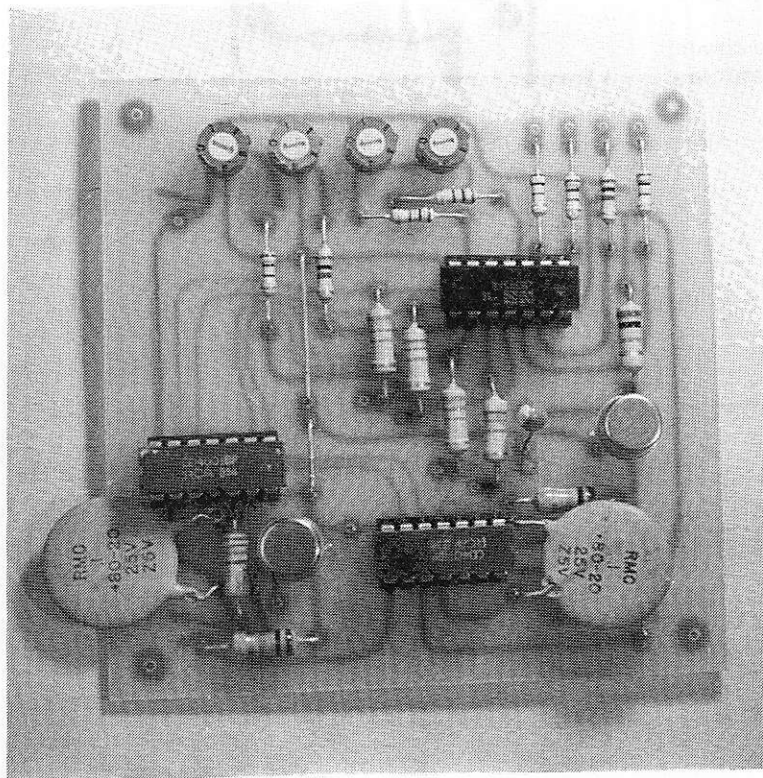


Figure 5 : Schéma général



Les précautions habituelles seront à prendre lors de la soudure des circuits intégrés COS-MOS qui sont très sensibles à l'électricité statique.

V LES CAPTEURS

Dans ce chapitre nous allons voir l'étude et la réalisation de différents capteurs

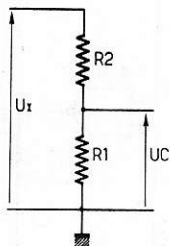


Figure 9 : Division de tension

permettant de détecter un seuil maximum d'une grandeur physique.

a) CAPTEUR DE TENSION CONTINUE

C'est le capteur le plus simple puisque c'est simplement un pont diviseur de ten-

c) CAPTEUR DE TEMPERATURE ET DE LUMIERE

Les capteurs seront réalisés grâce à des thermistances ou des photos-résistances qui seront insérées dans une branche d'un pont diviseur de tension. Selon la détection désirée (minimum ou maximum) on pourra utiliser une CTN ou une CTP, pour une même thermistance (photo résistance) il sera possible d'inverser celle-ci et la résistance pour avoir un effet inverse (figure 11).

Nous trouverons à la figure 12 le circuit imprimé et l'implantation valable pour les deux capteurs.

sion. En effet il peut être nécessaire de détecter un potentiel de plusieurs centaines de volts, notre centrale ne pouvant accepter des tensions supérieures à $+V_{CC}$, il faut donc intercaler un pont diviseur (figure 9) en se rappelant que :

$$U_c = U_x \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

b) CAPTEUR DE TENSIONS ALTERNATIVES

Le principe est le même que pour le capteur précédent mais, notre centrale n'acceptant que des tensions d'entrée positives, il faut donc redresser, puis, selon l'utilisation, filtrer, ce qui est effectué grâce à un classique pont de Greatz avec une capacité pour le filtrage voir figure 10. Nous avons utilisé des diodes au germanium pour diminuer le plus possible la tension de seuil, et comme l'impédance d'en-

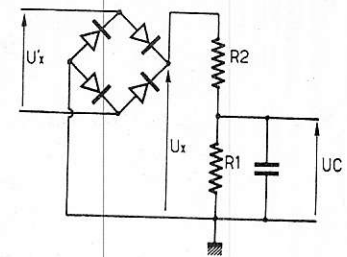


Figure 10 : Capteur pour tensions alternatives

trée du comparateur est supérieure à $1\text{ M}\Omega$ l'utilisation des OA 85 ne pose aucun problème sauf pour la tension. Le condensateur sera omis si c'est un détecteur de crête instantanée que l'on désire réaliser. **Attention aux risques de retour par la masse en cas d'utilisation sur secteur.** Mettre le montage dans un boîtier plastique sans aucune partie métallique. L'auteur se dégage de toutes responsabilités en cas d'accidents.

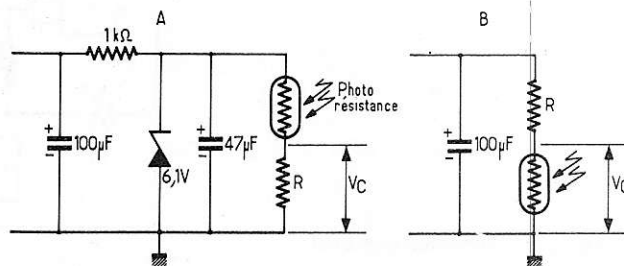


Figure 11 : A) Détection d'un maximum de lumière
B) Détection d'un minimum de lumière

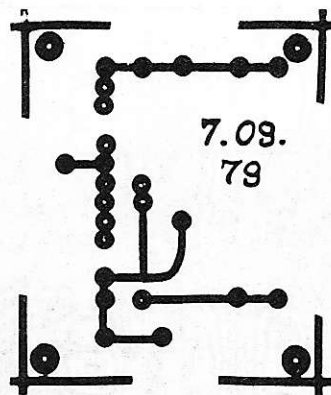
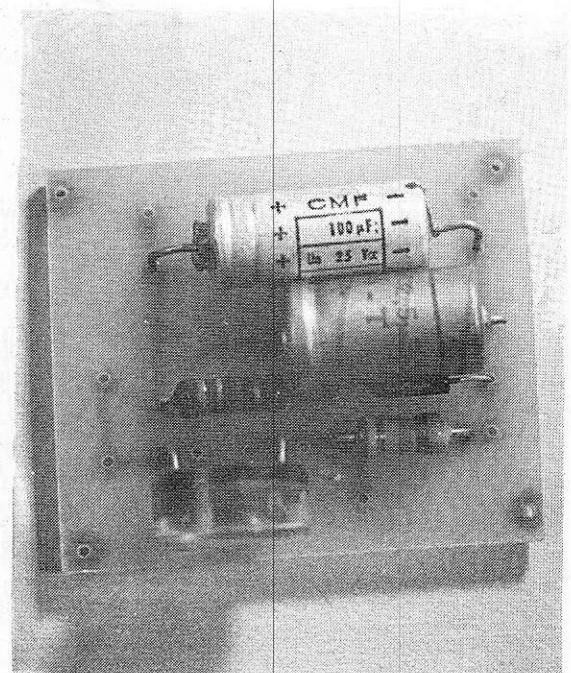
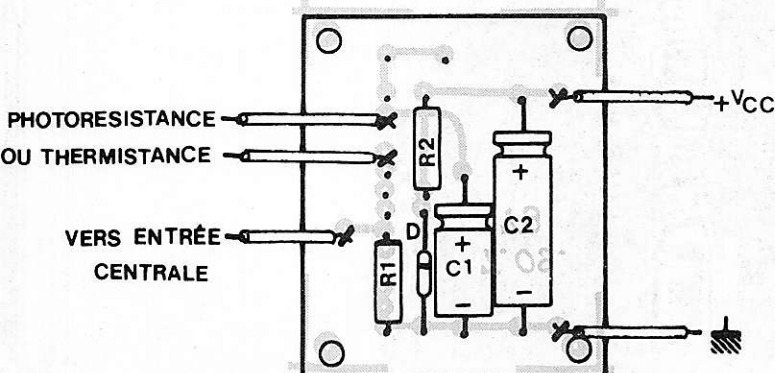


Figure 12 :



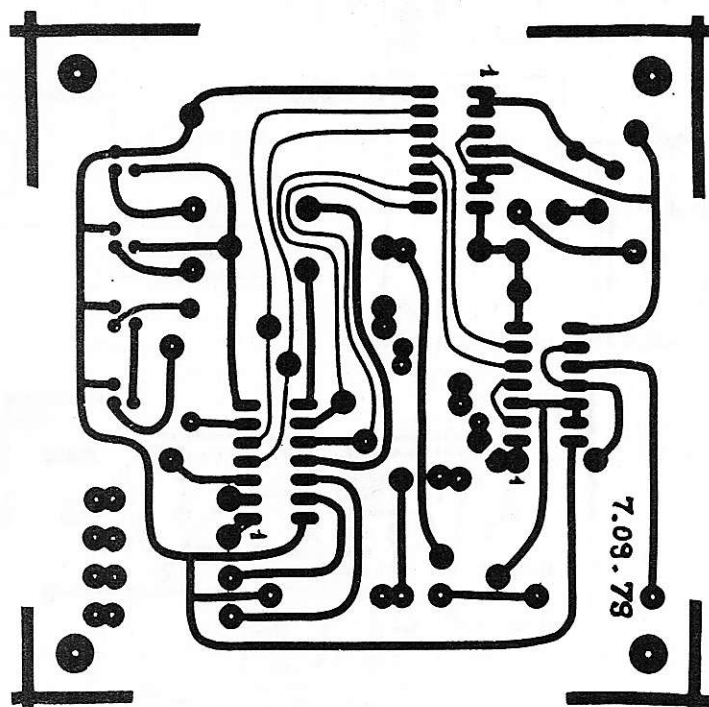


Figure 6 :

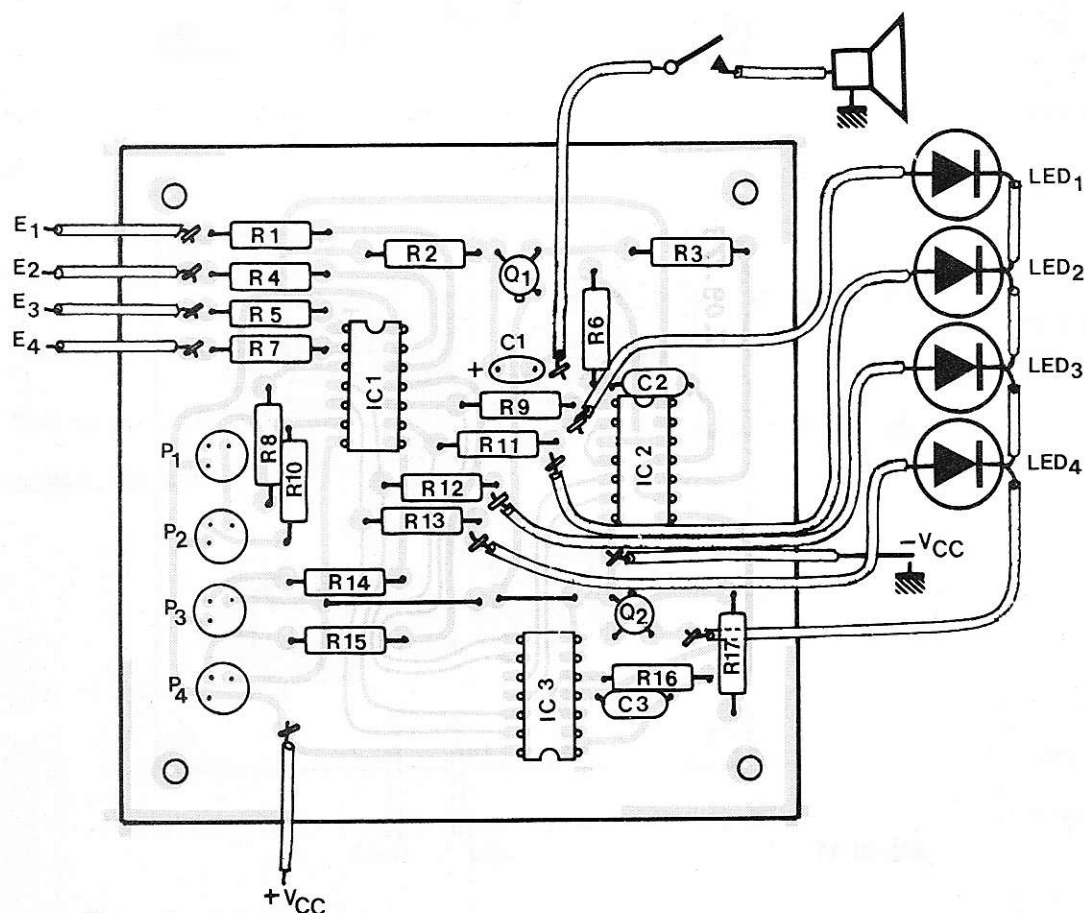
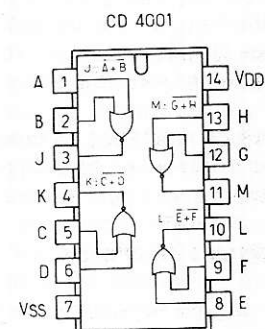
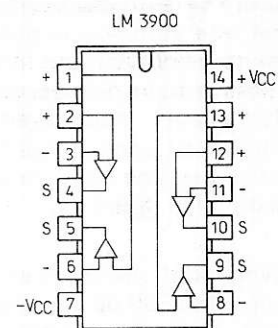


Figure 7 :

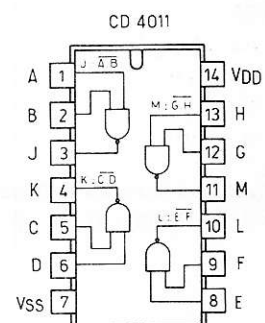


Figure 8 : Brochage des CI

d) CAPTEUR DE VITESSE DE ROTATION OU DE FREQUENCE (figure 13)

Ce capteur a eu comme première utilisation la mesure de la vitesse de rotation d'un moteur sur une automobile, mais il peut être utilisé pour obtenir une information sur le nombre de tours de roue, donc sur la vitesse du véhicule, monté avec un anémomètre il peut prévenir en cas de dépassement d'une certaine force du vent. Son schéma est donné **figure 13**.

Pour éviter tout risques d'endommagement du circuit CMOS dû à des pointes de tension trop élevées nous avons inséré en série une résistance et une zener qui écrête la tension d'entrée à 10 volts. La capacité C + évite le déclenchement sur des parasites très rapides, elle devra être diminuée ou même enlevée pour des utilisations à des fréquences plus élevées. Le circuit CMOS est un double monostable attaqué sur son entrée A. Les résistances et capacités R et C devront être modifiées en fonction de la fréquence d'entrée, en effet la période de l'impulsion délivrée par le monostable ne devra jamais être supérieure à la plus grande période appliquée à l'entrée du 74C221. Le signal issu de la sortie Q est expédié, via une résistance de 160 kΩ, à l'entrée non inverseuse d'un LM 3900 monté en intégrateur, la résistance de 490 kΩ permet de décharger la capacité pour éviter une saturation. La sortie de cet intégrateur est reliée à un second LM 3900 faisant office de buffer non inverseur à haute impédance d'entrée. La **figure 14** donne le tracé du circuit imprimé et son implantation.

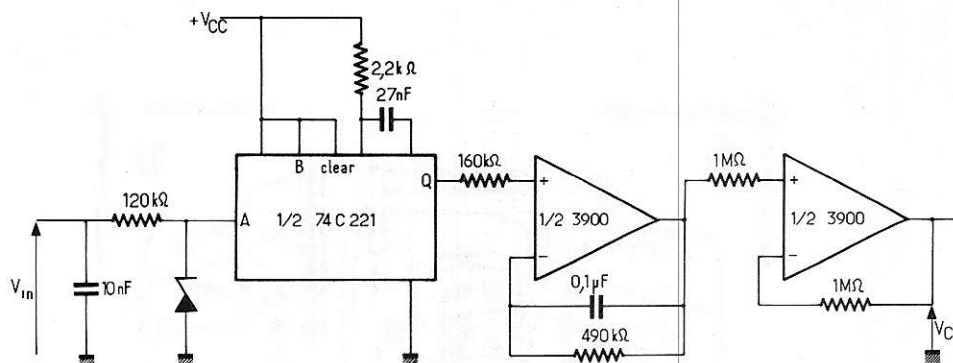
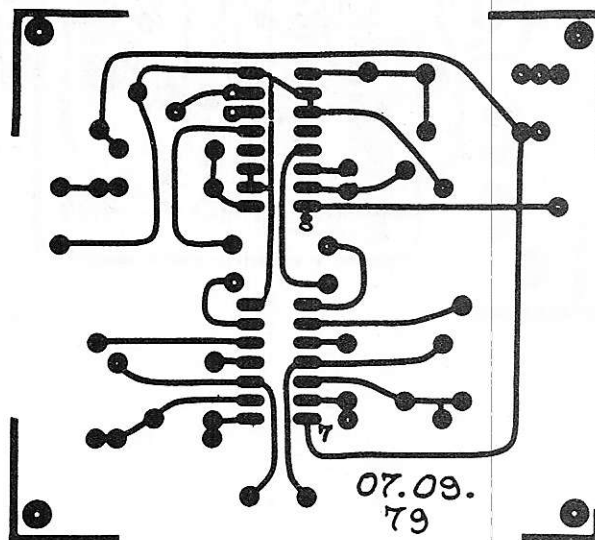


Figure 13 : Capteur de vitesse de rotation



RAPPEL

La fréquence issue du rupteur dépend du nombre de temps et de cylindres du moteur.

$$F = \frac{N}{30} \times \frac{C}{T}$$

F : Fréquence du rupteur.
N : Nombre de tours par minutes.
C : Nombre de cylindres.
T : Nombre de temps pour chaque cylindre.

Sur la **figure 15** on trouvera le schéma de brochage du 74C221.

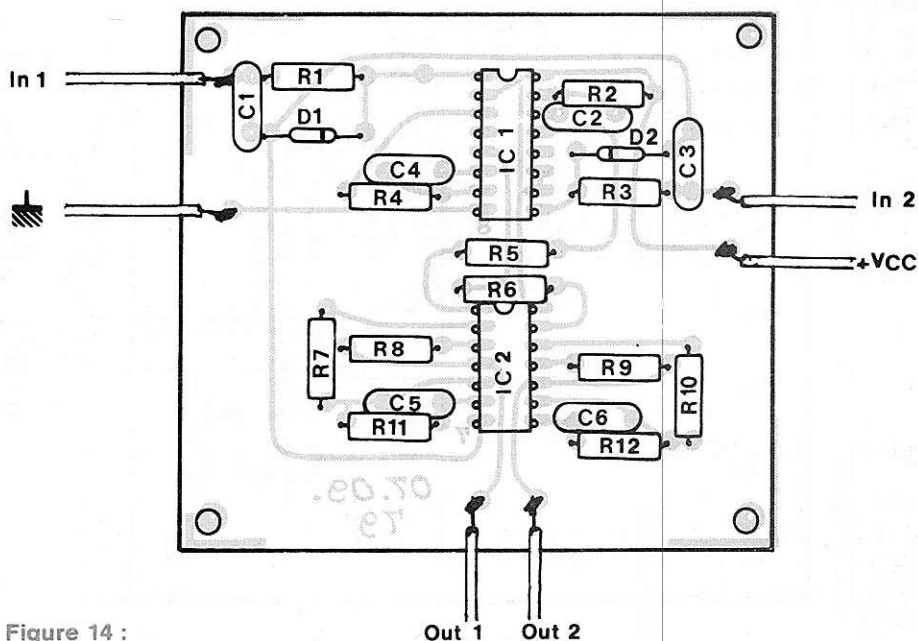


Figure 14 :

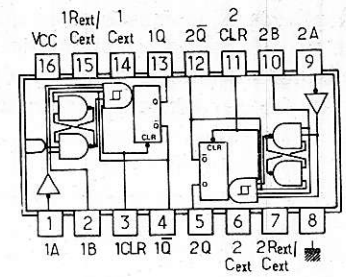
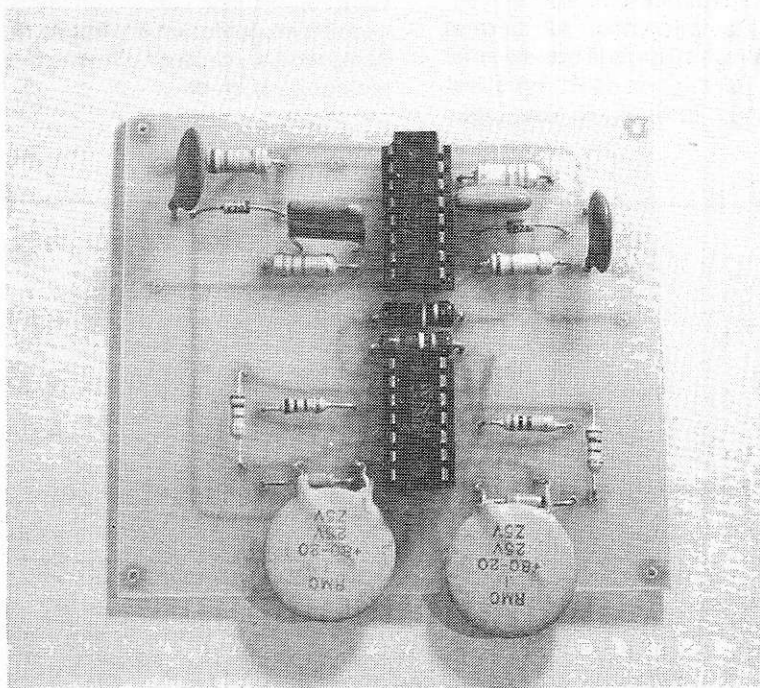


Table de vérité
(de chaque monostable)

Inputs			Outputs	
Clear	A	B	Q	$\bar{Q}$
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	L	L	H
H	L	H	L	H
L	L	H	L	H

Figure 15 : Brochage du 74 C 221

e) CAPTEUR DE DÉPASSEMENT DE TEMPS OU DE PÉRIODE

Le principe de ce capteur (voir **figure 16**) basé sur la charge linéaire d'un condensateur pendant que le temps à mesurer est à 1 et sa décharge rapide pendant qu'il est à 0. La tension aux bornes de la capacité sera donc bien fonction du temps de mise à 1. On suppose que les niveaux sont compatibles avec la tension V_{CC} de la carte.

La tension d'entrée étant à 1 le condensateur se charge avec une pente fonction de R et C , le transistor étant bloqué il n'a aucun effet sur la sortie, par contre lorsque V_e passe à 0, celui-ci devient passant et décharge C à une valeur ≈ 0 V, puis départ pour un nouveau cycle. Ce montage est suivi par un buffer non inverseur pour éviter la décharge intempestive de C . Si le seuil maximum est atteint, la centrale détectera ce dépassement seulement pendant un temps relativement court, sauf si on insère dans la chaîne un montage étudié plus loin.

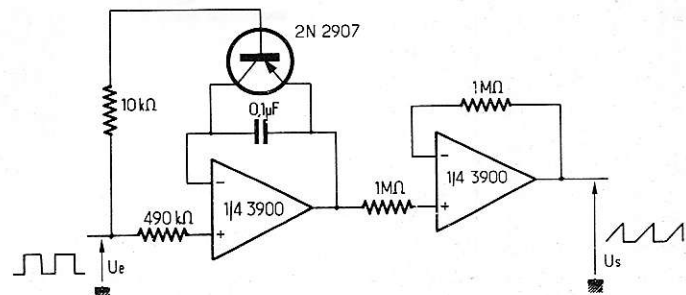


Figure 16 : Capteur de dépassement de temps

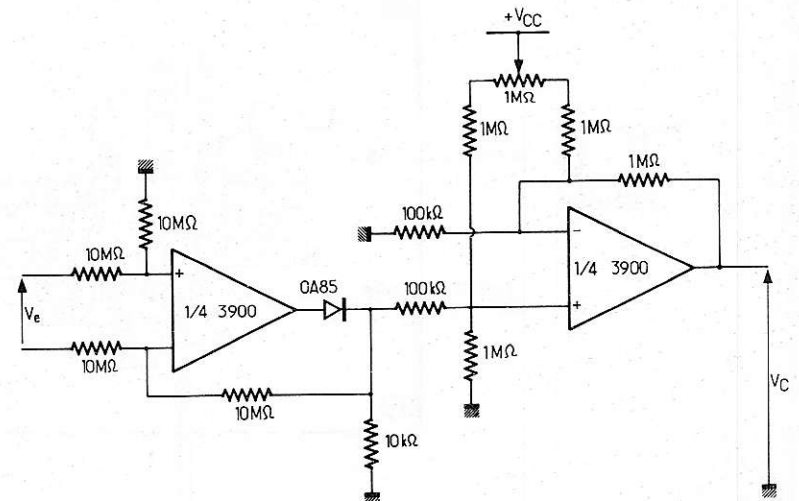


Figure 17 : Capteur de débit électrique

f) CAPTEUR DE DÉBIT ÉLECTRIQUE

Le principe est donné **figure 17**.

La mesure du débit ou de la consommation de certains appareils continus tels que les alimentations à batteries peut rendre service.

Ex : (**figure 18**)

Si $R_1 \gg R_2$ $U_{R2} \approx V$

$I = R_1 = 0,1 \Omega$, $R_2 = 10 \Omega$

$U_{R1} = 1$ V, $U_{R2} = 100$ V.

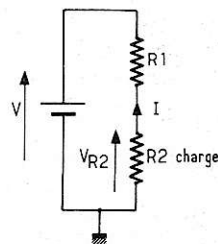


Figure 18 :

Comme il est impossible de mettre R1 entre la charge et la masse pour que la mise à la terre de l'appareil soit bonne, il ne faut donc mesurer que la tension aux bornes de R1, ce qui est fait, par un étage

différentiel d'impédance d'entrée élevée, grâce à A1. L'amplificateur A2 permet d'ajouter un gain de 10 dans la boucle ainsi que d'annuler, par l'action de P1, un offset apporté par l'ampli différentiel. Nous pou-

vons voir le dessin du circuit imprimé ainsi que son implantation à la **figure 19**, celle-ci comprend un capteur d'intensité et un détecteur de période.

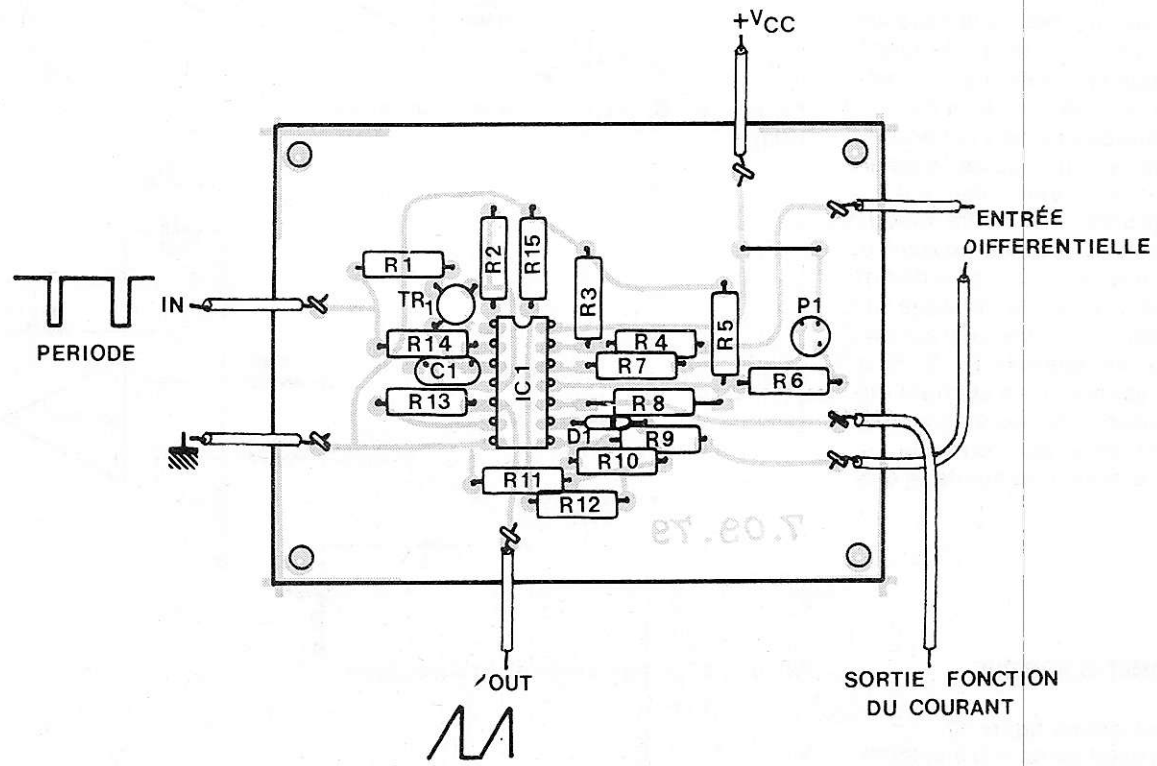
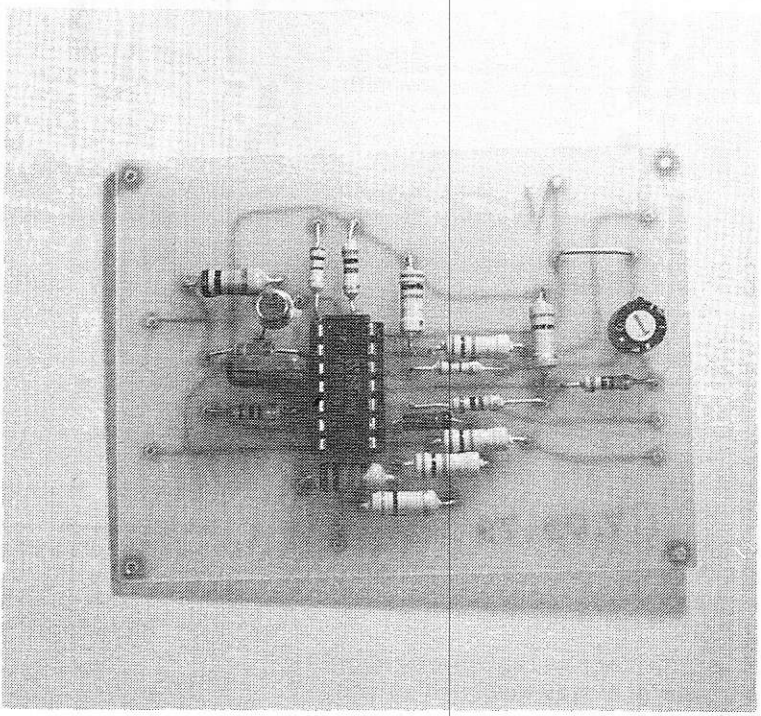
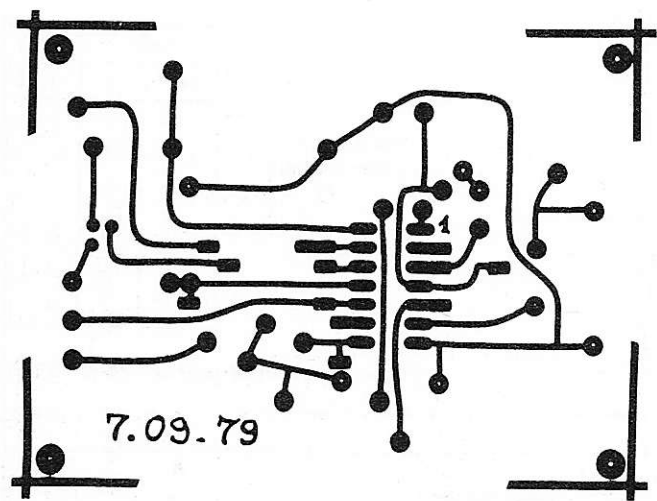


Figure 19 :

VI EXTENSIONS

a) MEMOIRE

La détection de dépassement du maximum peut être très court et néanmoins très important, il est donc intéressant de se

rappeler que le seuil a été franchi, pour cela nous utiliserons une mémoire (Bascule D) du type CD4013 dont l'entrée d'horloge est attaquée par le signal de sortie issue du comparateur, l'entrée D étant à « 1 », la sortie Q passe à « 1 » au front de montée de l'horloge, une remise à « 0 » est

possible individuellement par bouton poussoir (**figure 20**). La sortie Q attaque un PNP qui se sature et allume une LED quand Q est à « 0 ». Voir circuit imprimé et implantation **figure 21**.

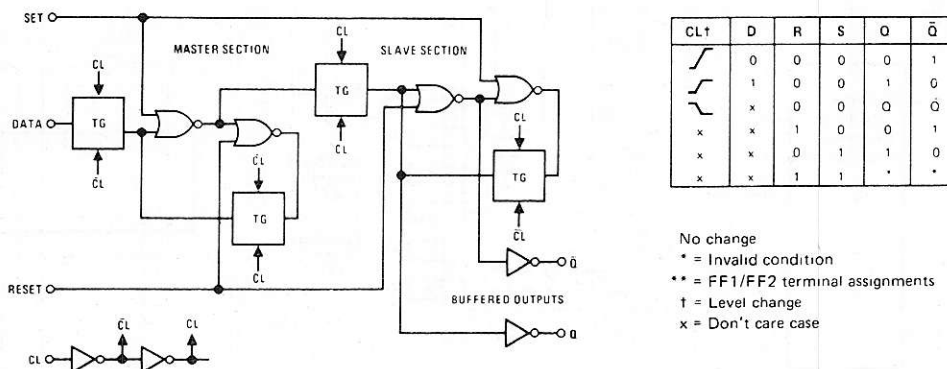


Figure 20 :

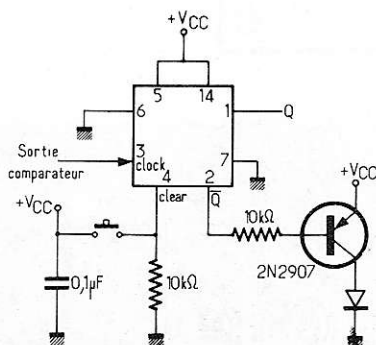
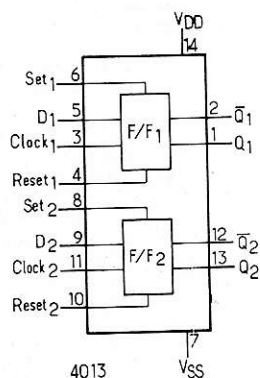
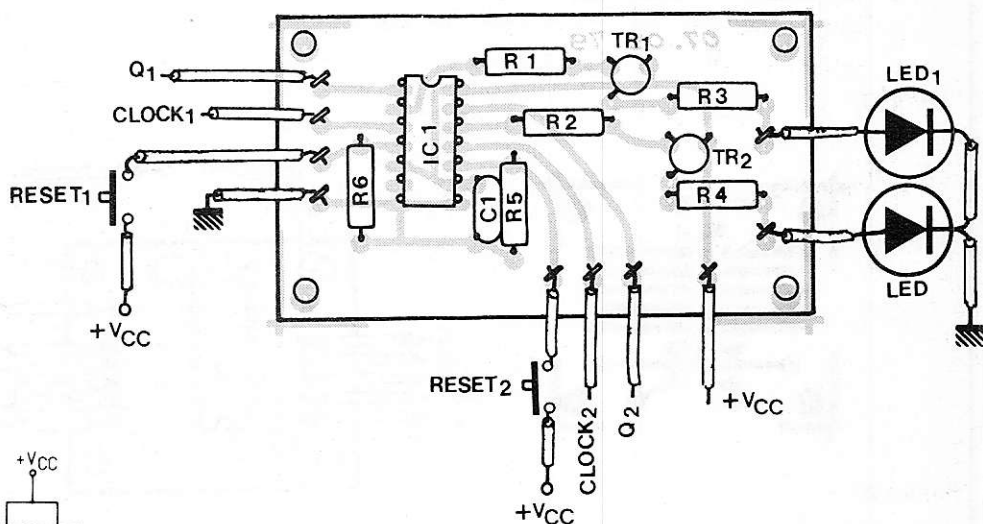
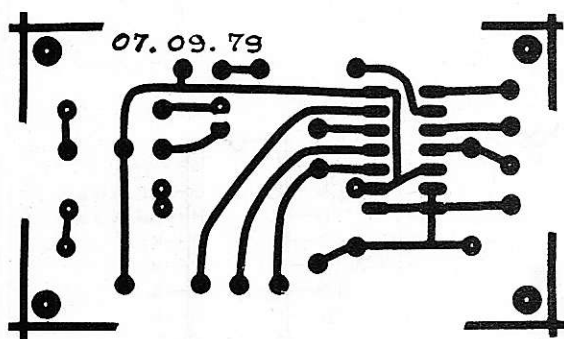
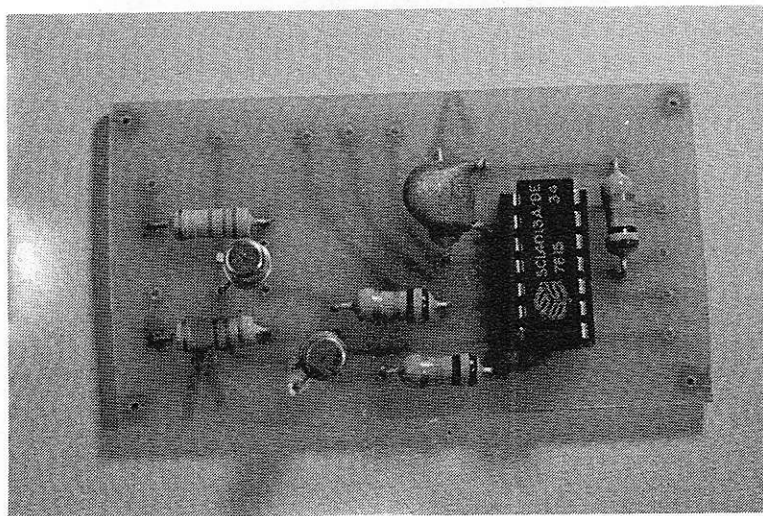


Figure 21 :



b) LE MULTIPLEXEUR ANALOGIQUE

La construction de deux centrales n'est pas obligatoire pour surveiller 8 entrées analogiques : un multiplexeur CD4053

permet de doubler les possibilités de la centrale en aiguillant 4 entrées parmi huit (figure 22). Ce circuit étant très fragile il est conseillé de le souder, le fer débranché

avec, si possible, un tapis de masse. Nous trouverons le circuit imprimé et l'implantation à la figure 23.

CD 4053

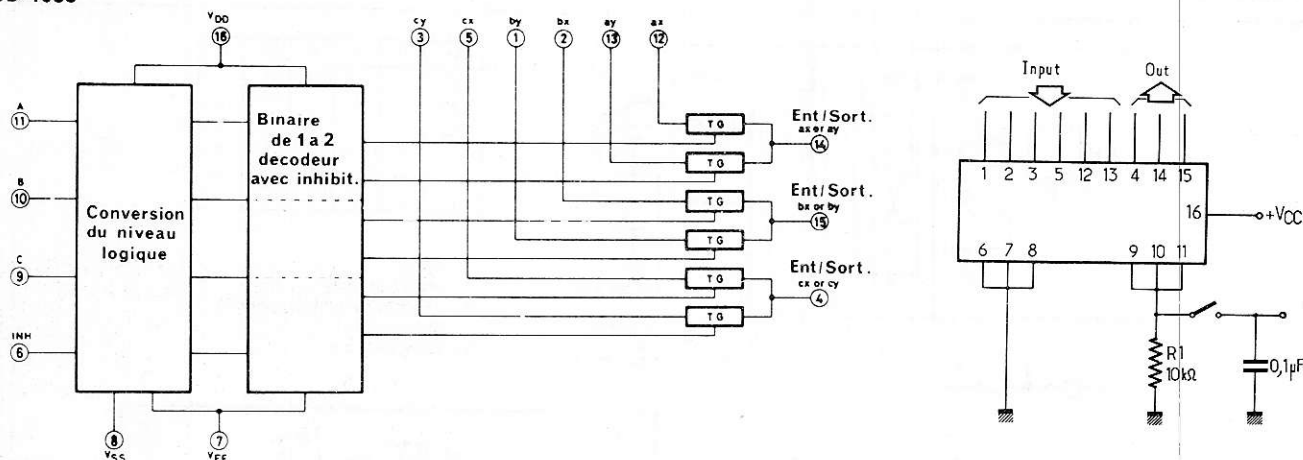


Figure 22 :

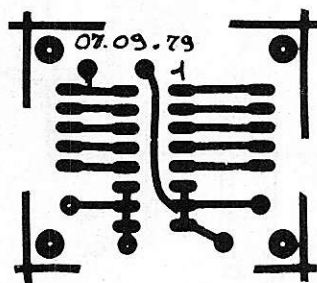
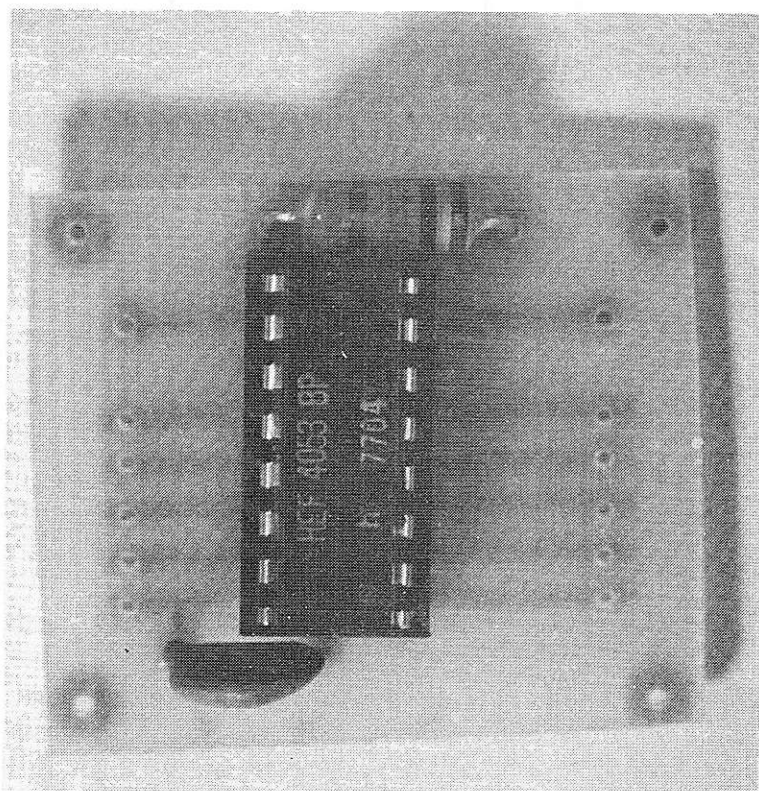
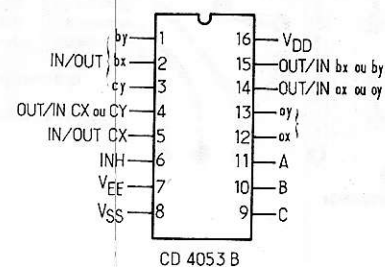
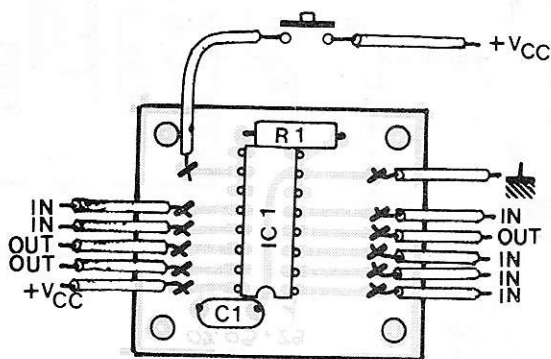


Figure 23 :



Les fils reliant les capteurs seront blindés. Nous vous rappelons que des sécurités minimum sont à prendre si l'appareil est branché directement sur le secteur. L'alimentation peut varier de 6 à 15 volts

Vous voici en présence de tous les éléments pour pouvoir réaliser une centrale en fonction de vos dérisats, la souplesse de l'alimentation permet de la loger aussi bien dans une automobile que dans une habitation sans aucun problème.

Lionel ASSIE

Nomenclature

Centrale

R1 1 M Ω
 R2 1 k
 R3 10 k
 R4 1 M
 R5 1 M
 R6 10 k
 R7 1 M
 R8 1 M
 R9 2,2 k
 R10 1 M
 R11 2,2k
 R12 2,2k
 R13 2,2k
 R14 1 M
 R15 1 M
 R16 2,7 M Ω
 R17 10 k
 P1 $\rightarrow$ P4 : 10 k Ω
 C1 : 0,1 μ F
 C2 : 0,1 μ F
 C3 : 2,2 μ F
 TR1 : 2 M 1711
 TR2 : 2 M 1711
 IC1 : LM 3900
 IC2 : CD 4011
 IC3 : CD 4001

Détecteur lumière et température

R1 : selon capteur
 D1 : 7,2 V 1/2 W
 R2 : 2,2 k
 C1 : 100 μ F 25 V
 C2 : 37 μ F 10 V

Mémoire

R1 10 k Ω
 R2 10 k Ω
 R3 2,2 k Ω
 R4 2,2 k Ω
 R5 10 k Ω
 R6 10 k Ω
 C1 : 0,1 μ F
 TR1 : 2 N 2907
 TR2 : 2 N 2907
 IC1 : CD 4013
 2 Led
 2 Boutons poussoirs

Détecteur courant, et de période

R1 10 k Ω
 R2 1 M Ω
 R3 10 M Ω
 R4 10 M Ω
 R5 100 k Ω
 R6 1 M Ω
 R7 1 M Ω
 R8 1 M Ω
 R9 10 M Ω
 R10 10 M Ω
 R11 10 k Ω
 R12 100 k Ω
 R13 1 M Ω
 R14 490 k Ω
 R15 1 M Ω
 C1 : 0,1 μ F
 D1 : 1 M Ω
 D1 : OA 85
 TR1 : 2 N 2907
 IC1 : LM 3900

Détecteur vitesse

R1 120 k Ω
 R2 2,2 k Ω
 R3 120 k Ω
 R4 2,3 k Ω
 R5 160 k Ω
 R6 160 k Ω
 R7 1 M Ω
 R8 1 M Ω
 R9 1 M Ω
 R10 1 M Ω
 R11 490 k Ω
 R12 490 k Ω
 C1 0,1 μ F
 C2 22 nF (selon fréquence)
 C3 0,1 μ F
 C4 22 nF (selon fréquence)

IC1 : 74 C 221
 IC2 : LM 3900

Multiplexeur

R1 : 10 k Ω
 C1 : 0,1 μ F
 IC1 : 4053
 1 inverseur

CHANGEMENT D'ADRESSE

Boîtes de Circuits Connexion
 r.D.e.C. 840 et 360 contacts

SIEBER SCIENTIFIC

22, rue François Villon
 75015 Paris
 Usine St-Julien-du-Gua
 07190 St-Sauveur-de-Montagut
 Tél. : (75) 65.85.93

**TOUS LES
 RELAIS
 RADIO-RELAIS**
 18, RUE CROZATIER
75012 PARIS
 Tél. 344.44.50

R.E.R. - GARE DE LYON

SYSMIC

72, rue de Nancy,
 44300 NANTES

composants pour micro-amateurs

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

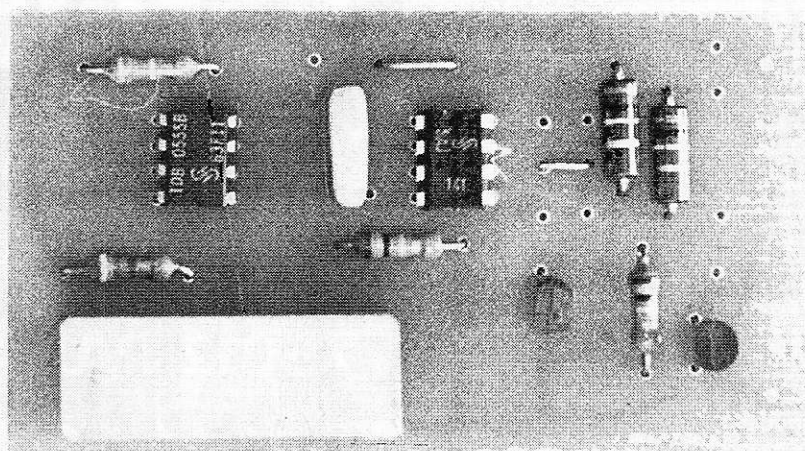
— LES PRIX LES PLUS BAS —
 REMPLISSEZ ET ENVOYEZ-NOUS CE
 BON POUR UNE LISTE COMPLETE
 DE TOUTS NOS ARTICLES

NOM

ADRESSE

Il est souvent utile de pouvoir obtenir des durées de temporisation de plusieurs heures avec une bonne précision. L'exploitation de la constante de temps d'un circuit RC ne permet pas d'obtenir une précision élevée. En effet, la résistance de fuite des gros condensateurs nécessaires ne peut être négligée devant la forte résistance de temporisation. Comme les fuites varient en fonction de la température et de divers

autres paramètres, aucune garantie ne peut être donnée quant à la précision obtenue. Les temporisateurs digitaux représentent une approche plus satisfaisante du problème, mais leur relative complexité ne permet pas de les employer dans tous les cas de figure. Le montage proposé ici se situe à mi-chemin entre les deux solutions précédemment évoquées et permet donc d'escompter une précision de 1 % jusqu'à des durées de l'ordre de 10 heures.



TEMPORISATEUR longue durée

1) LE SCHEMA DE PRINCIPE :

Le type le plus classique de circuit intégré de temporisation est bien sûr le 555. Bien que donné pour des durées de temporisation pouvant atteindre plusieurs heures, il s'avère que la précision de 1 % que nous nous sommes fixée ne peut guère être obtenue, avec des composants RC courants, que jusqu'à 36 secondes environ. La **figure 1** montre que notre montage utilise un multivibrateur à 555 dont la période d'oscillation

peut être allongée facilement jusqu'à 36 secondes. Ce circuit est suivi d'un diviseur MOS (SAJ 141 Siemens) capable de diviser par 10, 100 et 1 000. Une interconnexion judicieuse au niveau des remises à zéro permet donc, à partir de notre base de temps de 36 secondes d'obtenir des temporisations de 10 heures, 1 heure, et 6 minutes. Toutes les valeurs intermédiaires peuvent bien sûr être réalisées par action sur les éléments de réglage du multivibrateur R_A , R_B , C dans les limites fixées. On maintiendra R_A de l'ordre de 10 R_B , sans dépasser 4,7 M Ω , valeur au-delà de laquelle la précision de 1 % n'est plus garantie avec des condensateurs relativement courants. Les meilleurs résultats sont obtenus avec des condensateurs au polycarbonate, donc non polarisés, que

l'on peut se procurer sans trop de difficultés jusqu'à 10 μ F environ. En cas d'impossibilité, on peut toutefois se rabattre sur un chimique au tantale (polarisé). Pour les essais, on peut même utiliser un chimique ordinaire à l'aluminium, mais sans aucune garantie quant à la précision.

Le poussoir de départ met le diviseur à zéro, ce qui alimente ou désalimente la charge, selon le branchement de l'étage de sortie (B ou A). En fin de cycle, l'état de la charge s'inverse, et le 555 est bloqué par action sur sa broche 4. De cette façon, tout le montage conserve cet état de fin de temporisation jusqu'à la prochaine action sur le poussoir de départ.

Le montage peut donc être utilisé de deux façons complémentaires.

$$T = \frac{(R_A + 2 R_B) C}{1,46}$$

A complex circuit diagram, likely a schematic for a radio receiver or amplifier. The diagram is enclosed in a rectangular frame. It features a variety of components represented by standard electronic symbols: resistors (zigzag lines), capacitors (two parallel lines), inductors (coiled lines), and vacuum tube sockets (cylindrical shapes with pins). The components are interconnected by a network of lines representing electrical connections. Key labels include 'A' for the antenna input, 'B' for the battery or power supply, 'C' for a control or tuning component, 'D' for a detector or discriminator, 'E' for an error or equalizer component, 'F' for a filter, 'G' for a grid or gate, 'H' for a heater or high-frequency component, 'I' for an indicator or input, 'J' for a junction or jack, 'K' for a key or keyboard component, 'L' for a load or line, 'M' for a motor or modulator, 'N' for a noise or neutral component, 'O' for an oscillator, 'P' for a phase or power component, 'Q' for a quartz or quality factor component, 'R' for a resistor, 'S' for a switch or signal component, 'T' for a transformer or time component, 'U' for a unit or universal component, 'V' for a variable or voltage component, 'W' for a wave or watt component, 'X' for an unknown or extra component, 'Y' for a yield or year component, and 'Z' for a zero or zone component. The diagram is a detailed representation of an electronic circuit, showing the flow of current and the interaction between various components.

The diagram shows a relay driver circuit. A TDB 0555 B timer IC is configured with a 470 kΩ max. resistor and a 4.7 nF capacitor. Its output drives a SAJ 141 relay. The relay's coil is connected to a 10 kΩ resistor and a 1000 resistor. The relay's contacts are connected to a buzzer or relay. The circuit is powered by a 9V battery. A BC 238 transistor is used to drive the relay's coil. The circuit includes various resistors (470 kΩ max., 10 kΩ, 100 kΩ, 1000, 100, 4.7 MΩ max.) and capacitors (4.7 nF, 6.8 μF max.).

BRANCHEMENT A : à la mise sous tension, la charge est alimentée. L'action sur le poussoir de départ la désalimente pour toute la durée du cycle. Au bout du temps fixé, la charge s'alimente de nouveau jusqu'à nouvel ordre.

Le SAJ141 est réalisé en technologie MOS
ce qui impose les précautions habituelles
au point de vue manipulation :

- ### III) CONCLUSION :

Nomenclature :

Semiconducteurs :

- 1 X TDB 0555 B Siemens (ou 555)
1 X SAJ 141 Siemens
2 X BC 238 B Siemens (ou équivalents)

Condensateurs :

- 1 x 4,7 nF
1 x 6,8 μ F (par exemple) (condensateur de temporisation) au polycarbonate ou à la rigueur chimique au tantale

Résistances 1 / 4 W :

- 2 x 10 K Ω
2 x 100 K Ω
1 x 470 K Ω max
1 x 4,7 M Ω max
résistances de temporisation
(de préférence à couche 1 ou 2 %)

Divers :

- 1 circuit imprimé
1 relais ou buzzer
1 alimentation 4,75 à 16 V 7 mA +
consommation relais ou buzzer.

METRIX MULTIMETRE DIGITAL 675^{F*} MX 502

2000 points de mesure.

● Affichage à cristal liquide de grande dimension 18 mm et très contrasté.

● Polarité automatique.

● Zéro automatique.

● Indicateur de dépassement.

● Virgule commutée en fonction du calibre.

● Sensibilité du premier calibre continu 200 mV — Résolution 0,1 mV. Précision 0,3 %.

● Calibre ohm à faible courant de 0,1 Ω à 20 M Ω .

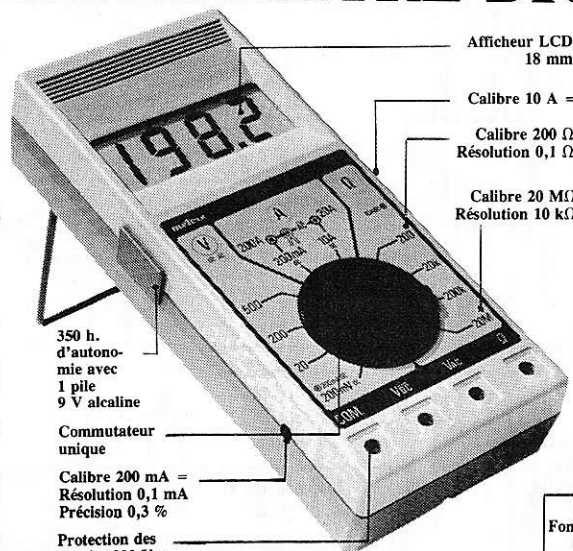
● Protection 1000 V $\approx$ et 750 V $\approx$, 380 V $\approx$ sur les calibres Ω fusibles 1 A et 16 A pour les intensités.

● Sécurité de l'utilisateur aucune partie métallique accessible.

Fusible à haut pouvoir de coupure 380 V $\approx$ 20 000 A.

● Autonomie 250 heures avec piles zinc-carbone, 350 heures avec pile alcaline.

● Simplicité d'emploi commutateur rotatif unique.



Afficheur LCD
18 mm

Calibre 10 A =

Calibre 200 Ω
Résolution 0,1 Ω

Calibre 20 M Ω
Résolution 10 k Ω

350 h.
d'autonomie
avec
1 pile
9 V alcaline

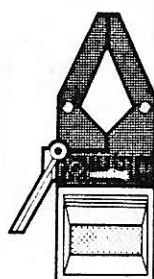
Commutateur
unique

Calibre 200 mA =
Résolution 0,1 mA
Précision 0,3 %

Protection des
entrées 300 V $\approx$
et 1 000 V

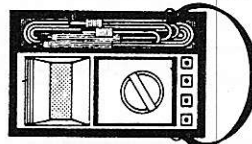
ACCESSOIRES

HA 1153. Pince ampèremétrique 20 A et 200 A $\approx$ valeur ... 284 F
Shunt HA 303, 30 A ... 91 F
Shunt HA 300 300 A $\approx$... 91 F
HA 1159. Sonde température — 50 à +150 °C ... 464 F
MC 127. Gaine caoutchouc ... 76,50 F
Batterie rechargeable 9 V ... 51 F
Chargeur pour batterie 9 V ... 49 F



**LIVRE AVEC ETUI
et PINCE
AMPERE METRIQUE**

* Conditions spéciales de lancement du
15 octobre au 15 novembre



VENTE PAR
CORRESPONDANCE :
Participation aux
frais de port 15 F.

ETENDUE DES MESURES

Fonctions	Gammes	Précision L = lecture, C = calibre	Surcharge	Z
V $\approx$				
$\pm 100 \mu V$	200 mV	$\pm 0,3 \% L \pm 0,1 \% C$	500 V	2 M Ω
$\pm 20 V$	20 V	$\pm 0,75 \% L \pm 0,1 \% C$	750 V	
$\pm 500 V$	200 V	$\pm 0,75 \% L \pm 0,1 \% C$	ou 1 000 V 1 mm	
$\pm 750 V$	500 V	$\pm 1 \% L \pm 0,1 \% C$		
V $\approx$				
1 V	20 V	$\pm 1,5 \% L \pm 0,5 \% C$	750 V $\approx$	1 M Ω
à	200 V	$\pm 1,4 \% L \pm 0,25 \% C$	ou	
500 V	500 V	$\pm 1,5 \% L \pm 0,25 \% C$	1 000 V crête	
Ω				
200 Ω	200 Ω	$\pm 0,5 \% L \pm 0,2 \% C$	220 V $\approx$	
20 k Ω	20 k Ω	$\pm 0,5 \% L \pm 0,2 \% C$	ou	
200 k Ω	200 k Ω	$\pm 0,5 \% L \pm 0,2 \% C$	380 V $\approx$ 30 sec.	
I $\approx$				
200 mA	200 mA	$\pm 1,5 \% L \pm 0,2 \% C$	1 A 250 V $\approx$	
10 A	10 A	$\pm 1,5 \% L \pm 0,2 \% C$	16 A 380 V $\approx$	
avec pince	20 A 200 A	Voir pince HA 1153		

DISTRIBUÉ PAR

REUILLY COMPOSANTS

79, bd Diderot 75012 PARIS

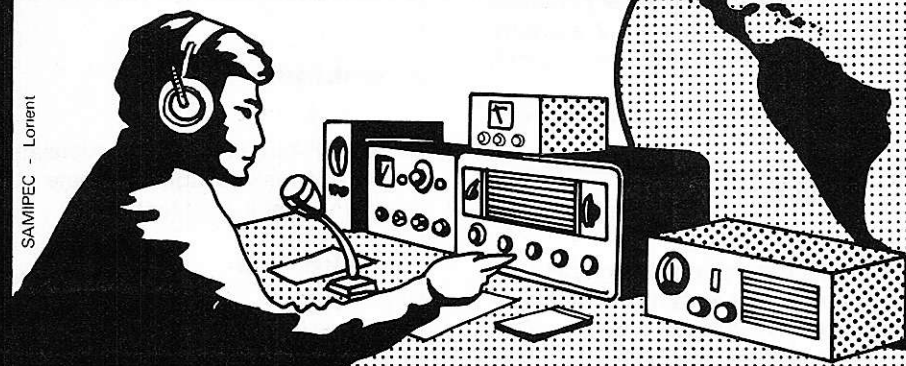
Tél. 372.70.17 Métro Reuilly Diderot

ACER

42, rue de Chabrol 75010 PARIS

Tél. 770.28.31 Métro Poissonnière

ECOUTEZ LE MONDE...



devenez un RADIO-AMATEUR!

Pour occuper vos loisirs
tout en vous instruisant

**Notre cours fera de vous
un émetteur radio passionné
et qualifié**

Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT!

Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon
à: INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE Enseignement privé par correspondance
35801 DINARD

NOM (majuscules S.V.P.) _____

ADRESSE _____

- 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	Nature	Polarité	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 259	Si	NPN	0,800	0,800	90 (Vcb)	250	30	60	Spéc.	2 N 3723	BC 211 A
2 SC 260	Si	NPN	1,6	1	30 (Vcb)	280	50	70	T08	2 SC 1965	TIP 29
2 SC 261	Si	NPN	1,6	1	60 (Vcb)	280	50	70	T08	2 N 5079	2 N 5080
2 SC 262	Si	NPN	1,6	1	80 (Vcb)	280	50	70	T08	2 N 2196	2 N 2197
2 SC 263	Si	NPN	0,100	0,120	15 (Vcb)	200	60	90		BSY 95	2 N 5180
2 SC 264	Si	NPN	0,100	0,120	30 (Vcb)	400	60	90		2 N 4294	2 N 4274
2 SC 265	Si	NPN	0,100	0,120	40 (Vcb)	400	60	90		2 N 4275	BFX 19
2 SC 266	Si	NPN	0,100	0,030	20	200		60	T050	2 SC 920	
2 SC 267	Si	NPN	0,150	0,200	20	30	40		T050	2 SC 182	
2 SC 268	Si	NPN	0,150	0,030	60	90	40		T050		MMCM 2484
2 SC 268 A	Si	NPN	0,150	0,030	80 (Vcb)	90	40		T050		MMCM 930
2 SC 268 B	Si	NPN	0,150	0,030	150	75		120	T050	sans	sans
2 SC 269	Si	NPN	0,150	0,150	20	400		90	T050		2 SC 266
2 SC 270	Si	NPN	50	5	75	20	24	92	T03	2 N 5616	2 N 5618
2 SC 271	Si	NPN	0,100	0,020	12	800		70	T050	2 SC 288	2 SC 287
2 SC 272	Si	NPN	0,100	0,020	12	1,2 GHz		70	T050	2 SC 289	2 SC 288 A1
2 SC 273	Si	NPN	0,500	1	120	100		50	T018	BFW 37	2 N 5073
2 SC 280	Si	NPN	0,080	0,010	30 (Vcb)		70	90	Spéc.	BFX 62	2 N 1593
2 SC 281	Si	NPN	0,200	0,100	20	80		170	T01	2 N 3854	2 N 5131
2 SC 281 H	Si	NPN	0,200	0,100	20	180	9		T01	2 N 5132	2 N 3293
2 SC 282	Si	NPN	0,350	0,100	20	200	60		T01	BC 238	BC 238-5
2 SC 282 H 5c)	Si	NPN	0,350			100	60		T01	2 SC 284 H	BSX 76
2 SC 283	Si	NPN	0,350	0,100	20	80		170	T01	2 N 5223	BC 238-5
2 SC 283 H	Si	NPN			20	180	9		T01	BC 238	BC 148
2 SC 284	Si	NPN	0,350	0,100	35	200	35		T01	MPS 6512	MPS 6513
2 SC 284 H 5c)	Si	NPN	0,350			100	35		T01	2 SC 282 H	BSX 76
2 SC 285	Si	NPN	0,500	0,200	50 (Vcb)	320	60		T05	SK 3046	2 N 6010
2 SC 285 A	Si	NPN	0,500	0,200	50 (Vcb)	320	60		T05	SK 3046	2 N 6010
2 SC 286	Si	NPN	0,100	0,010	20 (Vcb)	900	60	80	T050	2 SC 272	2 SC 288
2 SC 287	Si	NPN	0,100	0,010	12	600		70	T050	2 SC 288	2 SC 271
2 SC 287 A	Si	NPN	0,150	0,020	15	1,1 GHz		80	T050	2 SC 288 A	2 SC 288 A1
2 SC 288	Si	NPN	0,100	0,010	12	850		70	T050	2 SC 272	2 SC 271
2 SC 288 A	Si	NPN	0,150	0,020	15	1,1 GHz		80	T050	2 SC 287 A	2 SC 288 A1

- 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	Nature	Polarité	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 288 A1	Si	NPN	0,150	0,020	15	1,1 GHz		80	W106	2 SC 288 A	2 SC 287 A
2 SC 289	Si	NPN	0,100	0,020	12	1,1 GHz		70	T050	2 SC 272	2 SC 288 A1
2 SC 290	Si	NPN	20	2	40	160	35		T08	2 SC 93	MJ 3101
2 SC 291	Si	NPN	1	3	40	90	40		T05	2 N 3506	HEP 243
2 SC 292	Si	NPN	1	3	60	90	70		T05	2 N 3420	2 N 3418
2 SC 293	Si	NPN	1	3	80	90	70		T05	2 N 3421	2 N 3419
2 SC 294 1)	Si	NPN	0,300	0,050	12	200		80	R131	2 N 3425	2 N 3424
2 SC 295 1)	Si	NPN	0,300	0,050	15 (Vcb)	200		50	R131	2 N 3425	2 N 3424
2 SC 296	Si	NPN	0,200	0,025	20 (Vcb)	180			T018	2 SC 56	2 N 5132
2 SC 297	Si	NPN	10	3	40	90	25	52	T037	2 N 5786	2 SC 799
2 SC 298	Si	NPN	10	3	60	90	30	173	T037	2 N 5785	2 SC 697
2 SC 299	Si	NPN	10	3	80	90	30	173	T037	2 N 5784	2 SC 697 A
2 SC 300	Si	NPN	0,260	0,100	15	420		85	T018	2 N 2615	2 N 4449
2 SC 301	Si	NPN	0,260	0,100	15	420		85	T018	2 N 2615	2 N 4449
2 SC 302	Si	NPN	0,260	0,100	20	420		85	T018	2 N 3423	2 N 3424
2 SC 303	Si	NPN	0,800	0,500	50 (Vcb)	200	20		T05	2 N 4046	2 N 3724
2 SC 304	Si	NPN	0,800	0,500	60 (Vcb)	220	25		T05	2 N 3299	BFX 97
2 SC 305	Si	NPN	0,800	0,500	80 (Vcb)	220	30		T05	2 N 4047	2 N 3722
2 SC 306	Si	NPN	0,800	0,500	30	150		85	T05	2 N 1837 A	BSY 54
2 SC 307	Si	NPN	0,800	0,500	40	200		85	T05	2 N 2224	BC 635
2 SC 308	Si	NPN	0,800	0,500	60	90		65	T05	2 N 3722	BC 637
2 SC 309	Si	NPN	0,800	0,500	80	120		65	T05	2 N 3723	BC 639
2 SC 310	Si	PPN	0,800	0,500	100	120		65	T05	2 SC 1735	BSY 88
2 SC 313	Si	NPN	0,200	0,050	19	1,1 GHz		40	R92	2 SC 684	2 N 2708
2 SC 314	Si	NPN	2	1,2	75 (Vcb)	70	15	40	T08	MM 3737	2 N 3735
2 SC 315	Si	NPN	2	1,2	75 (Vcb)	80	15	40	T08	MM 3737	2 N 3735
2 SC 316	Si	NPN	0,300	0,030	32	150		350	T018	BF 234	BC 108
2 SC 317	Si	NPN	0,350	0,100	70 (Vcb)	240	80	120	T01	2 N 915 A	BFY 27
2 SC 317 A	Si	NPN	0,350	0,100	100 (Vcb)	180	80	120	T01	2 N 2462	2 N 3057
2 SC 317 H	Si	NPN	0,350	0,100	50	100		80	T01	BFY 74	2 SC 1850
2 SC 318	Si	NPN	0,300	0,100	30	170		90	T018	BSY 76	BSX24
2 SC 318 A	Si	NPN	0,300	0,100	30	170		90	T018	BSY 76	BSX 24
2 SC 319	Si	NPN	0,800	0,300	20	350	20		T033	2 N 2883	2 N 2884

- 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	Nature	Polarité	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 320	Si	NPN	0,800	0,500	20	400	20		T033	2 N 2884	2 N 2883
2 SC 321 H	Si	NPN	0,360	0,200	15	300	30		T018	2 N 3210	2 N 2481
2 SC 322	Si	NPN	0,360	0,200	15	450	30	50	T018	2 N 743 A	2 N 744 A
2 SC 323	Si	NPN	0,250	0,100	40 (Vcb)			90	T018	BSX 78	2 N 834
2 SC 324	Si	NPN	0,200	0,025	20 (Vcb)	180		70	T018	2 N 3691	2 N 3692
2 SC 325	Si	NPN	0,250	0,050	12 (Vcb)	1 GHz		70	T018	SK 3009	BFY 78
2 SC 326	Si	NPN	0,250	0,050	20 (Vcb)	1 GHz	100	120	T018	BFW 30	2 N 6601
2 SC 327	Si	NPN	0,250	0,050	30 (Vcb)	1 GHz	100	120	T018	2 SC 1395	2 SC 1396
2 SC 328	Si	NPN	0,200	0,020	30 (Vcb)	1,5 GHz	50	70	T018	2 N 5054	2 N 3570
2 SC 329	Si	NPN	0,200	0,020	30 (Vcb)	1,5 GHz	50	70	T018	2 N 5054	2 N 3570
2 SC 330	Si	NPN	0,200	0,020	20 (Vcb)	3,5 GHz	50	70	T050	2 SC 331	sans
2 SC 331	Si	NPN	0,200	0,020	20 (Vcb)	3,5 GHz	50	70	T050	2 SC 330	sans
2 SC 332	Si	NPN	0,150	0,200	30 (Vcb)	450		75	T018	2 SC 1779	BF 200
2 SC 333	Si	NPN	0,150	0,200	40 (Vcb)	450		75	T018	BF 288	BF 270
2 SB 334	Si	NPN	0,150	0,200	60 (Vcb)	450		65	T018	2 SC 336	2 N 4104
2 SC 335	Si	NPN	0,250	0,200	50 (Vcb)	450		75	T018	2 N 3862	BF 225
2 SC 336	Si	NPN	0,250	0,200	60 (Vcb)	450		75	T018	2 SC 334	2 N 4104
2 SC 337	Si	NPN	0,360	0,020	20 (Vcb)	100		73	T018	2 SC 918	2 N 5399
2 SC 338	Si	NPN	0,360	0,020	70 (Vcb)	100		73	T018	2 N 915	BFY 27
2 SC 339	Si	NPN	0,360	0,020	110 (Vcb)	100		73	T018	MPSD 03	2 N 2316
2 SC 340	Si	NPN	0,100	0,020	20 (Vcb)	130		170		BC 146	BC 146 R
2 SC 340 H 5c)	Ge	PNP	12	T. recouv. 8 ns		300	35	55	T03	2 SB 339 H	2 SB 441 H
2 SC 341	Si	NPN	0,100	0,020	70 (Vcb)	120		73		2 N 3877	2 SC 780
2 SC 342	Si	NPN	0,100	0,020	110 (Vcb)	120		73		2 SB 398	2 SB 399
2 SC 343	Si	NPN	0,600	0,500	35 (Vcb)	430	55		T05	2 SC 741	2 SC 994
2 SC 344	Si	NPN	0,600	0,500	60 (Vcb)	430	55		T05	BSY 34	BSY 32
2 SC 345	Si	NPN	0,600	0,500	80 (Vcb)	430	55		T05	2 N 5081	2 N 3725
2 SC 346	Si	NPN	0,600	0,700	45 (Vcb)	320	70		T05	2 SC 652	2 SC 198 A
2 SC 347	Si	NPN	0,600	0,700	60 (Vcb)	320	70		T05	BSY 34	BSY 32
2 SC 348	Si	NPN	0,600	0,700	60 (Vcb)	320	70		T05	BSY 34	BSY 32
2 SC 349	Si	NPN	0,600	0,700	90 (Vcb)	320	70		T05	2 N 3723	BC 211 A
2 SC 350	Si	NPN	0,200	0,100	20	180		250	T01	BC 208 B	BC 208 A
2 SC 350 H	Si	NPN	0,200	0,100	20	180	9		T01	BC 208 A	BC 208 B

- 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	Nature	Polarité	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 351	Si	NPN	0,200	0,020	40 (Vcb)	600	40	60	R67	BF 162	BF 163
2 SC 352	Si	NPN	0,750	0,100	30	170		90	T05	2 SC 352 A	2 SC 594
2 SC 352 A	Si	NPN	0,750	0,100	30	170		90	T05	2 SC 352	2 SC 594
2 SC 353	Si	NPN	0,750	0,100	60	170		90	T05	2 SC 353 A	BSY 88
2 SC 353 A	Si	NPN	0,750	0,100	60	170		90	T05	2 SC 353	BSY 88
2 SC 354	Si	NPN	7	1,5	40 (Vcb)	180	100		T05	2 SC 1516 K	2 SC 1013
2 SC 355	Si	NPN	15	2,5	75 (Vcb)	180	100		T060	2 N 6376	2 N 3262
2 SC 356	Si	NPN	0,300	0,200	15	400		60	T046	2 N 2615	2 N 4449
2 SC 360	Si	NPN	0,200	0,100	30 (Vcb)	150	80	120	T046	2 SC 372	2 SC 373 G
2 SC 361	Si	NPN	0,200	0,100	25 (Vcb)	150	40	160	T092	2 SC 362	BC 208 A
2 SC 362	Si	NPN	0,200	0,100	25 (Vcb)	150	70	280	T092	2 SC 361	BC 208 A
2 SC 363	Si	NPN	0,200	0,040	18	150	150	500	T092	BC 208 C	BC 208
2 SC 364	Si	NPN	0,200	0,040	18	150	400	(moy.)	T092	BC 209 C	BC 209
2 SC 366	Si	NPN	0,300	0,400	50 (Vcb)	120	60		R67	BC 582	BSX 79 A
2 SC 366 G	Si	NPN	0,300	0,400	40	120	50		R67	BC 167 A	BC 167 B
2 SC 367	Si	NPN	0,300	0,400	20	120	70		R67	2 N 702	2 N 703
2 SC 367 G	Si	NPN	0,300	0,400	20	120	70		R67	2 N 702	2 N 703
2 SC 368	Si	NPN	0,250	0,100	25	150		250	T018	2 SC 1361	2 SC 1363
2 SC 369	Si	NPN	0,200	0,100	25	150		250	R67	BC 183 K	BC 183 KA
2 SC 369 G	Si	NPN	0,200	0,100	18	150		250	R67	PCB 108	PCB 109
2 SC 369 G/BL	Si	NPN	0,200	0,100	18	150	250		R67	PCB 109	BC 208 B
2 SC 369 G/GR	Si	NPN	0,200	0,100	18	150	150		R67	PCB 108	BC 208 A
2 SC 370	Si	NPN	0,200	0,100	25	150		40	R67	2 SC 371	BC 183 K
2 SC 370 G	Si	NPN	0,200	0,100	30	200	40		R67	2 SC 371 G	2 SC 394
2 SC 371	Si	NPN	0,200	0,100	25	150		80	R67	2 SC 372	BC 183 K
2 SC 371 G	Si	NPN	0,200	0,100	30	200	40		R67	2 SC 370 G	2 SC 394
2 SC 372	Si	NPN	0,200	0,100	25	150		140	R67	2 SC 373	BC 183 KA
2 SC 372 G	Si	NPN	0,200	0,100	30	200	70		R67	2 SC 373 G	2 SC 394
2 SC 373	Si	NPN	0,200	0,100	25	150		250	R67	2 SC 374	BC 183 KA
2 SC 373 G	Si	NPN	0,200	0,100	30	200	125		R67	BC 183 K	BC 183 KA
2 SC 374	Si	NPN	0,200	0,100	25	150		400	R67	BC 183 KB	BC 184 KB
2 SC 375	Si	NPN	0,200	0,050	12	600		100	R67	BF 160	2 N 2865
2 SC 376	Si	NPN	0,200	0,100	70 (Vcb)	150	50	70	R67	2 SC 980 G	2 SC 780

INITIATION aux transistors VMOS

GENERALITES SUR LES V MOS

Connus depuis quelques années, les transistors V MOS sont fabriqués par plusieurs grands spécialistes des semi-conducteurs et des études sur ces transistors ont été publiées dans la presse internationale électronique.

Les V MOS peuvent être utilisés dans de nombreuses applications comme les suivantes : alimentation, amplification basse fréquence, amplification haute fréquence, commutation analogique et commande, circuits temporisateurs, commutation, transducteurs et capteurs.

Avant de passer à la description de quelques montages pouvant être expérimentés par les techniciens amateurs ou professionnels, il est utile de donner des indications rapides sur la technologie V MOS.

Précisons que les renseignements que l'on trouvera ci-après concernant les V MOS, proviennent de documents ITT.

La présente étude est plus particulièrement destinée à l'initiation de nos lecteurs et traite des domaines d'applications très variées de ces transistors plutôt que de réalisations.

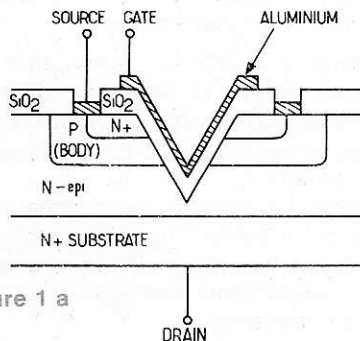


Figure 1 a

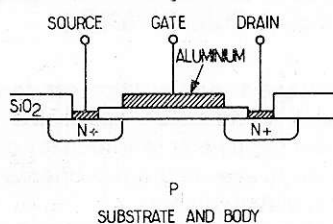


Figure 1 b

Les transistors à effet de champ MOS (ou MOS FET) sont connus comme étant excellents au point de vue des caractéristiques, à l'état conducteur (ON) mais peu favorables à la commutation, cela en raison de la structure qui caractérise les transistors latéraux.

La longueur de canal de laquelle dépend la résistance à l'état conducteur, ne peut être inférieure à une certaine valeur. Une capacité étirée donne lieu à des temps de commutations longs.

A la **figure 1 (a)** on montre la structure d'un V MOS et à la même figure, en (b) on indique la structure du MOS FET. Dans le V MOS une structure verticale est adoptée d'où une surface moindre. La résistance à l'état conducteur est très réduite et la capacité également. On obtient de bons résultats en haute fréquence, une résistance d'entrée extrêmement élevée et un faible bruit (souffle).

Le V MOS étant plus tolérant aux surcharges, il n'y a pas de deuxième point de claquage (break down) direct. La résistance à l'état conducteur possède un coefficient positif de température, ce qui assure la protection du V MOS.

Voici au **tableau I** une comparaison entre les V MOS et les transistors bipolaires.

Des V MOS existent en canal P et en canal N.

Voici au **tableau II** les caractéristiques principales des V MOS ITT.

A la **figure 2** on a représenté, en A, le schéma du V MOS canal P et en B, celui du V MOS canal N. On remarquera l'orientation des flèches qui suffit à identifier le type de canal. La porte 2 est reliée intérieurement, à la source dans le cas du canal N au drain dans le cas du canal P.

Les deux sortes de VMOS sont complémentaires. Pour une même surface les types canal P ont une résistance, à l'état de conduction, double de celle des VMOS canal N.

On peut définir une diode drain-source, connectée comme suit.

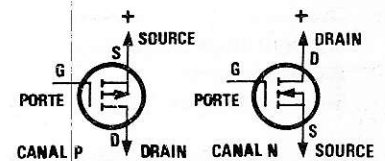


Figure 2

Dans le « canal N » l'anode de la diode est formée par la couche substrat tandis que les couches n+ et n-, sources, constituent la cathode (voir **figure 2**). Les caractéristiques de cette diode ne sont pas données dans les tableaux. La diode du V MOS canal P donne lieu à une chute de tension de quelques volts si les courants sont importants. Dans cette dernière diode, l'anode est la source et la cathode est le substrat-drain.

Paramètre	Bipolaire	V Mos
Résistance d'entrée	10^3 à $10^5 \Omega$	10^9 à $10^{11} \Omega$
Ampli. de puissance	100 à 200	10^5 à 10^8
Temps de commutation en conduction	50 à 500 ns	4 ns
Temps de commutation en blocage	500 à 2 000 ns	4 ns
Résistance en conduction	$0,3 \Omega$	3Ω
Caract. de claquage	mauvais 2° p. de chaq.	bon
Montage parallèle	avec circuit spéciaux	pas de difficultés

Type	BD 512	BD 522	BS 170	BS 250
Polarité Car. max.	P	N	N	P
V_{DS} (porte-source) D_s I_p	— 60 — 1,5	60 1,5	30 0,5	— 30 V — 0,5 A
Plot à 25° boîtier Plot à 25° ambiant	10 1,75	10 1,75	— 0,6	— W 0,6 W
T_j Caractéristiques R (on) typique maximum	150 6,5 10	150 2,5 4	150 2 3,5	150° C 4 Ω 7 Ω
G_m typique Cap. porte	150 50	270 35	110 20	80 mA/V 20 pF
Courant faite porte max. Seuil porte min. Seuil porte max.	— 500 — 1 — 3	500 0,8 2,5	20 0,5 2,5	— 20 nA — 0,5 V — 2,5 V
Temps turn on typ. (*) Temps turn off typ. (*)	4 4	4 4	4 4	4 ns 4 ns
Boîtier	TO 202	TO 202	TO 92	TO 92

Des précautions doivent être prises lors des manipulations des VMOS (voir notices des fabricants). Des radiateurs sont nécessaires dans le cas des montages de puissance.

ALIMENTATION AVEC LES TRANSISTORS V MOS

Dans le domaine des alimentations, les V MOS sont utilisables comme régulateurs linéaires ou à commutation, doubleurs de tension d'alimentation, convertisseurs sinusoïdaux, oscillateurs, sources de courant, commande trois phases des moteurs, etc...

Le schéma du régulateur linéaire est donné à la **figure 3** on reconnaît, d'après les indications de la figure précédente que l'on a choisi un V MOS canal P dans cet exemple.

Ce schéma, très simplifié, permet de voir que le transistor sert de résistance régulatrice entre le point + alimentation, non régulée, et le point + alimentation régulée.

La porte G reçoit la tension de réaction qui commande le courant du V MOS, comme dans les régulateurs usuels.

Dans cette application, le V MOS donne de bons résultats en raison de l'absence de tension de saturation. Dans les montages habituels, la tension différentielle sortie-entrée est limitée par la tension de saturation du transistor normal servant de résistance variable.

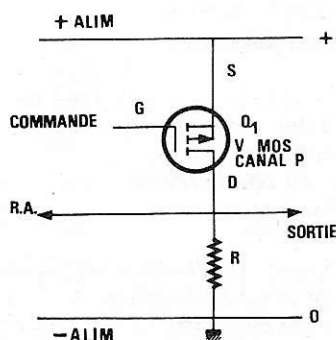


Figure 3

Comme le V MOS en conduction, est purement résistif, la résistance différentielle ne dépend que du

Comme le V MOS en conduction, est purement résistif, la résistance différentielle ne dépend que du produit du courant passant par la charge R_L par la valeur de cette dernière.

De plus, le courant de commande à appliquer à la porte G, est négligeable, par conséquent, il suffira d'utiliser un amplificateur opérationnel de faible puissance pour la commande.

MONTAGES A COMMUTATION

Un montage à commutation est donné à la **figure 4**. L'impulsion applicable à la porte G est positive et le transistor est un canal N, donc avec le drain D orienté vers la ligne + d'alimentation.

Dans ce montage on trouve une bobine L, une diode D_1 et une capacité C qui doit être spéciale pour les alimentations pour commutation : électrolytiques **spéciaux**,

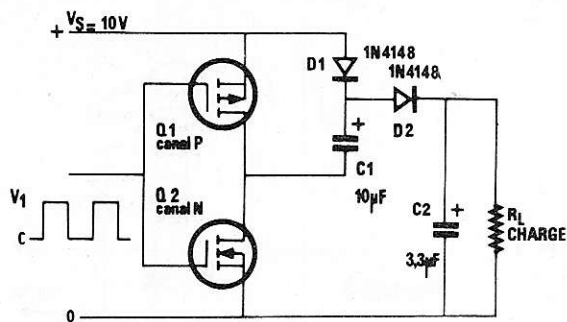


Figure 11

En réalité, en raison des pertes, la tension de sortie est moindre que le double de la tension d'entrée.

On pourra adopter une fréquence d'oscillation de 50 kHz ou beaucoup plus élevée.

Soit le montage de la **figure 11** sur lequel on a donné quelques valeurs des éléments.

Les transistors sont :

Q1 = BD 522/BS 170 (en bas) canal N

Q2 = BD 512/BS250 (en haut) canal P.

On choisira la paire BD ou la paire BS.

Supposons que la tension de porte V_s polarise Q1 à la conduction; le transistor Q2 est bloqué; C1 se charge à la tension $V_s - V_{T(D1)}$ car le drain de Q1 est virtuellement à 0 volt. Lorsque la tension de commande est proche de zéro, Q1 est commuté au blocage et Q2 passe à la conduction.

Cela établit le contact entre l'extrémité du bas de C1 et la tension V_s et l'autre extrémité de C1 se trouve à la tension $V_s + (V_s - V_{T(D1)})$ qui est proche de deux fois la tension d'alimentation. A noter que f signifie « forward » (tension directe de la diode D1). Cette tension est faible devant V_s .

D1 est, alors, polarisé à l'inverse et C1 transmet sa charge à C2 par l'intermédiaire de D2 qui est à nouveau polarisée dans le sens direct, donc conductrice.

La tension de C2 augmente et la tension finale dépend des constantes de temps du circuit.

Le cycle se répète et la tension aux bornes de C2 augmente éventuellement jusqu'à $2 V_s - 2 V_T$ si aucun courant ne passe par la charge R_L .

Sur Q1, Q2 et C1, les tensions doivent être supérieures ou égales à V_s et celle sur C2 doit approcher $2 V_s$.

Si l'on utilise la paire BD512 - BD522 on pourra monter ces deux transistors sur un même radiateur car leurs drains sont reliés ensemble.

Pour de faibles courants on utilisera la paire BS170 et BS250.

Voici au tableau III, les caractéristiques de sortie du montage de la **figure 11**, avec les transistors BD512 et BD522.

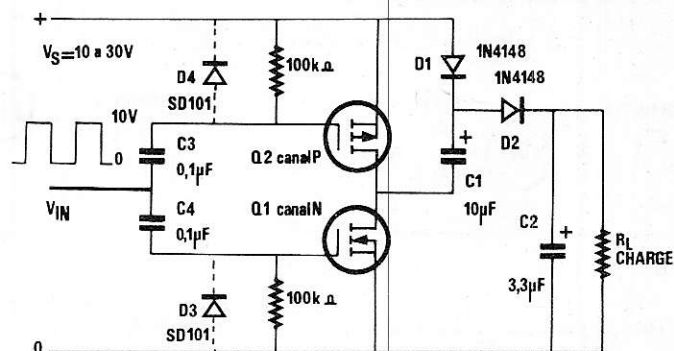


Figure 12

Tableau III

V_s	V_{sortie}	I_{charge}	Rendement
10 V	16,4 V	82 mA	72 %
10 V	17,8 V	18 mA	62 %

Passons au montage de la **figure 12** analogue au précédent et utilisant les mêmes transistors, la paire la plus puissante BD ou la moins puissante BS.

Dans ce montage la tension d'alimentation est plus élevée pouvant atteindre 30 V.

En raison de l'effet de verrouillage des diodes, le signal de commande requis est appliqué aux portes. Les diodes D3 et D4 à connexions indiquées en pointillés, ne sont nécessaires que si les V MOS ne sont pas associées à des diodes zener de protection. Si le signal de commande est à temps rapides de montée et de descente, ce qui est possible avec des VMOS dont la dissipation de puissance est faible, ces diodes devront être du type Schottky par exemple les ITT SD 101.

CONVERTISSEURS ET OSCILLATEURS SINUSOÏDAUX

Des convertisseurs et des oscillateurs sinusoïdaux sont également réalisables avec les transistors V MOS. Plusieurs schémas théoriques sont proposés, avec emploi des VMOS cités plus haut.

Les montages des **figures 13 à 17** ont été primitivement réalisés avec des SCR.

Pour la commande de ces convertisseurs on pourra utiliser des circuits intégrés.

Le calcul de ces montages est compliqué en raison du grand nombre de variables dont il faut tenir compte.

On peut indiquer que le rapport entre les valeurs de crête et celles continues, des courants et des tensions peuvent être réglées par variation du rapport L_2/L_1 et du rapport de la fréquence du signal de commande à la fréquence de résonance propre du circuit.

Le montage de la **figure 13** est un convertisseur sinusoïdal capacitif demi-pont.

On y trouve deux V MOS, l'un canal P et l'autre, canal N, les drains étant réunis par les bobines L_1 .

La charge est en parallèle sur la bobine L_2 et une capacité qui l'accorde.

Le montage de la **figure 14 (A)** est également à demi-pont mais avec prise médiane.

Remarquons l'absence des condensateurs C1 et C2 et la mise à la masse de l'extrémité du circuit parallèle $L_1 C R_L$.

A la **figure 14 (B)** on a représenté un convertisseur sinusoïdal à pont complet, avec quatre V MOS, deux canal P et deux canal N.

A la **figure 14 (C)** on indique une variante du précédent avec quatre bobines L_1 .

Passons au montage de la **figure 15**. On y trouve deux V MOS canal N, une diode zener D1 de 12 V, quatre diodes normales et deux bobines, L_A à prise médiane et L_B .

En réalité, L_A est le primaire d'un transformateur adaptateur TS dont le secondaire alimente la charge R_L .

La diode zener limite les tensions de commande des portes des transistors Q1 et Q2.

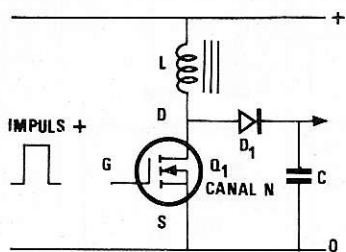


Figure 4

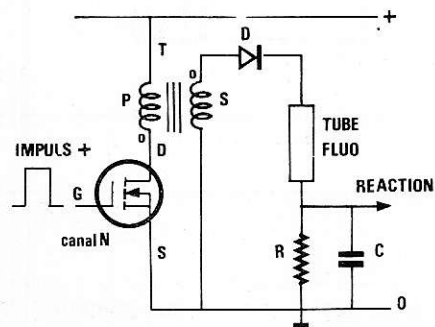


Figure 5

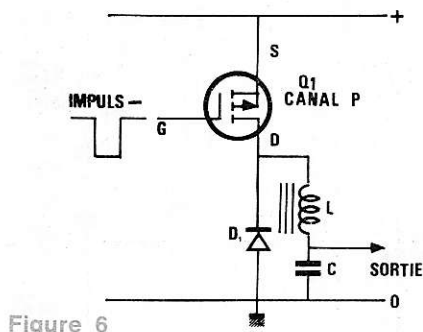


Figure 6

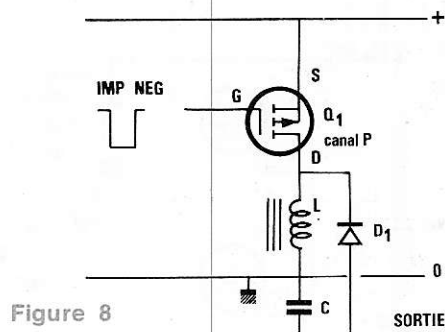


Figure 7

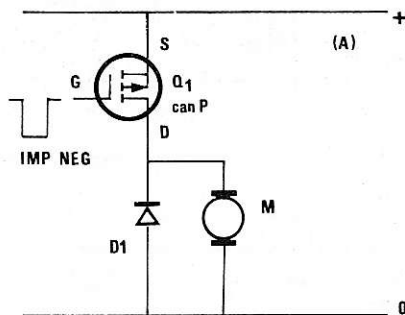
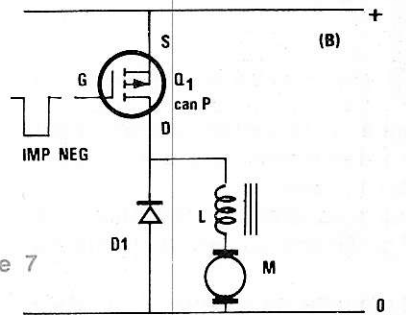


Figure 8



condensateurs en polycarbonate, polypropylène etc., aptes à fonctionner aux HF. Avec ce montage on pourra réaliser un dispositif de variation de lumière fluorescente en faisant varier le rapport cyclique du signal à impulsions appliqué à la porte G (dite aussi « grille »). La variation de ce rapport peut s'effectuer avec ou sans réaction.

Un montage pour lampes fluorescentes est donné à la figure 5. A la figure 6 l'impulsion d'entrée est négative et le V MOS adopté est un canal P, donc avec la source au + alimentation. Ce montage est utilisable pour la commande de la vitesse des moteurs.

A la figure 7 on donne deux exemples d'application.

En (a), le moteur possède un enroulement à fort coefficient de self-induction ce qui dispense de monter une bobine L.

En (b), c'est le cas contraire et L a été montée en série avec le moteur.

Les montages de filtrage par bobine L des deux cas, sont équivalents. Le cas (b) est à considérer lorsque L du moteur est inférieure à 100 μ F. Voici à la figure 8 un inverseur de polarité.

Cette tension continue de sortie dépend du nombre des spires de l'enroulement S₃ du transformateur.

Voici à la figure 10 un montage convertisseur dont l'oscillateur est un multivibrateur réalisé avec quatre V MOS, trois diodes et un pont redresseur à quatre diodes. Sur ce schéma on a indiqué les VMOS à utiliser.

DOUBLEURS

Nous allons donner des schémas de doubleurs de la tension et alimentation qui sont, en quelque sorte, des convertisseurs continu à continu.

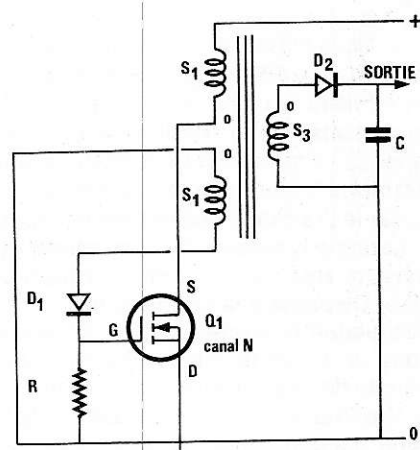


Figure 9

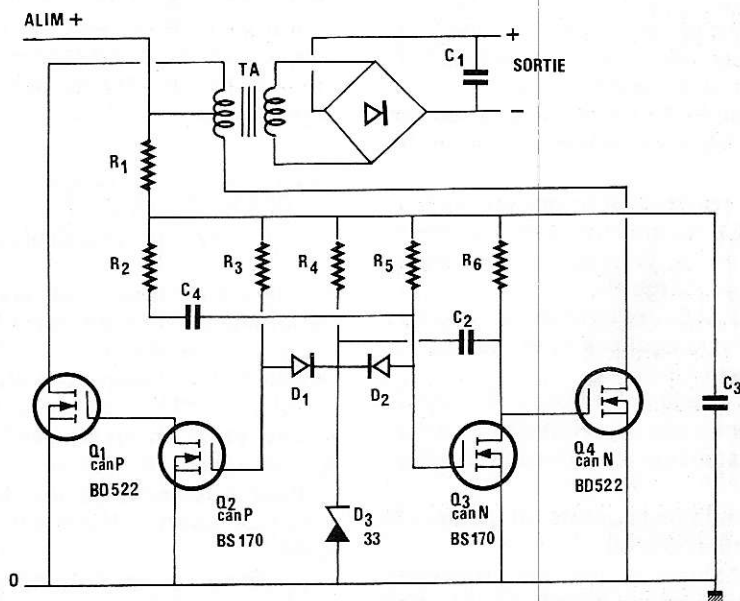


Figure 10

CONVERTISSEURS CONTINU A CONTINU

Passons maintenant aux convertisseurs continu à continu dont un premier exemple est donné à la figure 9. Dans ce convertisseur, l'oscillateur est un blocking réalisé avec un V MOS canal P associé au bobinage S₁, S₂, S₃. Le secondaire S₃ fournit le signal alternatif à la redresseuse D₂, le filtrage étant assuré par C. La tension continue est obtenue entre la sortie et la ligne de masse.

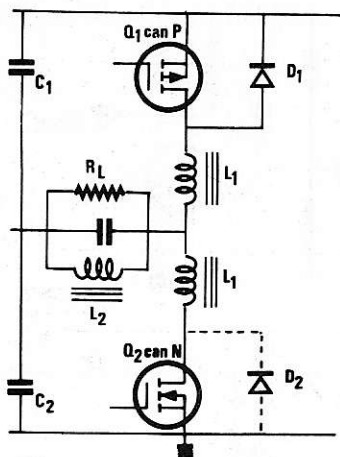


Figure 13

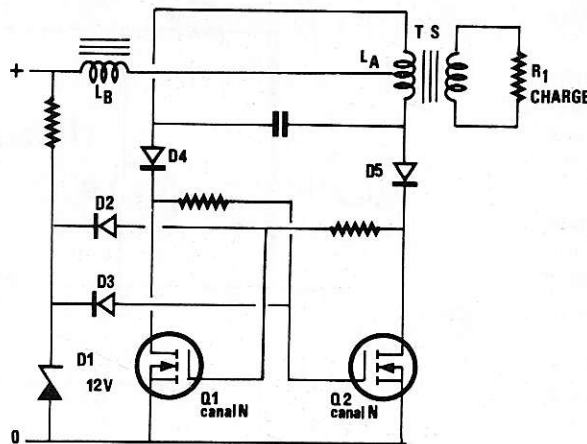


Figure 15

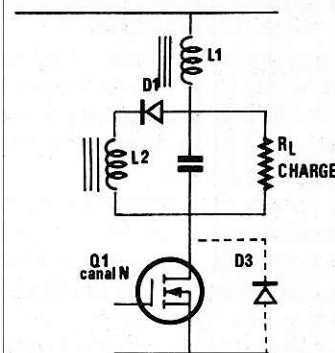


Figure 16

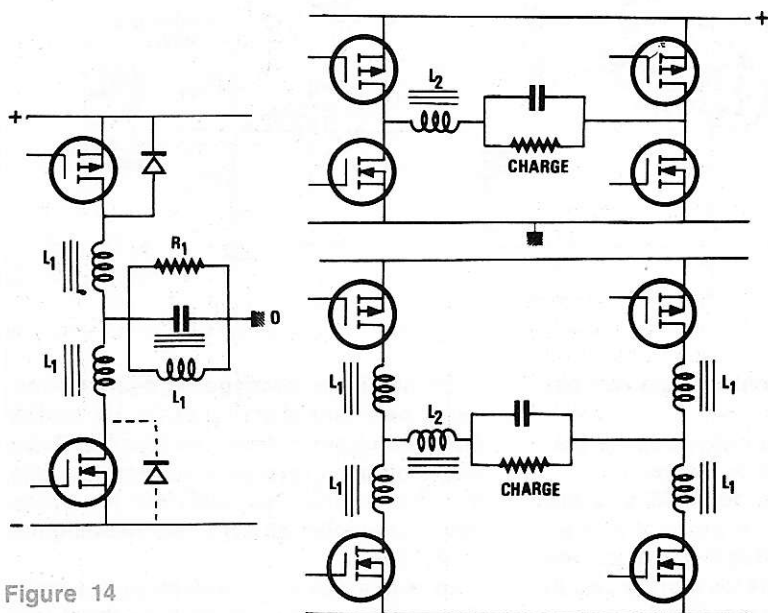


Figure 14

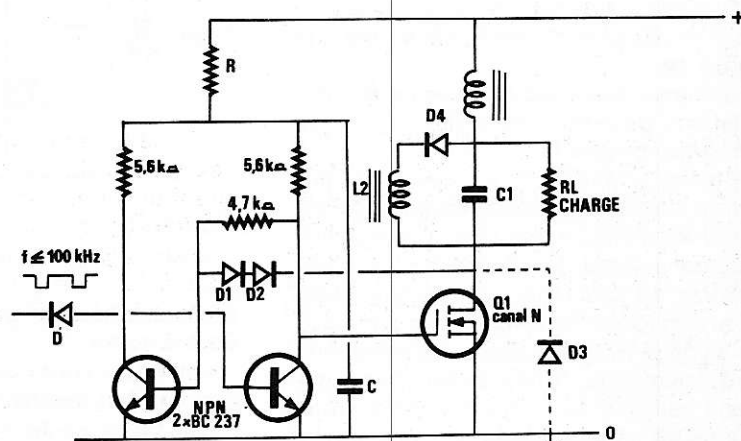


Figure 17

Les diodes D2 et D3 empêchent la capacité de la diode zener de se monter en parallèle sur la capacité de porte. Sur les drains, les signaux sont en forme de demi-sinusoïdes avec des amplitudes de crête πV_s .

Il existe des variantes de ce montage dans lesquelles on n'utilise pas les diodes D4 et D5.

Aux figures 16 à 19 on montre l'emploi de V MOS à la place de SCR.

A la figure 16 on donne le schéma de base inclus dans les montages suivants. On y trouve un V MOS canal N, Q1, en circuit accordé parallèle CRL2 ou RL est la charge, une autre bobine L1 en série avec le circuit parallèle, une diode D3 facultative.

Comme dans la plupart des montages proposés, une seule alimentation est nécessaire, avec le + à la ligne + et le - à la ligne 0 (zéro).

On retrouve ce circuit de base, dans le montage de la figure 17, à droite sur le schéma. Plusieurs valeurs des éléments

sont indiquées mais pas toutes, il s'agit, par conséquent, toujours de schéma d'initiation et non de réalisation.

A gauche du schéma se trouve représenté le montage de commande le signal étant de forme rectangulaire, à impulsions

négatives, à la fréquence de 100 kHz ou inférieure à celle-ci.

La tension de commande est créée par un multivibrateur bistable constitué par deux transistors bipolaires du type BC 237, NPN. On notera que la durée de l'impulsion d'entrée n'est pas critique.

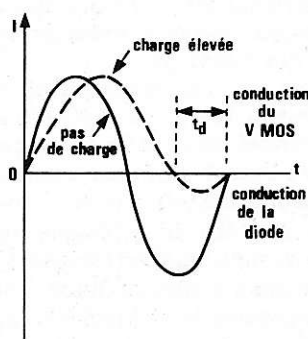


Figure 18

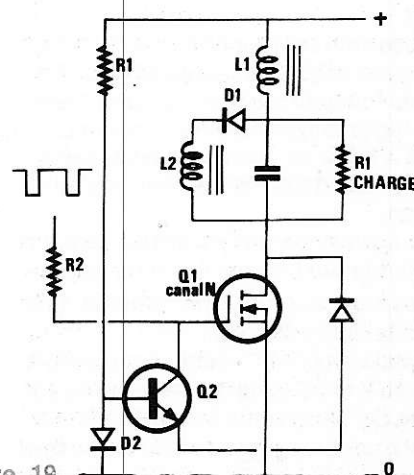


Figure 19

Plusieurs valeurs des éléments sont indiquées mais pas toutes, il s'agit, par conséquent, toujours de schéma d'initiation et non de réalisation.

A gauche du schéma se trouve représenté le montage de commande le signal étant de forme rectangulaire, à impulsions négatives, à la fréquence de 100 kHz ou inférieure à celle-ci.

La tension de commande est créée par un multivibrateur bistable constitué par deux transistors bipolaires du type BC 237, NPN. On notera que la durée de l'impulsion d'entrée n'est pas critique.

A la figure 18 on montre le décalage T_d entre le courant passant par le transistor V MOS et celui passant par le réseau $L_2 C_1 R_L D_4$ pendant une durée de fonctionnement au démarrage, lorsque le circuit est déclenché par l'impulsion d'entrée.

Lorsque le courant s'inverse et démarre pour passer par la diode D_4 , les diodes D_1 et D_2 ramènent le bistable à l'état primitif.

Un montage plus simple est donné à la figure 19.

On remarquera que d'autres types d'oscillations peuvent être utilisés dans les montages proposés.

Comme applications indiquons les suivantes : lumière fluorescente, polarisation des têtes d'effacement des magnétophones, commande des transducteurs ultrasonores, en particulier ceux du type céramique en forme de disque, ou d'anneaux, en signaux HF pour lumière fluorescente ce qui permettra de faire appel à des bobines « ballast » de moindres dimensions que celles usuelles dans les installations actuelles.

Des montages à fréquence supérieure à 1 MHz sont possibles.

MONTAGES BASSE FREQUENCE A TRANSISTORS V MOS

Dans les applications où la réponse doit être linéaire, les transistors V MOS se montrent particulièrement aptes, leur fréquence de coupure f_r étant supérieure à 400 MHz.

Pour des courants supérieurs à 0,2 A environ, le type BD 512 et le type BD 522, ont une pente indépendante du courant. Dans les montages amplificateurs, à commutation, les VMOS se montrent également remarquables, dans les dispositifs d'alimentation.

En ce qui concerne les amplificateurs classe A, toujours parmi les plus appréciés, nous en donnons un schéma très simple à la figure 20 (A).

Le signal à amplifier, est transmis par C à la porte du V MOS canal N. Cette porte, est polarisée par le diviseur de tension R_1 - R_2 . La résistance R_1 est composée de R_{1A} fixe et R_{1B} ajustable. Après amplification, la tension apparaît sur R_L , reliée à la ligne +

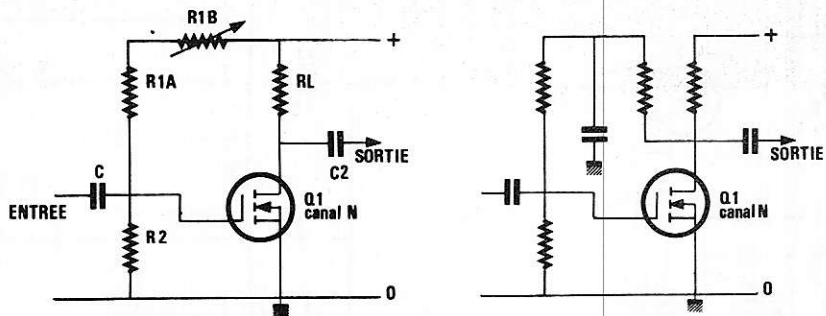


Figure 20

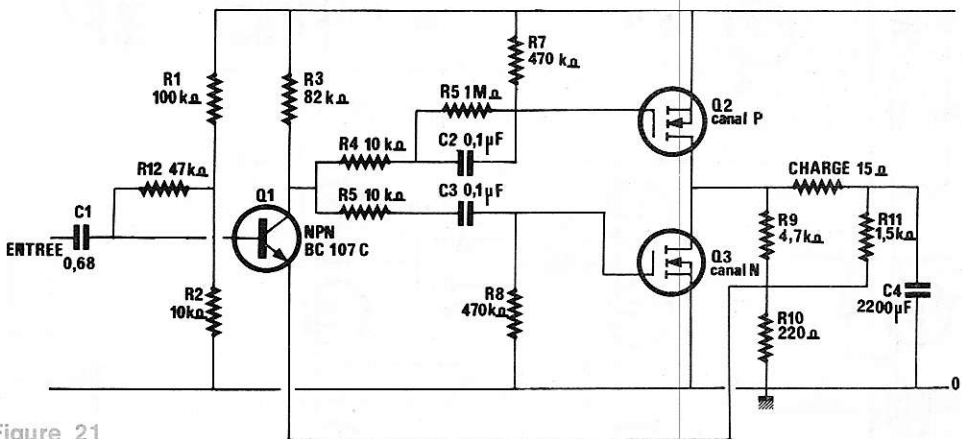


Figure 21

d'alimentation. Le signal est transmis par C_2 à la sortie.

Les valeurs des résistances de polarisation R_1 et R_2 peuvent être élevées.

Des gains au-dessus de 30 dB peuvent être obtenus et ces gains peuvent être atteints dans la gamme des mégahertz. Une résistance peut être insérée dans le circuit de source, non pour la stabilité thermique mais pour réduire les performances du montage, par contre-réaction.

Dans le montage (B) de la même figure, la polarisation du transistor est stabilisée par contre-réaction s'exerçant entre le drain et la porte.

AMPLIFICATEUR CLASSE ABC

Son schéma est donné à la figure 21 sur laquelle nous avons pu indiquer toutes les valeurs des éléments.

Comme semi-conducteurs on a utilisé un transistor NPN, BC 107C et un étage final composé de Q_2 et Q_3 . Q_2 est constitué par deux BD512 montés en parallèle; Q_3 est un seul BD522. Q_2 est un « canal P » et Q_3 un « canal N ». On a désigné cet amplificateur comme étant en classe ABC parce que l'un des transistors fonctionne d'une manière proche de la classe A et l'autre, en classe C.

Avec le montage proposé, on a recherché le minimum de composants et non la réduction, au maximum, de la distorsion.

On notera le montage en source commune des transistors Q_2 et Q_3 , les drains étant réunis pour constituer la sortie. Cette disposition est favorable au montage des transistors sur un seul radiateur, les drains étant connectés aux boîtiers métalliques de T0202.

La résistance à la conduction des transistors « Canal P » est plus de deux fois supérieure à celle des « canal N ». De plus, la pente g_m est également inférieure. Le remède a été de monter deux V MOS canal P en parallèle.

Le premier étage fonctionne avec un faible courant et un gain élevé, ce qui diminue le souffle. La résistance d'entrée, de l'ordre de 50 K Ω peut être augmentée en donnant à R_{12} une valeur plus élevée. Le collecteur de Q_1 est connecté aux portes de Q_2 et Q_3 par des réseaux RC.

La charge de R_L de 15 Ω (un HP par exemple) est en série avec C_4 de 2 200 μF . On a effectué la contre-réaction à partir du point commun de R_9 , R_{10} et R_{11} . La bande passante est 35 Hz à 125 kHz mais la distorsion croît, au-delà de 25 kHz.

Référence Doc. ITT.

F. JUSTER

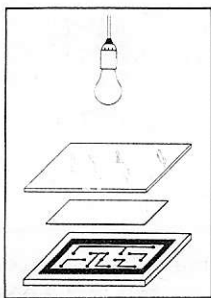
Comment réaliser les circuits imprimés comme un professionnel !

MÉTHODE 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

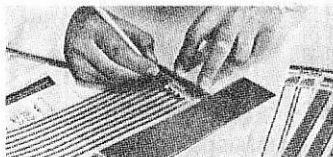


MATÉRIEL NÉCESSAIRE

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

MATÉRIEL NÉCESSAIRE

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 Polifix	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



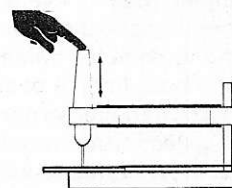
COFFRET

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

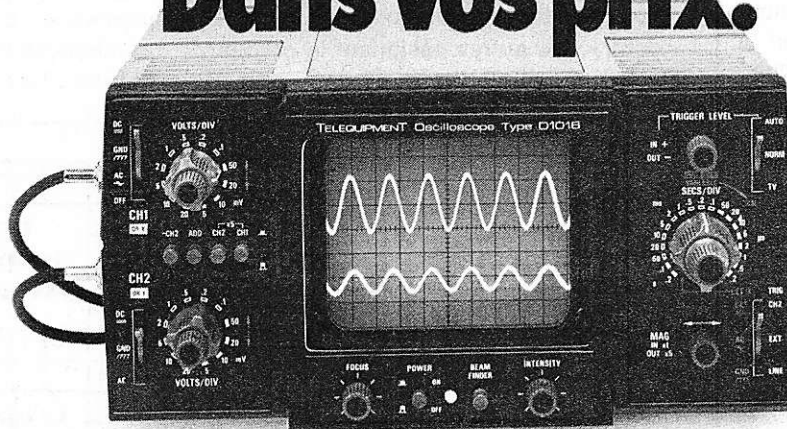


Liste des revendeurs sur demande contre 2,40 F en timbres

dapimport

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

Performances haut de gamme. Dans vos prix.



Monoblocs, compacts, robustes, faciles à utiliser et à transporter, les 4 appareils de la série 1000 vous offrent à des prix très accessibles, des oscilloscopes bénéficiant d'excellentes performances. Par exemple : l'adoption du mode de déclenchement "crête à crête" automatique, le choix de la source de ce

déclenchement (CH 1, CH 2 ou extérieur), la facilité d'utilisation : recherche automatique de trace (beam finder), etc. Une garantie supplémentaire. TELEQUIPMENT, du fait de son appartenance au groupe TEKTRONIX, vous offre un service après-vente réputé et efficace.

Découvrez TELEQUIPMENT, une gamme complète d'oscilloscopes, comprenant également des oscilloscopes à tiroirs, à mémoire, alimentés par batterie incorporée, simple ou double base de temps, etc. Leurs performances sont dans vos prix

TELEQUIPMENT
— GROUPE TEKTRONIX —

Division Mesure Electronique - B.P. 13 - 91401 Orsay - Tél. 907.78.27

Centres régionaux : Aix-les-Milles Tél. (42) 26.62.03 - Lyon Tél. (78) 76.40.03 - Rennes Tél. (99) 51.21.16 - Strasbourg Tél. (88) 39.49.35 - Toulouse Tél. (61) 40.24.50

D 1016, 2 voies,
15 MHz, véritable XY

Coupon-réponse à retourner à TEKTRONIX
Division Mesure Electronique
Promotion des Ventes,
3.P. 13 - 91401 ORSAY - Tél. : 907.78.27

M _____
Société _____
Activité _____
Fonction _____
Adresse _____
Tél. _____

désire recevoir sans engagement de sa part :
☐ une documentation sur la gamme TELEQUIPMENT
☐ la brochure "PRINCIPE DE L'OSCILLOSCOPE"
☐ la visite d'un ingénieur commercial.

MONTAGES PRATIQUES à circuits intégrés

LES APPLICATIONS DU LM 381

Le circuit intégré LM 381 est un double préamplificateur convenant dans un grand nombre d'applications, mais plus particulièrement, dans les domaines de la radio, TV, BF haute fidélité et stéréophonie.

Ce CI se caractérise par un faible souffle ce qui le destine aux montages où le signal d'entrée est de faible amplitude. Il existe deux variantes de ce CI, le LM 381 et le LM 381 A. Une seule source de tension peut alimenter ce circuit.

Voici ses principaux avantages :

- 1° Faible souffle (ou bruit), $0,5 \mu\text{V}$ à l'entrée.
- 2° Gain élevé 112 dB en boucle ouverte.
- 3° Une seule source, de 9 à 40 V.
- 4° Réjection d'alimentation 120 dB.
- 5° Tension de sortie crête à crête élevée : $V_{cc} - 2 \text{ V}$
- 6° Large bande, gain unitaire à 15 MHz.
- 7° Large bande en puissance 75 KHz à 20 V crête à crête, à la sortie.
- 8° Compensation interne.
- 9° Protection contre les courts-circuits.

Le LM 381 est monté dans un boîtier 2 fois 7 broches, « DUAL IN LINE », comme indiqué à la **figure 1**.

Les deux amplificateurs intérieurs sont identiques.

On peut voir que les branchements des deux amplificateurs sont dans le même ordre, de 1 à 7 et de 14 à 8, sauf en ce qui concerne la masse (négatif de l'alimentation) qui est au point terminal 4 et le + V_{cc} (+ alimentation) qui est au point 9.

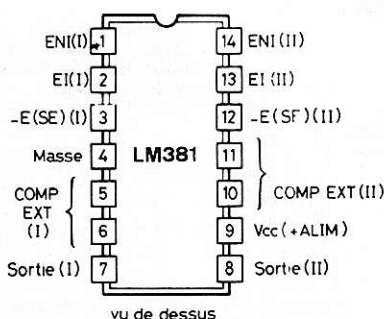


Figure 1

Les points 3 et 12 correspondent à des entrées inverseuses effectuées sur les émetteurs réunis de la paire différentielle de transistors intérieurs Q_1 et Q_2 .

A $f = 100 \text{ Hz}$ le gain en boucle ouverte (sans contre-réaction) est de 16 000 V/V (V/V signifie volts sortie-volts entrée); en entrée différentielle.

Si l'entrée est unique, le gain atteint 320 000 fois, en V/V. Le courant d'alimentation est de 10 mA, avec R_L infinie. Les résistances d'entrée sont, 100 k Ω à l'entrée NI et 200 k Ω à l'entrée inverseuse. A l'entrée, la tension maximum admissible est de 300 mV efficaces. La séparation entre les deux canaux est de 60 dB à $f = 1 \text{ kHz}$.

La distorsion totale a un gain de 60 dB et à $f = 1 \text{ kHz}$ est de 0,1 %.

AMPLIFICATEUR « PLAYBACK »

Il s'agit d'un amplificateur pour écoute, en magnétophone. Sur le schéma de la **figure 2**, on peut voir que la tête de reproduction TM du magnétophone est connectée à l'entrée non inverseuse 1 (ou 14) et à la masse 4. Les points indiqués entre parenthèses sont ceux de l'élément « deux », les autres désignant le premier élément amplificateur du CI.

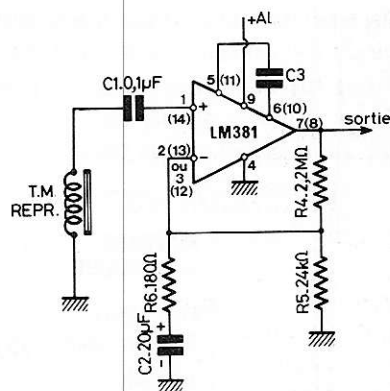


Figure 2

Remarquons le + alimentation au point 9, commun aux deux canaux. Le signal amplifié est obtenu à la sortie 7 (8). La correction conforme aux normes est réalisée grâce à la boucle de contre-réaction disposée entre la sortie 7 (8) et l'entrée inverseuse 2 (13) ou 3 (12), les deux possibilités donnant des résultats aussi bons.

On remarquera aussi le circuit de compensation extérieure, réalisé avec le condensateur C_3 , monté entre les points 5 et 6 ou 11 et 10 selon le canal considéré.

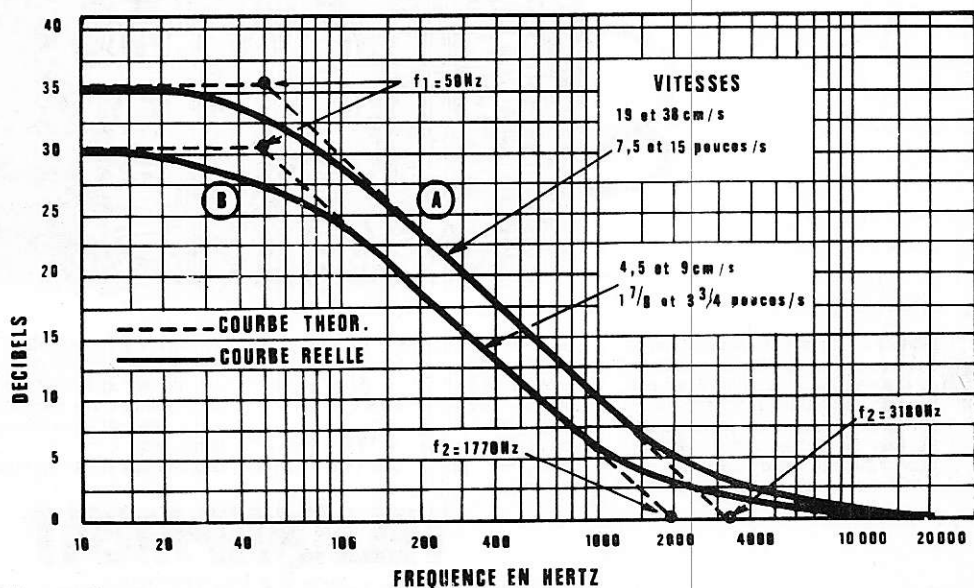


Figure 3

Les valeurs des éléments ne sont pas indiquées sur le schéma car nous pouvons les calculer à l'aide de formules très simples proposées dans les documents NATIONAL, qui nous ont permis de rédiger cette étude.

Examinons d'abord la **figure 3** qui donne les deux courbes NAB d'égalisation pour les quatre vitesses usuelles en magnétophone,

- (1) 38 cm/s = 15 pouces/seconde,
- (2) 19 cm/s = 7,5 pouces/seconde,
- (3) 7,5 cm/s = 4,75 pouces par seconde,
- (4) 3,75 cm/s = 1 7/8 pouces par seconde (environ).

La courbe A est commune aux deux grandes vitesses et la courbe B convient aux deux faibles vitesses. Ces courbes correspondent à la reproduction (écoute) nommée « play-back » en anglais.

Remarquons que les courbes théoriques sont tracées en traits interrompus et les courbes réelles en traits continus. Les calculs des éléments du préamplificateur play-back se font en tenant compte des fréquences charnières indiquées sur les courbes. Soit la courbe A. La fréquence charnière la plus basse est $f_1 = 50$ Hz et sur la même courbe, la fréquence charnière la plus élevée est $F_2 = 3180$ Hz.

Le montage de la **figure 2** donne une réponse linéaire en fonction de la fréquence. Le gain à la fréquence médiane de la bande passante est donné par la formule,

$$G = \frac{R_4 + R_6}{R_6}$$

Prendre les valeurs indiquées sur le schéma.

Considérons maintenant le schéma de la **figure 4** qui convient mieux dans les applications musicales des magnétophones. Sur ce schéma on a précisé les valeurs calculées des éléments. Nous allons toutefois indiquer les formules qui ont permis de les calculer.

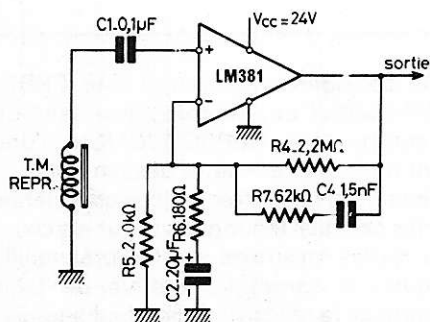


Figure 4

Remarquons le circuit de contre-réaction composé des éléments R_5 , R_6 , C_2 , R_4 , R_7 et C_4 qui permet d'obtenir une courbe descendante comme la courbe B de la **figure 3**.

Cette contre-réaction s'exerce entre la sortie du CI et l'entrée inverseuse (-). Le signal engendré par la tête de reproduction, est transmis par C_1 de $0,1 \mu F$ à l'entrée non inverseuse du LM 381. Celui-ci est alimenté sous 24 V, avec le + 7 au point 9 et le - au point 4 et à la masse.

Pour les numéros des points de terminaison se reporter au schéma de la **figure 2**. La sortie de cet amplificateur correcteur NAB se branchera à l'entrée de l'amplificateur (ou préamplificateur) de tonalité qui sera étudié plus loin.

Passons maintenant au calcul des valeurs des composants du schéma. En premier lieu on prendra $R_5 = 240$ kΩ et $R_4 = 2,2$ MΩ, ces valeurs ayant été déterminées préalablement par le calcul et expérimentalement en tenant compte des caractéristiques particulières du CI adopté.

On a fixé à $f_1 = 50$ Hz, la fréquence charnière du côté des basses. On calculera d'abord,

$$C_4 = \frac{1}{2 \pi f_1 R_4} \mu F$$

et on trouvera avec $R_4 = 2,2$ MΩ, la valeur de 1 446 pF arrondie à,

$$C_4 = 1500 \text{ pF.}$$

Le calcul, dans ce type de formules se fait avec les unités suivantes : **f en hertz, R en mégohms et C en microfarads.** (ou R en ohms et C en farads).

La valeur de R_7 est donnée par la relation,

$$C_4 = \frac{1}{2 \pi f_2 R_7} \mu F,$$

de laquelle on tire.

$$R_7 = \frac{1}{2 \pi f_2 C_4} \text{ M}\Omega$$

En remplaçant C_4 par $0,0015 \mu F$ et F_2 par 1770 Hz (courbe B) on trouve,

$$R_7 = 62 \text{ k}\Omega.$$

Ensuite on calculera le gain de tension de l'amplificateur à la fréquence $f = 1000$ Hz, à l'aide de la formule,

$$A_v = \frac{0,5 \text{ V eff}}{0,0008} = 625 \text{ fois}$$

dans laquelle on donne la tension de sortie au numérateur et celle d'entrée au dénominateur toutes deux en volts efficaces. Le même gain exprimé en décibels est,

$$A_v (\text{dB}) = 56 \text{ dB}$$

A noter toutefois que le gain à $f_2 = 1770$ Hz est de 5 dB inférieur à celui à 1000 Hz, comme on peut le voir à la **figure 3**. De ce fait, ce gain est de 51 dB, correspondant à 355 fois (ou 355 V/V).

On a ensuite,

$$\frac{R_7 + R_6}{R_6} = 355$$

ce qui donne, avec $R_7 = 62$ kΩ, $R_6 = 175 \Omega$, valeur arrondie à 180 Ω.

En écrivant ensuite que $X_{C_4} = R_7$ à $f = 40$ Hz, on trouve $C_4 = 20 \mu F$.

La valeur de C_1 n'est pas critique. Elle doit satisfaire la relation,

$$f = \frac{1}{2 \pi R_i C_4}$$

ou R_i = résistance d'entrée du CI et f = fréquence basse du signal à transmettre. Avec $R_i = 0,1$ MΩ et $f = 15,9$ Hz on trouve,

$$C_1 = 0,1 \mu F$$

Les valeurs calculées ont été indiquées sur la **figure 4**. Ce montage nécessite toutefois quelques secondes pour atteindre l'état conducteur lorsque l'alimentation de 24 V est appliquée. Ce temps est donné par,

$$t_{ON} = -R_4 C_2 \ln \left(1 - \frac{2,4}{V_{cc}} \right)$$

avec $V_{cc} = 24$ V donc $2,4/V_{cc} = 0,1$ et $\ln$ est le logarithme népérien de 0,9. On a $\ln(0,9) = -0,105$. Par conséquent,

$t_{ON} = 0,105 \cdot 2,2 \cdot 20 = 4,6$ secondes, donc une valeur proche de 5 secondes.

Un montage à réponse plus rapide sera obtenu si le produit $R_2 C_2$ était de plus faible valeur.

On pourra alors adopter le schéma de la **figure 5** dans lequel on a introduit la résistance R_0 qui, avec R_6 forme un diviseur de tension.

La valeur de R_0 se déduit du fait que R_6 et R_0 en parallèle doivent être égales à R_6 du

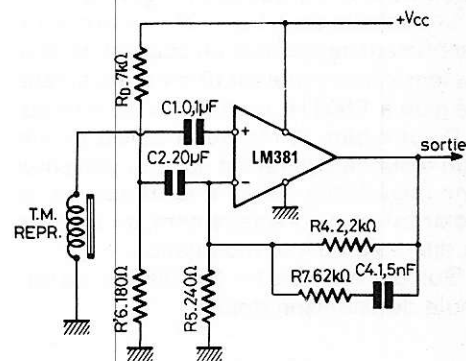


Figure 5

montage précédent. Dans le montage différentiel, R_D se calculera d'après la relation,

$$R_D = \frac{(V_{EE} - 1,2) R'_E}{1,2}$$

et dans le montage à entrée unique,

$$R_D = \frac{(V_{CC} - 0,6) R'_E}{0,6}$$

Ainsi, avec la deuxième formule ci-dessus, avec $R'_E = R_E$, on trouve,
 $R_D = 7020 \Omega$

Les autres valeurs sont celles du montage précédent. Si l'alimentation n'est pas assez filtrée, on adoptera le montage de la **figure 6** dont nous donnons le schéma, les valeurs calculées.

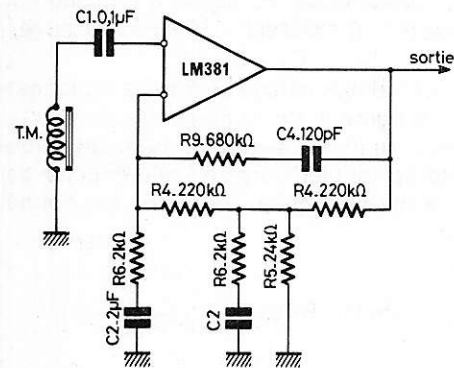


Figure 6

MONTAGES ENREGISTREURS

Voici maintenant les montages enregistreurs pour magnétophone « musical ». Un montage correcteur NAB est représenté à la **figure 7**. La plupart des valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma. Grâce à une contre-réaction étudiée et calculée soigneusement, on obtient la correction selon une courbe montante compensant la courbe descendante adoptée à la reproduction (**figure 8**).

Les valeurs sont, $V_{CC} = 24 V$, tête d'enregistrement nécessitant un courant de 30μ . La tension de sortie est $10 mV$ crête à crête. Le gain à $1\,000 Hz$ est $150 V/V$ ou $43,6 db$. D'autre part, le réseau $L_1 C_6$ est un circuit résonnant parallèle qui doit présenter une impédance élevée à la fréquence de polarisation d'enregistrement, ce qui évite la distorsion d'intermodulation.

Soit par exemple $f = 100\,000 Hz$. La formule de Thomson donne,

$$100\,000 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_1 C_6}}$$

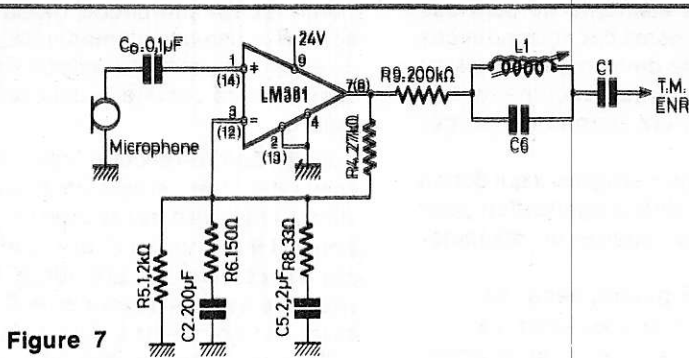


Figure 7

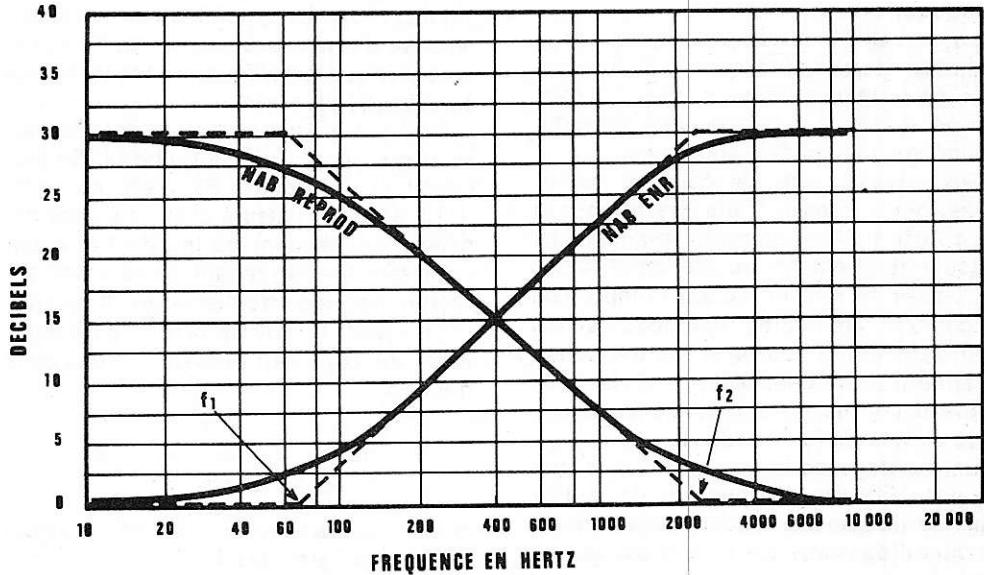


Figure 8

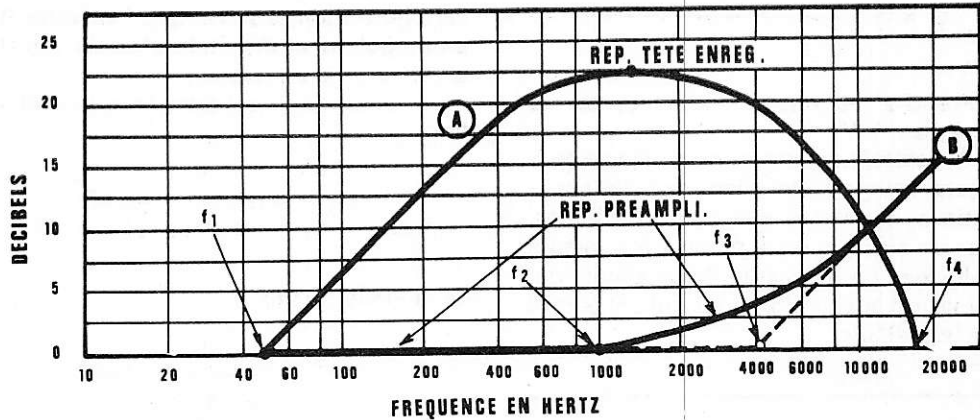


Figure 9

de laquelle on tire, avec $C_6 = 1 nF$, $L_1 = 2,5 mH$.

$$L_1 C_6 = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 10^{10}}$$

Adopter pour C_1 une capacité de $1 \mu F$ ou plus, pour une bonne transmission des signaux aux plus basses fréquences.

Plus C_1 est de forte valeur, meilleure est la transmission des signaux aux BF. Voici maintenant la méthode de calcul du montage de la **figure 7**.

On considérera la courbe NAB ENREGISTREMENT qui est complémentaire de la courbe NAB REPRODUCTION, l'une étant montante et l'autre descendante.

Remarquons les fréquences charnières, sur les courbes théoriques et sur les courbes réelles mesurées sur les préamplificateurs. Il convient toutefois de tenir compte de la réponse de la tête d'enregistrement qui est donnée à la **figure 9**. La courbe (A) donne cette réponse tandis que la courbe (B) donne celle du préamplificateur.

Bien entendu, la courbe (A) ne correspond qu'à un type bien déterminé de tête d'enregistrement choisie parmi les meilleures. C'est une tête pour 4 pistes.

La courbe (B) indique la réponse du préamplificateur réalisé pour la tête considérée. La composition des deux courbes doit donner la caractéristique de la norme NAB à l'enregistrement, de la figure précédente.

La fréquence F_3 donnée par,

$$F_3 = \frac{1}{2 \pi C_5 R_6}$$

où f_3 est la fréquence, à atténuation de 3 dB, $f_3 = 4000$ Hz. On déduit de la formule suivante la valeur de,

$$R_6 = \frac{1}{2 \pi f_3 C_5}$$

où f_4 est la fréquence à laquelle le gain est nul. D'autre part R_9 est choisie de manière à obtenir le courant d'enregistrement convenant à la tête utilisée,

$$R_9 = \frac{V_0}{i_9}$$

ou i_0 = courant d'enregistrement.

Soit le cas d'un amplificateur alimenté sous $V_{cc} = 24$ V et un courant d'enregistrement de $30 \mu A = 0,00003$ A = i_0 . On suppose que le montage est à entrée unique comme dans le schéma.

L'équation suivante donne la valeur de,

$$R_5 = \frac{V_{BE}}{5 I_{FB}}$$

où $V_{BE} = 0,6$ V et I_{FB} = courant de la boucle de contre-réaction. Ce courant est égal à $0,1$ mA = $0,0001$ A.

On obtient,

$$R_5 = \frac{0,6}{0,0005} = 1200 \Omega$$

La valeur de R_4 est alors,

$$R_4 = \frac{V_{cc}}{1,2} - R_5$$

ce qui donne,

$$R_4 = 22 \text{ k}\Omega \text{ environ.}$$

Comme la tension de sortie maximum du LM318 est ($V_{cc} - 2$ V) crête à crête, cette tension sera $24 - 2 = 22$ V crête à crête ce qui correspond à $7,8$ V efficaces. En effet,

$$V_{eff} = (V \text{ crête à crête}) / 2,82$$

On adoptera toutefois une valeur moindre,

$$V_0 = \text{tension de sortie} = 6 \text{ V}$$

On trouve ensuite la valeur de R_9 ,

$$R_9 = \frac{V_0}{i_9} = \frac{6}{0,0003} = 200 \text{ k}\Omega$$

La fréquence de coupure (cut-off) est $f_4 = 16000$ Hz (voir figure 9) et celle à laquelle la réponse de la tête d'enregistrement est atténuée de 3 dB par rapport au gain maximum est $f_3 = 4$ kHz.

Le gain médian est défini comme correspondant à un gain de 12 dB au-dessous du gain maximum. Il est égal à,

$$G_m = \frac{R_4 + R_6}{R_6} = \frac{22000 + R_6}{R_6}$$

Le gain maximum (vers 1600 Hz) est de 600 fois soit 55,6 dB. De ce fait, le gain G_m est de 43,6 dB, ce qui correspond à 150 fois. On a par conséquent,

$$\frac{2200 + R_6}{R_6} = 150$$

d'où l'on tire,

$$R_6 = 150 \Omega \text{ environ}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \pi f_1 R_6}$$

avec $f_1 = 50$ Hz, on obtient,

$$C_2 = 21,23 \mu F \text{ arrondi à,}$$

$$C_2 = 20 \mu F.$$

$$\text{Ensuite, de } C_5 = \frac{1}{2 \pi f_3 R_6}$$

avec $f_3 = 400$ Hz, on obtient,
 $C_5 = 0,27 \mu F$ environ.

d'autre part, de :

$$R_8 = \frac{1}{2 \pi f_4 C_5}$$

avec $f_4 = 16000$ Hz
et $C_5 = 0,27 \mu F$ on tire

$$R_8 = 36,8 \Omega \text{ que l'on arrondit à}$$

$$R_8 = 33 \Omega$$

Toutes ces valeurs, ont été inscrites sur le schéma de la figure 7 après avoir été calculées dans l'ordre indiqué, en tenant compte des valeurs des fréquences F_1 à f_4 .

PREAMPLIFICATEUR PHONOGRAPHIQUE

La correction à appliquer au gain de l'amplificateur qui doit suivre un pick-up phonographique dépend du genre de PU : piezo-électrique à cristal, céramique, magnétique et tous autres, moins usuels.

Dans une moindre mesure, la correction dépend aussi du type de PU, dans une même catégorie, mais il est toujours possible d'améliorer la correction en agissant sur les réglages de tonalité qui sont inclus dans une bonne chaîne à haute fidélité.

Tous les pick-up nécessitent un circuit correcteur. Nous étudierons surtout le montage préamplificateur-correcteur applicable aux pick-ups magnétiques à réluctance variable. Ceux-ci donnent en général la meilleure qualité musicale mais certains PU céramiques permettent d'obtenir d'aussi bons résultats. Ces PU sont d'ailleurs très chers.

Indiquons aussi que ces derniers fonctionnent sur une tension d'entrée de 0,1 à 2 V efficaces, selon le modèle choisi. Par contre, les PU magnétiques ne donnent qu'une tension très faible, de 3 à 10 mV. Au tableau I, on indique les tensions pour cinq modèles de haute qualité.

A la figure 10 on donne le schéma de l'amplificateur pour PU magnétique avec toutes les valeurs des composants. La courbe RIAA de l'amplificateur correcteur est tracée à la figure 11.

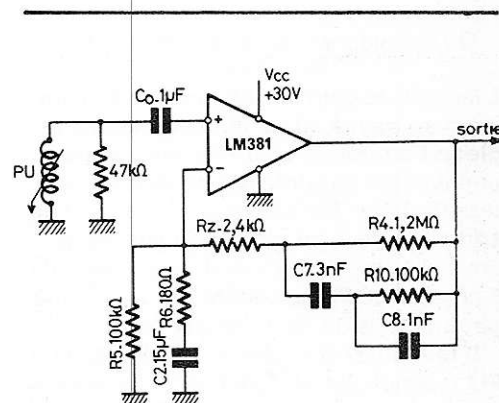


Figure 10

Fabricant	Modèle	Sortie à 5 cm/s
Empire scientific	999	5 mV
	888	8 mV
Shure	V 15	3,5 mV
	M 91	5 mV
Pickering	V15 AT3	5 mV

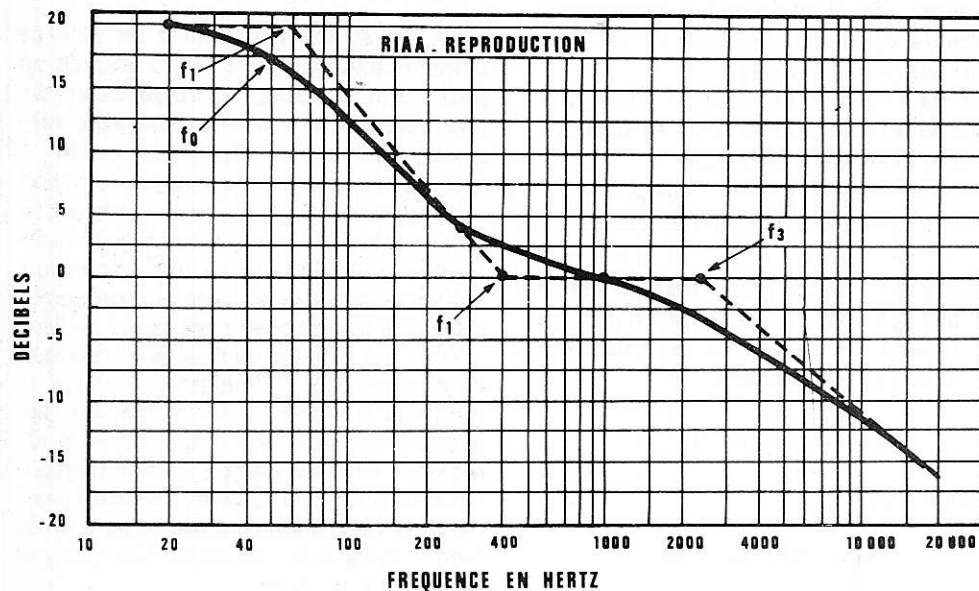


Figure 11

Sur celle-ci on remarquera la courbe théorique en traits interrompus et la courbe réelle, en trait continu

Les fréquences charnières, f_1 , f_2 , f_3 , sont inscrites sur la courbe théorique. Leurs valeurs sont :

$$\begin{aligned} f_1 &= 50 \text{ Hz} \\ f_2 &= 500 \text{ Hz} \\ f_3 &= 2\,200 \text{ Hz} \end{aligned}$$

On considérera aussi la fréquence, $f_0 = 40 \text{ Hz}$

à laquelle le gain est inférieur de 3 db environ au gain à 50 Hz. En revenant au **tableau I** on notera qu'un PU magnétique a une tension de sortie qui dépend de la vitesse linéaire. Par exemple si la tension de sortie est de 1 mV pour une vitesse de 1 cm/s elle sera de 5 mV pour une vitesse de 5 cm/s, si ce PU considéré est caractérisé par une tension de 1 mV par cm/s.

Il faut aussi considérer la sensibilité du PU magnétique en fonction de la vitesse maximum de modulation limite des disques stéréophoniques.

Dans le cas des caractéristiques RIAA d'enregistrement des disques, la vitesse de 25 cm/s est le maximum dans la gamme 800 à 2 500 Hz. De bonnes qualités d'enregistrement sont obtenues avec des vitesses de 3 à 5 cm/s.

Voici maintenant le mode de calcul des composants et des résultats pouvant être obtenus par le montage de la **figure 10** qui doit corriger la réponse selon la courbe de la **figure 11**.

Les résistances R_4 et R_5 produisent les polarisations continues des composants intérieurs du CI. Elles sont calculables à l'aide des formules suivantes

L'équation donnant R_5 est

$$R_5 = \frac{2 V_{BE}}{10 I_{Q2}} = \frac{1,2}{5 \cdot 10^{-6}} = 240 \text{ k}\Omega$$

On prendra,

$R_5 = 100 \text{ k}\Omega$ seulement.

Ensuite on calculera R_7 en écrivant que la réactance de C_7 à $f = f_2 = 500 \text{ Hz}$ est égale à R_{10} , ce qui donne,

$$C_7 = \frac{1}{2 \pi f_2 R_{10}}$$

La fréquence f_3 est déterminée lorsque la réactance de C_8 est égale à R_{10} , ce qui donne,

$$C_8 = \frac{1}{2 \pi f_3 R_{10}}$$

La résistance R_z sera fixée à $10 R_6$.

Voici un exemple numérique applicable à un préamplificateur alimenté sous 30 V, avec un PU de 0,5 mV par cm/s, permettant de fournir à un amplificateur, une tension efficace de 5 V à son entrée. Cette tension est à la limite au-delà de laquelle il y aura surcharge.

La valeur de R_4 est donnée par la relation,

$$R_4 = \frac{V_{CC}}{2,4} - 1 R_5$$

et comme R_5 a été fixée à $100 \text{ k}\Omega$, et $V_{CC} = 30 \text{ V}$, on trouve,

$$R_4 = 1,2 \text{ M}\Omega.$$

$$\text{Ensuite, de } C_7 = \frac{1}{2 \pi f_2 R_4}$$

on obtient

$$C_7 = 3 \text{ nF}$$

$$\text{De } C_7 = \frac{1}{2 \pi f_2 R_{10}}$$

on tire

$R_{10} = 103 \text{ k}\Omega$ que l'on arrondit à $100 \text{ k}\Omega$.

En partant de la vitesse maximum de 25 cm/s, la tension de sortie du PU est, $(1,5 \text{ mV/cm/s}) \cdot (25 \text{ cm/s}) = 12,5 \text{ mV}$

Le gain de l'amplificateur à la bande médiane est alors,

$$G_m = \frac{5 \text{ V}}{0,0125 \text{ V}} = 400 \text{ fois}$$

Ce gain est toutefois égal à,

$$G_m = \frac{R_1 + R_6}{R_6} = 400 \text{ fois}$$

et comme

$R_{10} = 108 \text{ k}\Omega$, on trouve,

$$R_6 = 240 \Omega$$

et $R_z = 2\,400 \Omega$.

De l'équation,

$$C_2 = \frac{1}{2 \pi f_0 R_6} \mu\text{F}$$

ou $f_0 = 40 \text{ Hz}$, $R_6 = 240 \Omega$. On tire (R en $\text{M}\Omega$, f en Hz).

$$C_2 = 20 \mu\text{F}.$$

Ensuite de l'équation,

$$C_8 = \frac{1}{2 \pi f_3 R_{10}} \mu\text{F}$$

avec $f_3 = 2\,200 \text{ Hz}$ et $R_{10} = 0,1 \text{ M}\Omega$, on obtient $C_8 = 0,723 \text{ nF}$, que l'on arrondit à $C_8 = 1 \text{ nF}$

Dans les formules $f = 1/(2 \pi RC)$, évaluer f en Hz , R en $\text{M}\Omega$ et C en μF , lors du calcul numérique. Ecrire ensuite ces grandeurs en adoptant d'autres unités si utile.

COMMANDES DE TONALITE

Les schémas des commandes de tonalité du type sans contre réaction, sont donnés à la **figure 12**, en (A) graves et en (B) aiguës. L'ensemble des deux commandes est représenté à la **figure 13**, sur laquelle ont été indiqués deux autres réglages, celui d'équilibrage R_E et celui de volume R_v .

Dans la commande des graves les rapports R_{11}/R_{12} et P_{12}/P_{13} déterminent le degré d'augmentation de l'amplitude des basses et celui de la tension de sortie.

Par exemple si l'on désire un surgain de + 20 db (voir **figure 14**), les rapports mentionnés seront 10 (car $20 \log 10 = 20 \text{ dB}$).

La fréquence charnière pour graves, F_1 , se détermine en écrivant que,

$$X_{C_9} = R_{12} \text{ et } X_{C_{10}} = R_{11}, \text{ c'est-à-dire,}$$

$$C_9 = \frac{1}{2 \pi f_1 R_{12}} \mu\text{F}$$

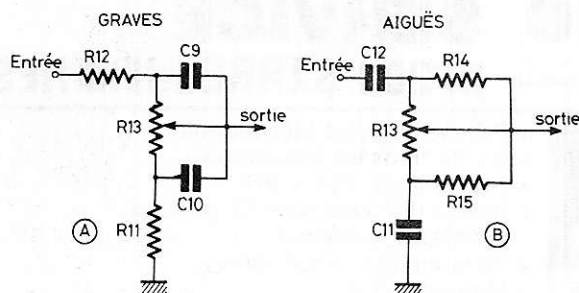


Figure 12

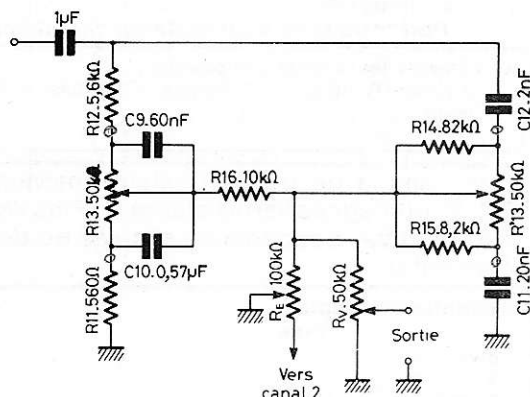


Figure 13

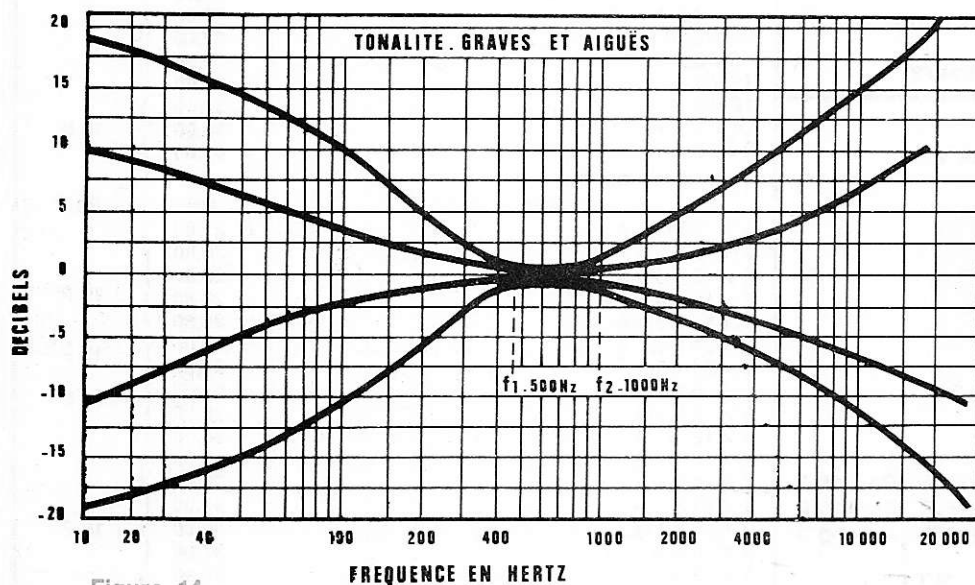


Figure 14

$$C_{10} = \frac{1}{2 \pi f_1 R_{11}} \mu F$$

De même pour la commande des aiguës on sera conduit à écrire,

$$C_{12} = \frac{1}{2 \pi f_2 R_{13}} \mu F$$

$$R_{14} = \frac{1}{2 \pi f_2 C_{12}} \Omega$$

$$R_{15} = \frac{1}{2 \pi f_2 C_{11}} \Omega$$

En prenant $f_1 = 500$ Hz, $f_2 = 1\,000$ Hz, $R_{11} = 560 \Omega$, on trouve rapidement $R_{12} = 5\,600 \Omega$, $C_9 = 56$ nF que l'on arrondira à 60 nF. De ce fait, $C_{10} = 10$ C₁₁ = 0,56 μF . De la même manière, avec $f_2 = 1\,000$ Hz, on trouvera les valeurs de la commande d'aiguës.

F. JUSTER

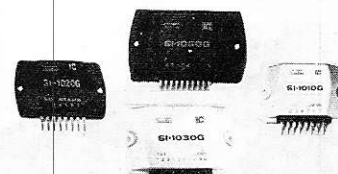
WEIRCLIFFE

Effaceurs de bandes



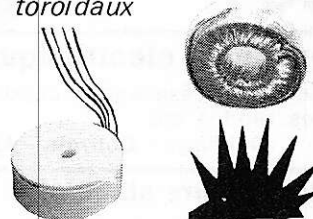
SanKen

Amplis et régulateurs
hybrides de 10 à 100 W



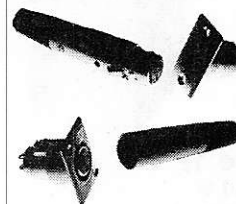
TRANSDUKTOR

Transfo. d'alimentation
toroïdaux



SWITCHCRAFT

Connecteurs professionnels



Renseignements

tradelec

12, rue St-Merri, 75004 PARIS
887.40.90 - 272.03.87

**N'hésitez pas
à nous
faire part
de vos
suggestions**

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 μ Ade consommation en veille)

345 F

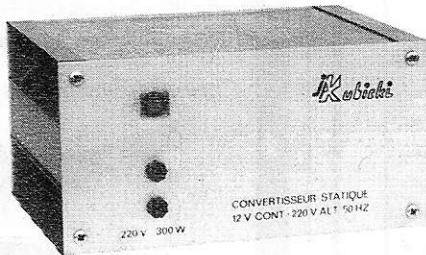
Composants électroniques

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

Outillage - Coffrets - Appareils de mesure

Convertisseurs statiques

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



1° Entrée 12 V

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

2° Entrée 24 V

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

3° Modèles stabilisés en fréquence

EC 150/12, 150 W	590 F	Port 20 F
EC 300/12, 300 W	795 F	Port 20 F

Nouveau modèle

EC 600/24 A	1 690 F	Port 50 F
-------------	---------	-----------

CIRCUITS IMPRIMÉS

Verre époxy

— Simple face 75 x 160	4,00 F
100 x 200	6,00 F
— Double face 75 x 160	8,00 F
100 x 200	12,00 F

Bakélite

— Simple face 75 x 160	1,40 F
100 x 200	2,50 F

• Epoxy présensibilisé 75 x 160	14,00 F
100 x 200	24,00 F

• Pastille transfert Mecanorma	7,50 F
• Bande transfert Mecanorma	10,50 F
• Feuille Mylar 210 x 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 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	20 F
2 x 30 V/1 A	59,00	
2 x 6 V/2 A	37,00	
2 x 9 V/2 A	39,00	
2 x 12 V/2 A	47,00	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

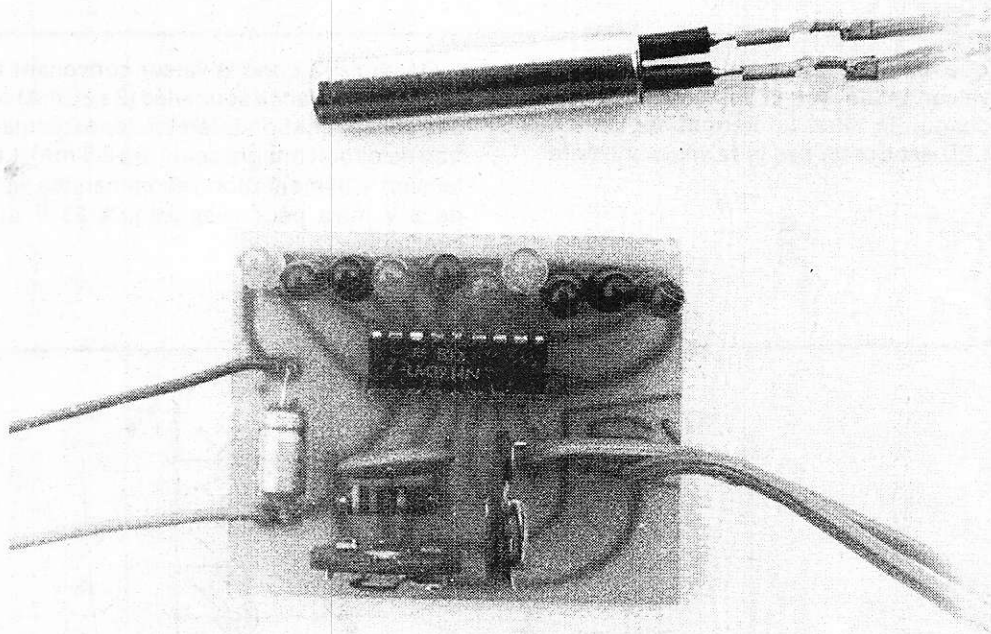
Egalement vente par correspondance sous 24 heures

Paiement à la commande par chèque ou mandat

Chacun connaît le principe des affichages analogiques par LED en ligne : de nombreuses réalisations ont été publiées à ce sujet rendant inutile tout retour sur les généralités en la matière. Le thermomètre dont nous proposons ici la réalisation à nos lecteurs utilise un circuit intégré récent de chez NS, présentant la particularité de ne pas faire appel à un matriçage des sorties. L'inconvénient est qu'il faut

un boîtier à 18 broches pour commander 10 LED.

Il est largement compensé par les avantages offerts par l'existence d'un point commun (la ligne d'alimentation) entre toutes les diodes. Toute liberté est donc laissée quant au choix des couleurs des LED, et il est même possible d'exploiter les niveaux logiques présents sur les sorties pour remplir des fonctions de commande, d'alarme, ou de régulation.



THERMOMETRE à affichage par LED

1) LE SCHEMA DE PRINCIPE :

Le schéma de la **figure 1** se caractérise par sa simplicité : en dehors des connexions des 10 LED, il comprend un pont diviseur ajustable pour fixer l'échelle de mesure et un pont « sensible » contenant une résistance CTN. C'est donc la valeur de la tension de mesure (broche 5) par rapport aux deux tensions de réfé-

rence (broches 4 et 6) qui fixe le point « actif » de l'échelle. Ce point « actif » peut être matérialisé par l'allumage de la seule LED correspondante (broches 9 et 3 reliées) ou par l'allumage de toutes les LED entre 0 et ce point (broches 9 et 11 reliées). C'est ce dernier mode d'affichage que nous avons choisi pour notre maquette, car il évoque plus spécifiquement l'aspect d'un thermomètre à colonne de liquide. Le premier mode pourra être retenu dans les

cas où une consommation minimale est de rigueur.

Le bon fonctionnement du montage dépend du choix judicieux des valeurs des résistances des deux ponts diviseurs. La résistance R sera choisie égale à la valeur normalisée à 5 % la plus proche de la résistance de la CTN au milieu de la gamme de température devant être mesurée. Si une précision extrême est recherchée, on pourra employer une résistance ajustable.

II) REALISATION PRATIQUE :

Le circuit imprimé de la **figure 2** regroupe l'ensemble des composants du montage. La CTN peut soit être soudée sur la carte (mesure de température ambiante) soit être déportée grâce à un simple fil à deux conducteurs (le 22 nF de découplage évite l'emploi d'un fil blindé).

Une alimentation par piles ou secteur pourra alimenter ce montage, après câblage conformément à la **figure 3**. Aucune condition n'est imposée quant à la stabilité de la tension d'alimentation, un régulateur très efficace étant prévu dans le LM3914N.

III) UTILISATION :

Le montage peut soit être laissé sous tension en permanence, soit être mis en marche au moment de la mesure, car aucune période de stabilisation n'est à respecter. Par contre, il faut savoir que la CTN, selon son type, peut exiger quelques secondes à quelques minutes pour équilibrer sa température avec celle du milieu dans lequel elle est placée (inertie thermique).

La précision de la mesure est liée à l'étendue de mesure désirée. En effet, les 10 points de mesure ne permettent qu'une résolution de 10° entre 0 et 100° par exemple, contre $0,1^\circ$ entre 19 et 20° par exemple. Un choix est donc à faire selon que l'on désire visualiser la température intérieure, extérieure ou encore celle de bains photo ou d'un four.

IV) CONCLUSION :

Le montage que nous venons de décrire est en fait assimilable à une batterie de comparateurs associée à un pont diviseur multiprises (voir schéma interne du LM3914 en **figure 4**). C'est dire qu'une ou plusieurs LED peuvent être remplacées par des relais ou tous autres organes de commande pour assurer une régulation de température par tout ou rien ou une fonction d'alarme.

Patrick GUEULLE

Nomenclature :

- 1 x LM3914 N (National Semiconductor)
- 10 LED quelconques (voir texte)
- 1 CTN appropriée à la mesure prévue (voir texte)
- 1 résistance R (voir texte)
- 1 condensateur 22 nF 63 V
- 1 condensateur 2,2 μ F 25 V ou 63 V
- 2 potentiomètres ajustables 4,7 K Ω ou autres (voir texte)
- 1 circuit imprimé

ERRATA

RP N° 383 - Oct. 1979

Ampli VMOS : R1 = 2,7 k Ω , R69 1,2 k Ω

T7 - T8 : MPSU56

L1 - L2 : fil cuivre émaillé bobiné sur la résistance en série avec la charge.

RP N° 381 - Août 1979

Récepteur 27 MHz

Sur la figure 5, le fil indiqué « masse » à côté du fil d'antenne constitue une masse HF (blindage du fil d'antenne) et ne doit en aucun cas être relié au moins d'alimentation.

RP N° 376 - Mars 1979

Récepteur bande marine : les condensateurs ajustables doivent être impérativement des 4/20 pF.

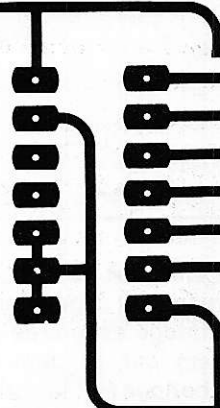
Certains TBA 120 (ITT) nécessitent 2 condensateurs supplémentaires de 220 pF entre les broches 6 et 7 d'une part, 9 et 10 d'autre part.

Participez à la rédaction de RADIO PLANS

Vous qui avez étudié un montage électronique personnel et de conception originale, savez-vous que votre réalisation peut faire l'objet d'une description dans votre revue ?

Pour tout renseignement complémentaire, (rédaction, présentation, rémunération), écrire à :

RADIO PLANS Rédaction 2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19



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.*

électroniciens amateurs...

de **TROYES**
de **L'AUBE**

ou des départements voisins :
achetez vos pièces détachées à

AUBELECTRONIC

5, rue Viardin, à TROYES
(derrière la Caserne Beurnonville)

Tél. : (25) 72-52-93

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF

OFFICE DU KIT - KITS AMTRON - MERLAUD -
H. P. AUDAX - R.T.C. - PEERLESS

CONCESSIONNAIRE HITACHI
Librairie technique

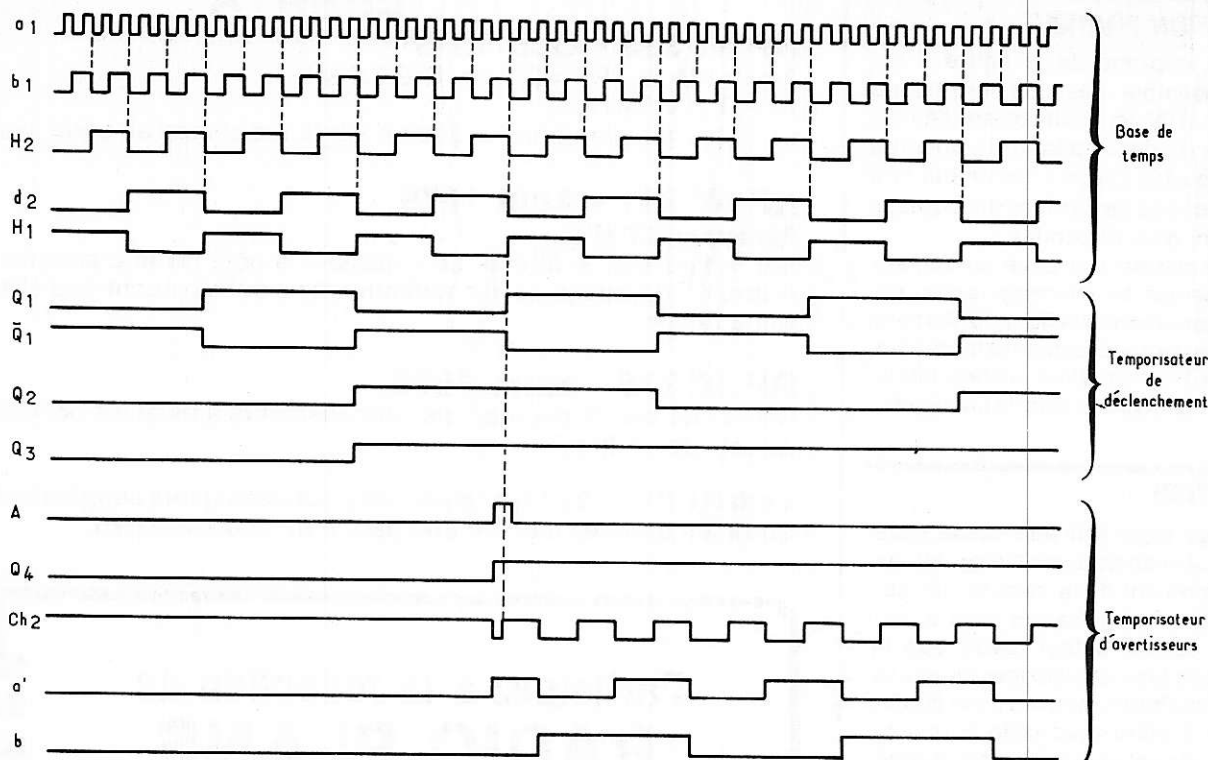


Figure 2 : Diagramme des temps de l'alarme

sième sert de mise en forme car la recurrence du signal est très longue. Cette horloge est entrée dans un premier diviseur par 16 dont la sortie (C1) donne l'horloge H2 ; la sortie (D) de ce compteur est envoyée sur l'entrée d'un deuxième diviseur par 16 dont la sortie D2 inversée dans la porte Nand restant du boîtier n° 1 donne l'horloge H1.

On peut retrouver H2 sur la patte 5 du CI n° 2 et H1 sur la patte 10 du CI n° 1.

Les 2 diviseurs par 16 sont initialisés par la RAZ générale commandée par le 12 V accessoire. Lorsque le 12 V accessoire est présent donc la clé de contact commandant le néiman, on trouve un « 1 » sur les entrées RAZ du système. Lorsque le 12 V accessoire est interrompu les entrées RAZ sont à « 0 » par la résistance R2 et les compteurs peuvent avancer librement le système est autorisé à fonctionner et se prépare lui-même pour recevoir les alarmes grace au temporisateur de déclenchement. La figure 3 donne le schéma de la base de temps.

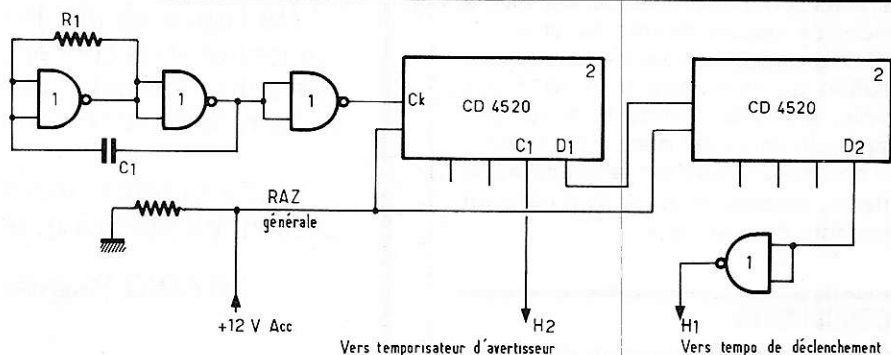


Figure 3 : Base de temps.

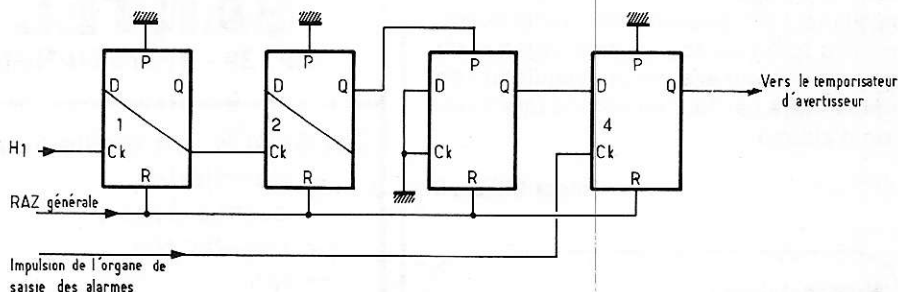


Figure 4 :

2) LE TEMPORISATEUR DE DECLenchement

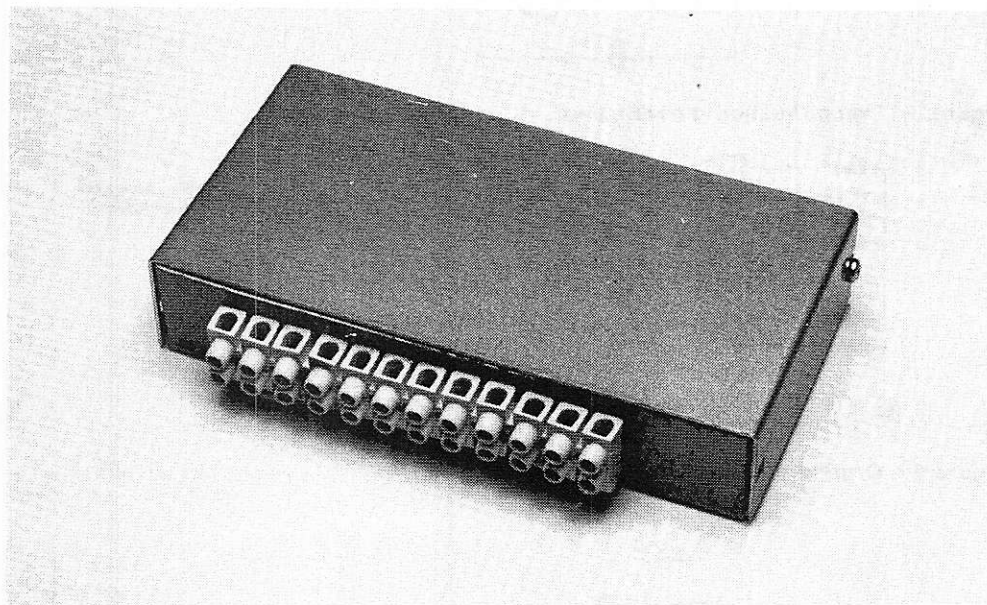
Le problème d'une alarme automobile réside dans la mise en marche du système; ainsi pour la plupart des cas il faut à l'aide d'une clé spéciale activer le système de l'extérieur lorsque toutes les portes ou fenêtres sont fermées. Et les emplacements possibles ne sont pas nombreux. La solution réside dans la mise en marche auto-

matique. De plus cette solution doit permettre aussi d'attendre pour la mise en marche que toutes les alarmes soient remises à zéro. La figure 4 donne le schéma de ce temporisateur qui est composé des bascules des circuits CD 4013 n° 4 et 5. La première bascule D1 est montée en divi-

seur par 2 en reliant la sortie $\bar{Q}_1$ et l'entrée D1. La deuxième bascule sert aussi de diviseur par 2 et sa sortie Q2 attaque l'entrée Preset de la troisième on voit donc que lorsque cette sortie Q2 est à 1 la bascule 3 passe à 1 aussi le diagramme des temps de la figure 2 montre ce phénomène. La sortie

L'Electronique envahissant l'automobile, voici encore un exemple de réalisation qui peut rendre bien des services à beaucoup de conducteurs et propriétaires de voiture. Bien que ce dispositif d'alarme ait été

entièrement conçu pour un véhicule, il peut tout aussi bien servir pour une maison, un bateau, une caravane; car sa faible consommation permet son utilisation et son alimentation grâce à de petites batteries 12 volts utilisées sur les motos.



ALARME AUTOMATIQUE pour automobile

DESCRIPTION DES ELEMENTS :

Tous les éléments nécessaires à la fabrication de ce dispositif sont regroupés dans la **figure 1** qui donne le schéma synoptique du module. Cette alarme permet grâce à son fonctionnement entièrement automatique, de ne pas avoir à faire une opération autre que couper le contact du

véhicule pour la mettre en route. Ensuite elle autorise le conducteur à laisser une porte ouverte avant la validation du dispositif. Elle permet en outre de déclencher un système radio à courte portée (intéressant dans immeubles car on ne voit pas le véhicule qui est sur le parking) ou d'interrompre le système d'allumage du véhicule interdisant ainsi tout vol.

Les éléments nécessaires à ce dispositif sont :

- 1- Une base de temps délivrant deux signaux d'horloges H₁ et H₂
- 2- Un temporisateur de déclenchement
- 3- Un temporisateur d'avertisseur.
- 4- Un organe de saisie d'alarmes.
- 5- Un ensemble d'ampli de sortie.

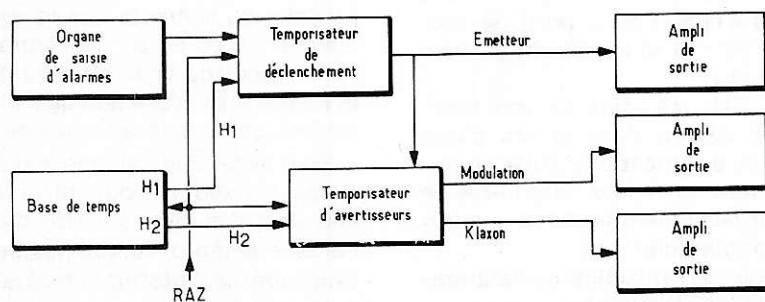


Figure 1 : Synoptique de l'alarme.

DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT :

1) BASE DE TEMPS

La **figure 2** donne le diagramme des temps du système. On génère à partir du boîtier n° 1 composé de 4 portes Nand une horloge générale réalisé à l'aide d'un oscillateur composé de 3 portes Nand dont la première est bouclée à l'aide de la résistance R₁, les 2 premières sont bouclées entrée-sortie par la capacité C₁ et la troi-

Les possibilités du système en nombre de points de prise d'alarme sont données par l'organe de saisie des alarmes.

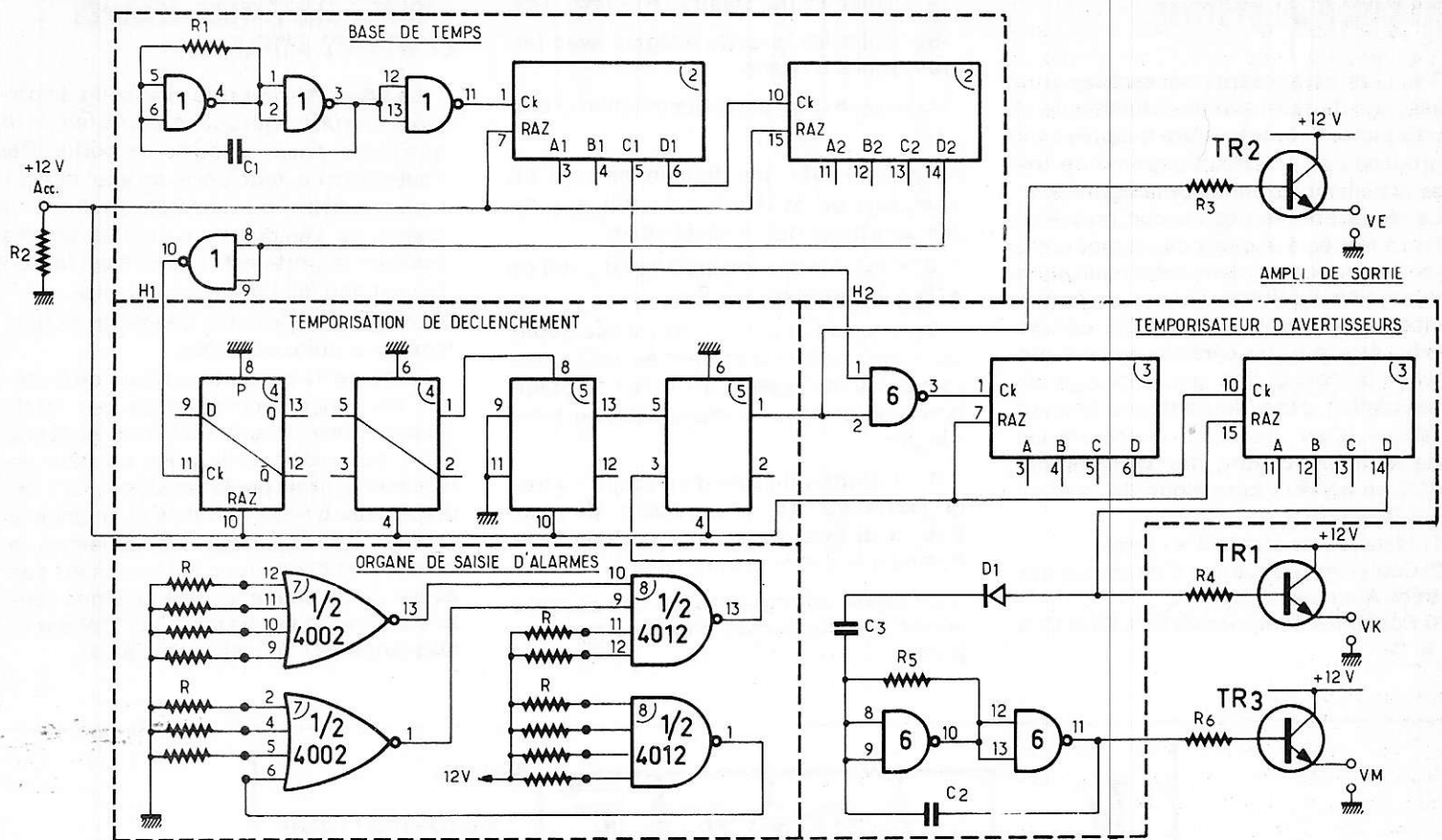


Figure 8 : Schéma général.

4) ORGANE DE SAISIE DES ALARMES.

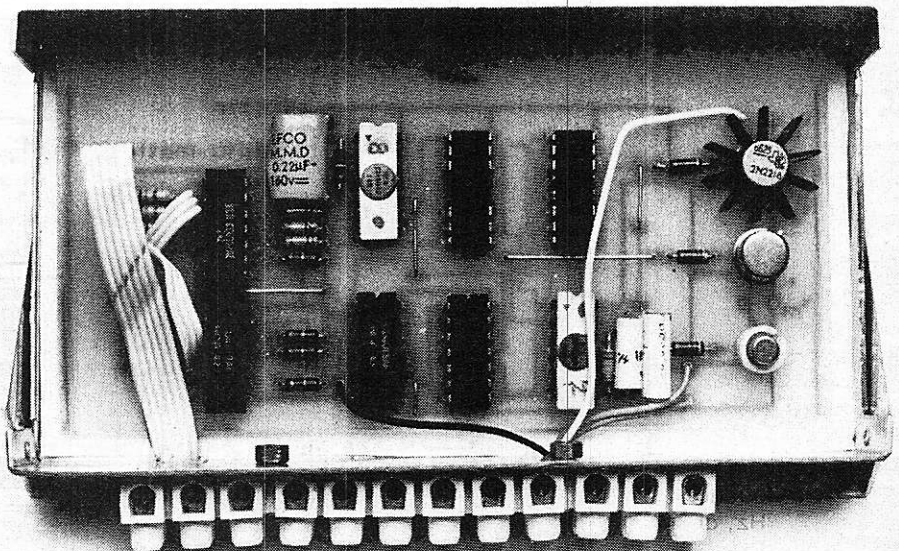
Cet équipement permet de réaliser 13 branchements d'alarmes totalement indépendants, qui sont regroupés en 7 alarmes batteries : qui sont déclenchées par l'apparition du 12 volts sur les points de prise et, 6 alarmes de masse : qui sont déclenchées par l'apparition d'un 0V sur les points de prise. A chaque fois une seule alarme soit de masse soit de batterie est nécessaire et suffisante pour déclencher le système. La figure 6 donne le schéma de ce montage. Il s'agit d'un système bouclé. Les alarmes de masse sont regroupées sur des portes Nand à 4 entrées CD4012. A l'apparition d'un 0V la sortie du Nand passe à « 1 » et déclenche l'alarme s'il s'agit du Nand ayant la sortie n° 13 pour celui qui a la sortie n° 1, celle-ci est envoyée sur l'entrée de prise d'alarme de batterie patte 5 du circuit CD4002 (n° 7). Lorsque l'on a apparition d'un alarme de batterie la sortie de la porte Nor passe à « 0 ». Ce zéro étant envoyé sur le circuit Nand de sortie qui passe à « 1 » venant piloter le transfert de D₄ vers Q₄ dans le temporisateur de déclenchement. Si D₄ est à 1, il y a alarme si D₄ est encore à « 0 » il n'y aura pas d'alarme. Les différentes commandes sortant des temporisateurs sont amplifiées par les amplis de sortie.

5) LES AMPLIS DE SORTIE

Ils sont tous du même type c'est-à-dire que l'on pilote un transistor de puissance type 2N3053 pour les sorties commandant un relais ou servant à alimenter l'émetteur c'est-à-dire VE. et VK. A travers une résis-

tance de 4,7 kΩ on pilote la base du transistor. Pour la sortie modulation on utilise un transistor de faible puissance type 2N2222. La figure 7 donne le schéma de ce montage.

La figure 8 donne le schéma général du système.



REALISATION DU SYSTEME :

Tous les composants nécessaires à la réalisation de cette alarme automatique et réunis dans la nomenclature ci-après sont regroupés sur un circuit imprimé de faibles dimensions donné sur la **figure 9**.

La réalisation ne pose aucun problème si l'on a respecté le choix des composants ce qui est important dans cette réalisation car le système doit fonctionner en permanence ; aussi les boîtiers CMOS utilisés doivent être tous des céramiques ceci afin d'éviter la destruction par décharge de commutation possible dans des boîtiers plastique. C'est pourquoi il est précisé dans la nomenclature des **composants CMOS en boîtiers céramique de la série BD** (CD 4011BD)

- 1) Installer les straps 4 au total,
- 2) Câbler les résistances R de charge des entrées Alarmes
- 3) Câbler les composants R₁ à R₆ et C₁ à C₃ et D₁

- 4) Câbler les transistors TR₁ - TR₂ - TR₃
- 5) Câbler les circuits intégrés avec les précautions d'usage
- 6) Brancher les fils d'alimentation + B et - B.
- 7) Vérifier le bon fonctionnement du comptage du générateur d'horloge et du temporisateur de déclenchement
- 8) s'assurer que la sortie de l'organe de saisie d'alarme est à « 0 »
- 9) lorsque l'entrée D₄ est validée appliquer une alarme sur une entrée batterie ou masse. Q₄ doit passer à 1 et le comptage doit avancer dans le temporisateur d'avertisseur.
- 10) s'assurer à l'aide d'un scope ou fréquencesmètre du changement de fréquence de modulation à l'apparition de la commande d'avertisseurs différé.

La **figure 10** regroupe les composants suivant leur implantation sur le circuit imprimé.

CABLAGE DES ENTRES ALARMES ET SORTIES AMPLI :

La **figure 11** présente une façon de protéger une porte qui actionne une lampe tel que porte avant ou porte de coffre. Dès l'ouverture de cette porte on applique par l'intermédiaire du contact de porte la masse du véhicule sur l'entrée alarme. Lorsque la porte est fermée c'est le 12 V qui est appliqué à travers la lampe.

La **figure 12** présente une façon de protéger une porte de coffre.

La **figure 13** présente la façon de protéger des phares commandés par relais (longue portée ou antibrouillard). Au repos il y a au niveau de la prise un pont de résistance formé par la résistance de 1 kΩ placée aux bornes du relais et la lampe à protéger. A l'allumage de la lampe le contact est établi donc l'alarme n'est pas active. Si on coupe le fil de la lampe l'entrée alarme se trouve reliée au 12 V par la résistance de 1 kΩ, et il y a alarme.

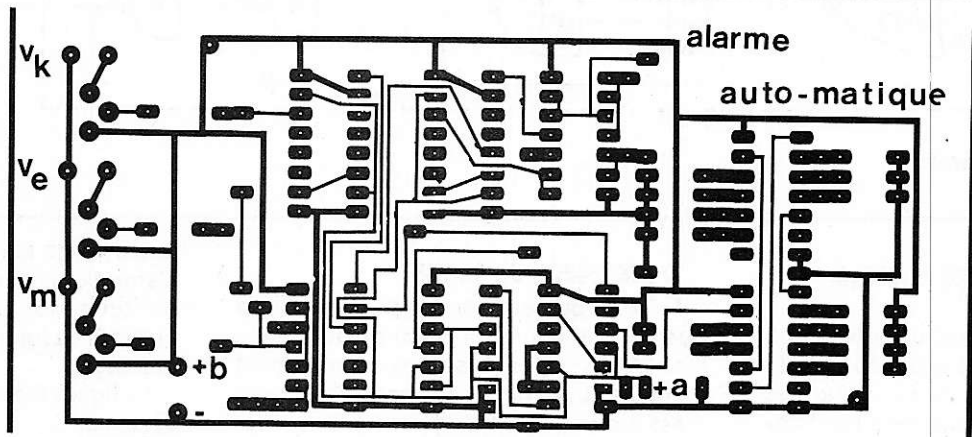


Figure 9 : Circuit imprimé.

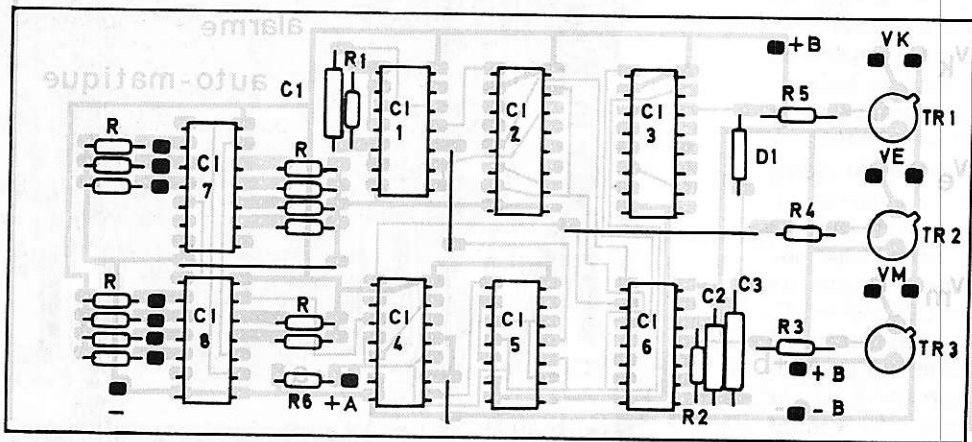


Figure 10 : Plan d'implantation des composants.

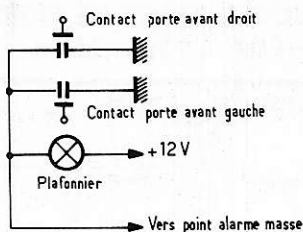


Figure 11 : Alarme portière.

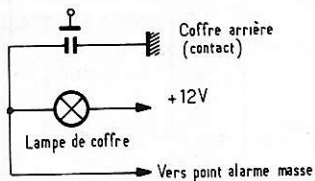


Figure 12 : Alarme coffre arrière.

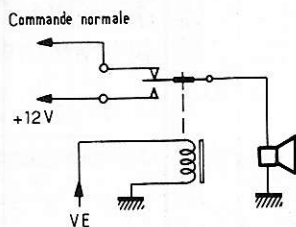


Figure 15 : Utilisation validation klaxon.

Le relais au travail fait fonctionner le klaxon, au repos la commande est normale.

La figure 14 présente l'utilisation de la sortie VE (validation émetteur) pour interrompre par mise à la masse la commande de la bobine pour empêcher la mise en route du véhicule dès l'apparition d'une alarme.

La figure 15 présente l'utilisation de la sortie VK (validation Klaxon).

B. VUCCINO

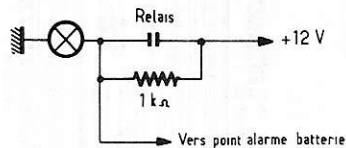


Figure 13 : Accessoires lampes et klaxon commandés par un relais.

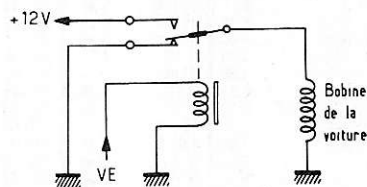


Figure 14 : Utilisation de la sortie V.E.

Le relais au travail court-circuite la bobine et empêche la mise en route de la voiture.

Nomenclature des composants :

R₁ : 180 K Ω

R₂ : 10 K Ω

R₃ : 4,7 K Ω

R₄ : 4,7 K Ω

R₅ : 4,7 K Ω

R₆ : 1,7 K Ω

R : 10 K Ω

C₁ : 0,22 μ F

C₂ : 0,01 μ F

C₃ : 0,1 μ F

TR₁ : 2 N3053

TR₂ : 2 N3053

TR₃ : 2 N2222

D₁ : Diode de commutation

CI1 CD4011 BD

CI2 CD 4520 BD

CI3 CD 4520 BD

CI4 CD 4013 BD

CI5 CD4013 BD

CI6 CD4011 BD

CI7 CD4002 BD

CI8 CD4012 BD

Circuit imprimé alarme auto-matique

Boîtier TEK0

domino 20 sorties

13 alarmes

± batterie

+ accessoire

Sortie VE/VK/VM

SÉRIE « MOS » SIGNETICS

Entrées protégées

4000	2 x ou NON, 3 entr	2,50
4001	4 x NON ou 2 entr	2,25
4002	2 x NON ou 2 entr	2,50
4007	2 paires compl invers	2,50
4008	Addit 4 bits + retenue	6,65
4011	4 x NON et 2 entr	2,25
4012	2 x NON et 2 entr	2,50
4013	2 x basc D	4,05
4014	Rég. déc. 8 bits	7,60
4015	2 x rég. déc. 8 bits	8,30
4016	4 x inter bidirect	2,00
4017	Compt. Johns, 5 étages	7,90
4018	Compt./divis par n prog	7,90
4019	4 x multiplex 2 entr	5,45
4020	Compt. bin. 14 étages	10,80
4023	3 x NON et 3 entr	3,45
4024	Compt. bin 7 étages	7,05
4025	3 x NON ou 3 entr	6,00
4027	2 basc J K	4,40
4028	Décod BCD décim (1/10)	7,30
4029	Compt. décompt synchr	9,20
4030	4 x ou exclus	3,85
4035	Rég. déc. unid 4 bits	7,45
4042	4 basc. D verrou	6,55
4044	4 basc NON et R S verrou	7,45
4046	Boucle 5 phases (Pellou)	9,70
4047	Monost. astable	9,00
4049	6 x porte puis invers	3,80
4050	6 port. puis. non invers	3,90
4051	Multip. démult. anal 8 can	11,75
4052	2 x mult. démult. anal 4 can	11,75
4053	3 x mult. démult. anal 2 can	11,75
4066	4 inter bi-direct	5,80
4068	NON-ET 8 entr	2,60
4069	6 x invers	2,60
4071	4 x ou 2 entr	2,50
4072	2 x ou 4 entr	2,50
4073	3 x ET 3 entr	2,50
4075	3 x ou 3 entr	2,50
4078	NON ou 8 entr	2,50
4081	4 ET, 2 entr	2,60
4082	2 ET, 4 entr	2,50
4085	2 x ET ou NON 2 x 2 entr	6,55
4510	Compt. décompt BCD	12,20
4511	Décod driv 7 segments	12,20
4518	2 compt. décim	8,00
4520	2 x compt. bin	8,00
4528	2 x monostable	8,20

TTL 7400 SIGNETICS

7400	4 x NON ET 2 entr	1,95
7401	4 x NON ET 2 entr (C O)	2,20
7402	4 x NON ou 2 entr	2,00
7403	4 x NON ET 2 entr (C O)	2,00
7404	6 invers	2,20
7405	6 x invers (C O)	2,05
7406	6 x invers puis	2,55
7407	6 invers puis (C O)	2,55
7408	4 x ET, 2 entr	2,05
7409	4 x ET, 2 entr (C O)	2,10
7410	4 x ET NON, 3 entr	2,00
7421	3 x ET, 3 entr	2,10
7412	3 x NON ou 3 entr (C O)	2,50
7413	2 x trigger, 4 entr	2,90
7414	6 trigger	6,10
7416	6 inv puis (C O)	5,60
7417	6 x porte puis (C O)	2,50
7420	2 x ET NON 4 entr	1,95
7421	2 x ET, 4 entr	2,10
7423		2,30
7425	2 x ou NON, 4 entr	2,55
7426	4 x ET NON, 2 entr. (C O)	2,25
7427	3 x ou NON, 3 entr	2,25
7428	4 x ou NON, 2 entr	2,30
7430	ET NON, 8 entr	1,95
7432	4 x ou 2 entr	2,35
7433	4 x ou NON, puis. 2 entr	2,35
7437	4 x ET NON, puis 2 entr	2,60
7438	4 x ET NON, puis 2 entr. (C O)	2,60
7439	4 x ET NON, puis 2 entr (C O)	2,60
7440	2 x ET NON puis 4 entr	1,95
7442	Décod. BCD décim	5,10
7443	Décod (excess 3 décim.)	8,05
7445	Décod. B.C.D. déc (C O) H T	8,30
7446	Décod. BCD 7 segm	8,30
7447	Décod BCD 7 segm	8,30
7448	Décod. BCD 7 segm	8,30
7450	2 x ET ou NON 2x2 entr	2,10
7451	2 x ET ou NON 2x2 entr	2,10
7453	ET ou NON 4x2 entr + exp	2,05
7454	ET ou NON 4 x 2 entr	2,10
7460	2 x exp. 4 entr	1,95
7470	Basc J.K ET	3,15
7472	Basc J.K.M.E	3,15
7473	2 x J.K ET (M.E)	2,70

DIODES

1N 914	0,60
1N 4148	0,60
0A 90	1,30
0A 95	1,70
AA 119	1,20
BA 102	3,00

THYRISTOR

2N 2324	
PRIX 21,90	
PROMO	
14 F	
Boîtier T05	

DIODES DE REDRESSEMENT

1 N 4007	1000 V, 1 A	1,20
1 N 5402	200 V, 3 A	2,80
1 N 5404	400 V, 3 A	3,30
BYX 49/300	300 V, 6 A	6,50
BYX 42/300	300 V, 12 A	11,60
26 R2	600 V, 20 A	27,85

TRANSISTORS

AC 125	4,30	AF 239	8,10
AC 126	4,30	BC 107	3,20
AC 127	3,60	BC 107	
AC 128	3,90	A ou B	3,20
AC 187	4,80	BC 108	3,00
AC 188	4,80	BC 108	
AD 149	12,80	A, B ou C	3,00
AD 161	9,80	BC 109	3,40
AD 162	9,60	BC 109	
AF 126	4,90	B ou C	3,40
AF 127	4,90	BC 147	2,10
AF 139	8,10		

7474	2 x basc D	2,65	BC 147		
7475	4 x basc D	4,55	A ou B	2,10	
7476	2 x J.K (M.E) RA2	6,35	BC 148	2,00	
7480	Addit 1 bit	5,15	BC 148		
7481		5,15	A, B ou C	2,00	
7483	Addit 4 bits (R.A.)	5,30	BC 149	2,40	
7485	Comp 4 bits	5,05	BC 149		
7486	4 x ou excl 2 entr	3,25	B ou C	2,40	
7490	Décade asynchr	4,65	BC 157	2,45	
7491	Rég. déc 8 bits	5,85	BC 158	2,30	
7492	Div. par 12	5,00	BC 158 B	2,30	
7493	Compt. 4 bits asynchr	5,65	BC 159	2,30	
7494	Rég. déc. 4 bits (entr //	Sort	BC 178		
		6,20	A ou B	3,40	
7495	Rég. déc. 4 bits (dte-gche)	5,80	BC 179		
7496	Rég. déc 5 bits	5,80	A ou B	3,60	
74100	Mem 4 bits	10,05	BC 197 A	3,60	
74107	2 J.K. (M.E.)	2,85	BC 318	2,00	
74109	2 x J.K (décl front)	2,85	BC 337	3,30	
74116	2 mem. 4 bits	10,60	BC 407	1,60	
74121	Monostable	3,00	A ou B	1,60	
74122	Monost + R.A.Z	3,00	BC 408	1,40	
74123	2 x monost. + R.A.Z	4,75	BC 408		
74125	4 x porte puis 3 états	3,30	A, B ou C	1,40	
74126	4 x porte puis 3 états	3,30	BC 409-B	1,70	
74128	4 x ou NON, puis 2 entr	3,30	BC 409 C	1,70	
74132	4 x trigger Schmitt	5,20	BC 417	1,70	
74145	Décod. BCD déc (C O) HT	8,30	BC 418	1,70	
74147	Cod. priorité 10 entr	7,65	BC 418		
74148	Cod. priorité 8 entr	7,65	A ou B	1,70	
74150	Multiplex 16 → 1	10,00	BC 419	2,00	
74151	Multiplex 8 → 1	5,30	BC 441	3,60	
74153	2 x multiplex 4 → 1	5,30	BC 546	1,20	
74154	Décod. dém 4 → 16	10,20	A		
74155	2 x déc. démult 2 → 4	5,30	BC 547	1,20	
74156	Déc. démult 2 → 4	5,30	A		
74157	4 x démult. 2 → 1	5,30	BC 548	1,20	
74158	4 x démultiplex	5,30	A ou C		
74160	Décade synchr 4 bits	7,50	BC 549	1,20	
74161	Compt. bin synchr 4 bits	7,50	B ou C		
74162	Déc. synchr 4 bits	7,50	BC 557	1,20	
74163	Compt. bin synchr 4 bits	7,50	BC 558 A	1,20	
74164	Rég. déc 8 bits sort //	7,15	BC 559 B	1,20	
74165	Rég. déc 8 bits, entr //	7,15	BE 115	10,20	
74166	Rég. déc 8 bits	8,00	BD 135	3,40	
74170	Mém 4 mots, 4 bits	10,40	BD 136	3,60	
74173	4 x basc D Sort 3 ét	7,40			
74174	6 x basc D R.A.Z	7,40			
74175	4 basc. D décl.	7,50			
74176	Décade + prépos	8,00			
74177	Compt. bin 4 bits + prép	8,00			
74178	Rég. déc access // 4 bits	8,00			
74179	Rég. déc access // 4 bits	8,30			
74180	Génér. cont. parité 8 bits	5,95			
74181	Unit. art. log 4 bits	15,05			
74182	Gén. rét. ant	7,10			
74190	Compt. BCD synchr	8,05			
74191	Compt. déc 4 bits synchr	8,40			
74192	Compt. déc BCD synchr + entr	7,75			
74193	Compt. déc 4 bits synchr	7,75			
74194	Rég. déc univ bidirect 4 bits	7,90			
74195	Rég. déc 4 bits, entr //	6,90			
74196	Décade, entr. prépar	8,70			
74198	Regist. déc 8 bits	13,40			
74199	Regist. déc 8 bits	11,95			

C.I. LINEAIRES ET SPECIAUX

TCA 160	23,40	TCA 760	14,50
UAA 170	32,80	μ A 720	22,60
UAA 180	34,20	μ A 741	6,50
DG 200	48,00	TBA 720	24,00
LM 200	52,80	LM 723	13,20
LM 204	72,00	LM 725	32,40
TBA 231	31,50	LM 747	9,60
ESM 231	46,80	μ A 748	18,80
TAA 300	22,00	μ A 753	33,00
LM 301	8,10	μ A 758	39,80
LM 305	31,20	LM 761	14,90
LM 308	12,00	TAA 761	18,00
LM 309	32,00	TAA 790	34,60
LM 310	24,40	TBA 790	21,00
TAA 310	32,50	TBA 800	15,65
LM 311	18,00	TBA 810	25,90
LM 318	29,10	TBA 820	25,00
LM 324	16,60	TCA 830	23,60
LM 340 1 A5		TAA 861	16,00
5 V ±	12,00	TCA 940	56,60
24 V		TBA 950	44,20
LM 380	26,20	TDA 1004	46,20
LM 381	39,60	TDA 1023	30,00
LM 382	39,40	TDA 1024	15,20
LBA 400	35,80	TDA 1034	45,00
TCA 420	20,20	TDA 1042	39,90
TCA 440	21,90	MC 1310	45,00
TAA 550	23,00	MC 1312	33,70
LM 555	8,90	MC 1456	49,50
LE 556	15,00	MC 1496	22,50
NE 556	15,00	MC 1590	77,70
LM 561	31,20	MC 1733	29,10
LM 565	25,10	MM 2101	41,00
TBA 570	28,80	XR 2206	67,00
SAS 570	24,70	SFC 2307	9,90
SFC 606	14,40	RTC 2650	188,00
TAA 611	20,70	CA 3020	43,20
TAA 621	27,50	LM 3075	20,60
TBA 641	29,30	LM 3900	18,00
TBA 651	18,20	LM 3909	18,50
TAA 661	26,20	MC 4044	33,40
LM 709 0	8,10	LX 5700	46,60
TCA 730	40,80	MD 8002	27,00
TCA 740	42,40	FJB 9312	25,00
		MC14435	114,80

SUPPORTS DIL

A souder		A wrapper	
8 br	2,00		3,00
14 br	2,30		3,60
16 br	2,50		3,80

AVEZ-VOUS VOTRE CARTE DE FIDÉLITÉ

NOMBREUX AVANTAGES...

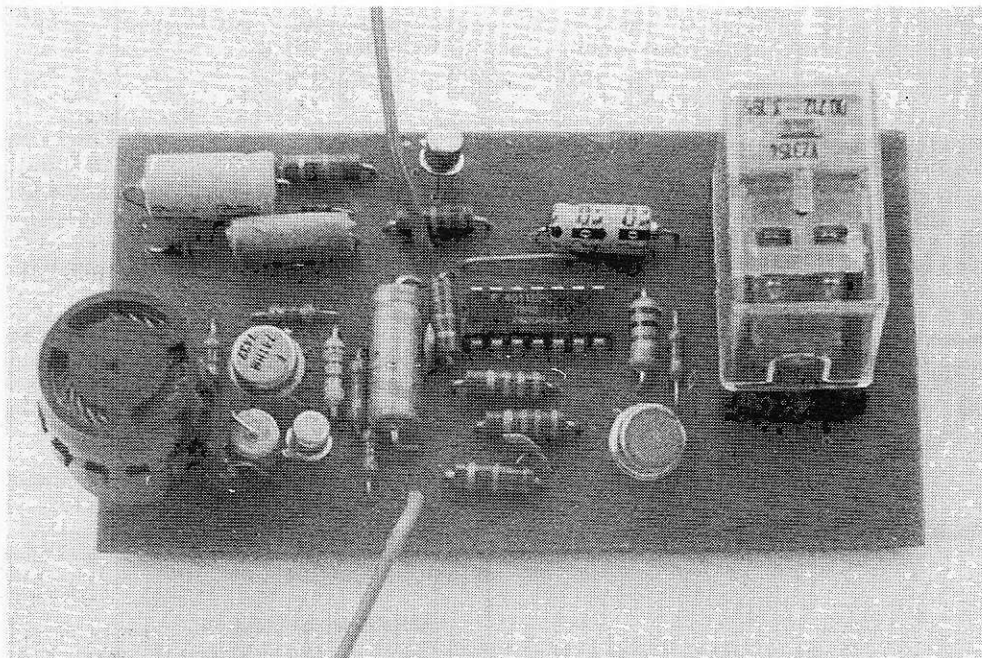
CELLULES PHOTO RESISTANTES

LDR 03/029	La plus sensible	18,00
LDR 05		13,00
LDR 07	La plus petite	9,50

PIECES DETACHEES 1^{er} CHOIX

Interr unipolaire 2 pos	3
Interr bip 2 pos (noir, rouge)	5
Invers. unipolaire miniature 2 pos	10
Inverseur bipolaire min 2 pos	12
Invers. bipolaire min 3 pos	14
Invers. bipolaire à glissière	17
Invers. bipolaire min 2 pos instables	2
Poussoir mini, normal fermé	4
Poussoir mini, normal ouvert	4
Jack 3,5 mm, mâle	1
Jack 3,5 mm, femelle	1
Jack 3,5 mm, femelle châssis	1
Jack 6,35, mâle mono	4
Jack 6,35, mâle stéréo	5
Jack 6,35 femelle stéréo	5
Jack 6,35, femelle châssis stéréo	5
Jack 6,35, fem. châssis stéréo double	6
Fiche DIN 5 br 180° mâle	2
Fiche DIN 5 br 180° femelle	2
Fiche DIN 5 br 180° châssis	1
Fiche DIN H P mâle	1
Fiche DIN H P femelle	1
Fiche DIN H P châssis	1
Fiche DIN H P châssis coupure	1
Fiche RCA mâle (noir ou rouge)	2
Fiche RCA femelle (noir ou rouge)	2
Fiche RCA châssis femelle double	2
Fiche banane Ø 4 mm, mâle (4 coul)	1
Fiche banane Ø 4 mm, femelle (4 coul)	1
Bornes Ø 4 mm, isolées pour châssis (4 coul)	1
Fiche coaxiale TV mâle	2
Fiche coaxiale TV femelle	2
Fiche coaxiale TV châssis mâle ou femelle	2
Fusibles 5 x 20 (0,1, 0,3, 0,5, 0,8, 1, 1,6, 2, 3, 5, 8 A)	0,70
Grip-fil embout souple (pour cordon Ø 4)	17,00
Pointe de touche p. cordon La paire	20,00
Pression pour pile 9 V	1,60
Coupleur 4 piles 1,5 V bâton	3,50
Coupleur 2 piles, 4,5 V plates	7,50
Pinces crocod Ø 4 mm (noir ou rouge)	1,90
Capt. téléph. pour ampli	9,00
Commutateur à galette en kit	
Mécanisme pour 6 galettes, axe Ø 6 mm	13,20
Galette 1 circ., 12	

Les interrupteurs à commande sonore peuvent être utilisés pour la mise en marche et l'arrêt de bien des appareils électriques, de l'ampoule au téléviseur, sur un simple claquement des mains. Le schéma proposé ici permet ce genre de fonctionnement, tout en possédant un dispositif spécial destiné à éliminer les fausses manœuvres.



Interrupteur à commande sonore

Sur notre montage, la cellule de micro dynamique a été montée directement sur le circuit imprimé.

La sortie utilisation effectuée sur relais permet une grande souplesse d'emploi.

I) LE SCHEMA DE PRINCIPE :

Le schéma de la **figure 1** montre que le signal issu du micro (dynamique 200 à 600 Ω environ) est préamplifié par un étage à transistor BC107B avant d'attaquer un ampli opérationnel à gain ajustable par une 4,7 M Ω . Le signal à haut niveau ainsi disponible est appliqué à un doubleur de tension le transformant en un niveau continu aux bornes du condensateur de 47 μ F.

Dès que ce niveau dépasse 0,7 V environ (seuil VBE du transistor), le BC107B qui suit devient conducteur et applique un zéro logique à l'entrée d'un monostable de 5 secondes environ, utilisant deux des quatre ports NAND à deux entrées du circuit CMOS 4011 BE. Ainsi donc, la sortie de ce monostable bascule à zéro pour une durée minimum de 5 secondes, voire plus si le bruit détecté se prolonge. En conséquence, ce n'est qu'au delà de ce délai

« d'immunité » que le niveau logique de sortie reviendra à 1, permettant donc à tout nouveau bruit de déclencher une transition de 1 à 0 de ce niveau.

Ce sont précisément de telles transitions de 1 vers zéro (fronts descendants ou arrière) qui ont une action sur la bascule bistable qui suit, bascule faisant appel aux deux autres portes du boîtier. Ce type de bascule change d'état pour chaque transition d'entrée de 1 vers 0. C'est dire que dans notre cas, un claquement de mains va mettre sous tension le relais s'il était décollé et le désalimenter s'il était collé, ceci par l'intermédiaire d'un 2N 1711. Par contre, du fait de la présence du monostable, deux claquements rapprochés de moins de 5 secondes, ou bien tout bruit consécutif à la mise en route de la charge, resteront sans effet.

II) REALISATION PRATIQUE :

Le circuit imprimé de la **figure 2** est prévu pour recevoir tous les composants du montage, y compris le relais avec son support et éventuellement le micro. Ce dernier pourra cependant avantageusement être un peu éloigné du montage de façon à pouvoir être orienté de la façon la plus judicieuse. L'alimentation est prévue en 12 volts, et le montage doit fonctionner sitôt mis sous tension. De ce fait, dès l'alimentation raccordée, un simple claquement des mains doit faire changer le relais d'état. Il n'est pas possible de prévoir quel sera l'état du relais lors de la mise sous tension. L'état dit « préférentiel » de la bascule dépend en effet des tolérances de fabrication sur les portes, les résistances, et les condensateurs. L'introduction d'un léger déséquilibre volontaire entre les deux ponts diviseurs 22 K Ω /33 K Ω peut permettre de déterminer l'état du relais lors de la mise sous tension, suivant le sens de ce déséquilibre.

N'ACHETEZ PAS CES APPAREILS, MONTEZ-LES ET APPRENEZ AINSI VOTRE FUTUR MÉTIER, L'ÉLECTRONIQUE.

Tout le matériel de travaux pratiques est fourni avec les cours.

EURELEC, c'est le premier centre d'enseignement de l'électronique par correspondance en Europe. C'est un enseignement concret, vivant, basé sur la pratique. C'est pourquoi vous recevez un abondant matériel de travaux pratiques (transistors, diodes, galvanomètres, circuits imprimés...). Tout un matériel qui vous passionnera et qui restera votre propriété. Vous le monterez à la fin de chaque cours, vous constituant à la fois un véritable laboratoire professionnel (comprenant : contrôleur universel, voltmètre électronique, oscilloscope, générateur H.F. etc...) et une solide formation de technicien électronique.

Avec le matériel, des cours conçus par des Ingénieurs.

Les cours EURELEC sont conçus



par des professionnels, vous pouvez les suivre quelque soit votre niveau d'étude car ils sont personnalisés et très progressifs. Un professeur d'EURELEC vous suit et vous conseille. Vous pourrez

ainsi travailler chez vous à votre rythme sans quitter votre emploi : le but d'EURELEC est de vous ouvrir les multiples carrières de l'électronique : télécommunication (radio-électricité, TV noir et blanc et couleur, HI FI...) et électronique industrielle (automatisme, régulation, micro-électronique...).

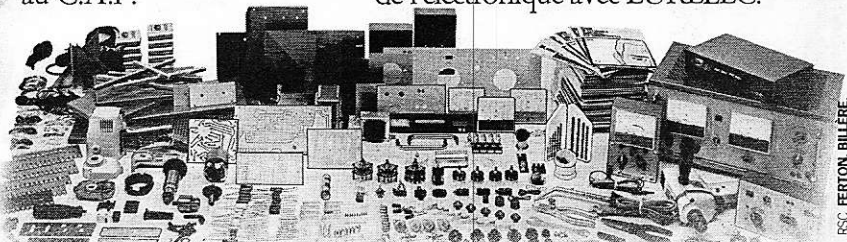
EURELEC vous offre en plus un stage gratuit.

A la fin des cours, vous avez un niveau en électronique équivalent au C.A.P.

Pour vous perfectionner, EURELEC vous offre un stage dans ses laboratoires où vous pourrez manipuler un matériel professionnel.

A l'issue de ce stage EURELEC vous remet un certificat de fin d'étude. Vous constaterez vous-même par la suite, que la formation EURELEC est connue et appréciée des entreprises puisque 2000 d'entre elles nous ont déjà confié la formation de leur personnel.

Vous vous intéressez à l'électronique, votre emploi vous préoccupe ou vous aimeriez être à votre compte. Prenez votre avenir en main, apprenez les métiers de l'électronique avec EURELEC.



Électronique Industrielle : 1300 composants et accessoires.

COURS D'ELECTRONIQUE EURELEC

CENTRES REGIONAUX - 75011 PARIS : 116, rue J.P. Thimbaud - Tél. : (1) 355.28.30/31 - 68000 MULHOUSE : 10, rue du Couvent - Tél. : (89) 45.10.04
13007 MARSEILLE : 104, bd de la Corderie - Tél. : (91) 54.38.07

**BON POUR
UN EXAMEN
GRATUIT**



institut privé
d'enseignement
à distance
Rue Fernand-Holweck
21000 DIJON - FRANCE
Téléphoner en P.C.V.
au (80) 66.51.34

Je soussigné : Nom _____ Prénom _____

Domicilié : Rue _____ N° _____

Ville : _____ Code Postal : _____

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

☐ ÉLECTRONIQUE : RADIO STÉRÉO A TRANSISTORS
25 envois de 226 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ ÉLECTROTECHNIQUE
17 envois de 188 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 94 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
23 envois de 224 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 112 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ INITIATION A L'ÉLECTRONIQUE
8 envois de 170 F + 15 F (frais d'envoi)

▷ Si je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage et je ne vous devrai rien.

▷ Si, au contraire, je désire le garder, vous m'enverrez le solde du cours, à raison d'un envoi en début de chaque mois, que je vous réglerai contre remboursement (ajouter 10 F de taxe des P.T.T.). Dans ce cas, je reste libre d'arrêter les envois par simple lettre d'annulation et je ne vous devrai rien.

DATE ET SIGNATURE (pour les enfants mineurs, signature du représentant légal).

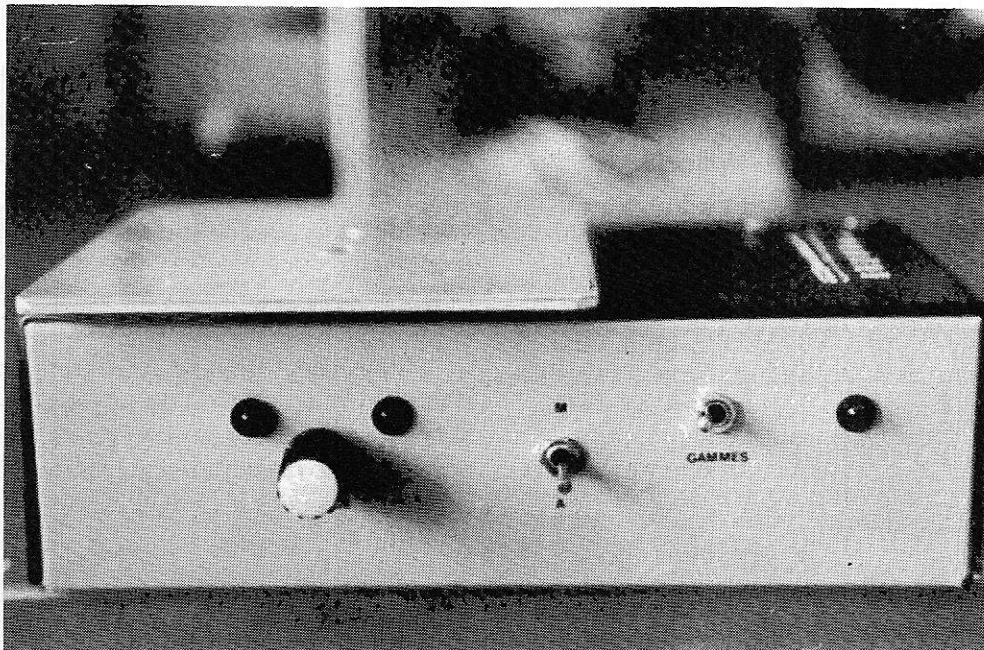
Montages pratiques

La balance qui va être décrite permet de peser les aliments ou autre objet d'un poids minimum de 25 g.

Le montage utilise une rampe lumineuse de 14 LED pour l'affichage du poids.

Le capteur utilisé est une lame d'acier

soumise à la flexion à laquelle on a collé deux jauges de contrainte. Cette balance aura la double fonction de satisfaire votre passe-temps favori et de réaliser un appareil susceptible de rendre d'appréciables services dans une cuisine.



Balance ménagère de 25 g. à 1,3 kg.

1) COMMENT EFFECTUER UNE BALANCE AVEC DES JAUGES ?

La **figure 1** donne le principe de base.

Une force F appliquée à l'extrémité d'une lame d'acier de longueur L , crée un moment $M = F \times l$ au point A.

La lame d'acier est encastrée. Deux jauges ont été collées le plus près possible du point A, car c'est en ce point que l'on a le maximum de contraintes. Les jauges sont des petits circuits imprimés très fins que l'on étire et qui voient ainsi augmenter leurs résistances ou les diminuer (**figure 2**).

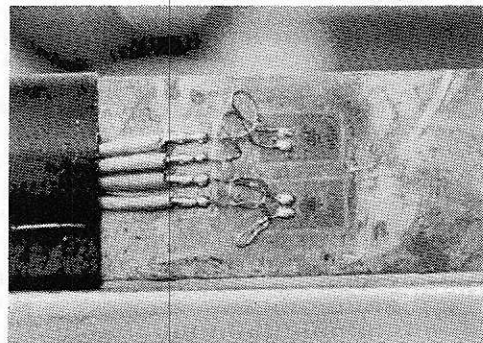
La résistance d'un conducteur peut être connue en utilisant la formule suivante

$$R = \delta \frac{l}{s}$$

où l représente la longueur du conducteur et s sa section.

Ainsi lorsqu'on étire un fil conducteur, on augmente l (sa longueur) et on diminue s (sa section) ce qui a pour conséquence d'augmenter sa résistance électrique (δ étant la résistivité, reste constante).

On a une variation de résistance en fonction d'une force.



Détails des jauges de contraintes fixées sur la lame d'acier.

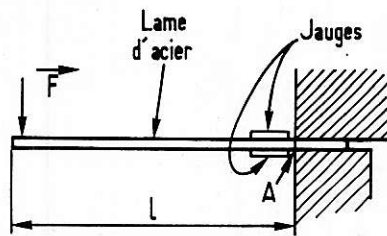


Figure 1

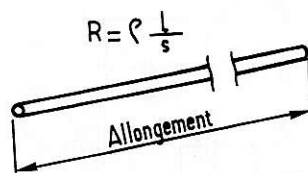


Figure 2 a

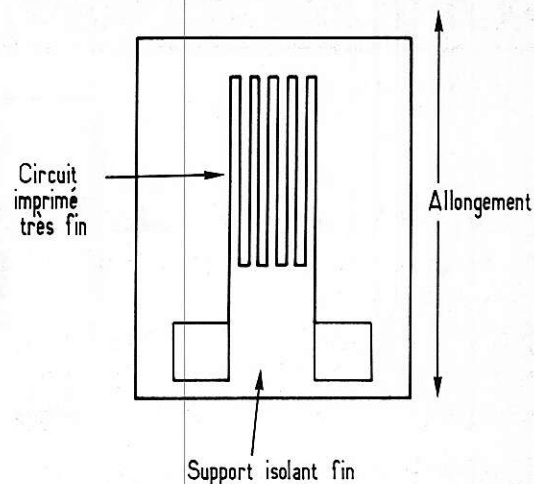


Figure 2 b

II) ETUDE THEORIQUE DE LA PARTIE MECANIQUE

La **figure 3** nous montre le schéma d'une balance simplifiée au maximum.

Une colonne sert de liaison entre un plateau et la lame d'acier qui est fixée à l'aide de deux vis à un support en forme de U.

Mais ce montage, certes simple, a l'inconvénient de ne pas être fidèle.

La **figure 4** en explique la raison.

Lorsqu'un même poids est placé d'un côté ou d'un autre du plateau, on relève

une mesure différente du Moment ($M = F \times l$). A cause de cela, les mesures peuvent varier du simple au triple ! Ce n'est pas envisageable.

Il faut donc que la force soit toujours appliquée en un point comme le montre la **figure 5**.

La force est toujours appliquée sur l'articulation n° 2.

Le ressort élimine les jeux existant dans les 3 articulations.

Maintenant que la balance est rendue fidèle il ne reste plus qu'à étudier la partie électronique.

III) SCHEMA THEORIQUE DE LA BALANCE

La **figure 6** donne le schéma de principe du montage.

Les jauges sont montées dans un pont de Wheatstone.

Le signal recueilli est amplifié pour être mesuré à l'aide d'un vu-mètre type UAA 170.

Les 2 LED extrêmes servent à faciliter le tarage pour indiquer le sens dans lequel doit tourner le potentiomètre de tarage.

L'appareil possède 2 gammes de sensibilité : la première s'étage de 0 à 325 g

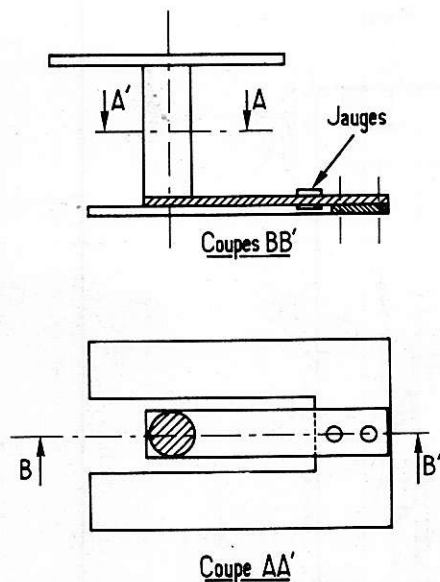


Figure 3

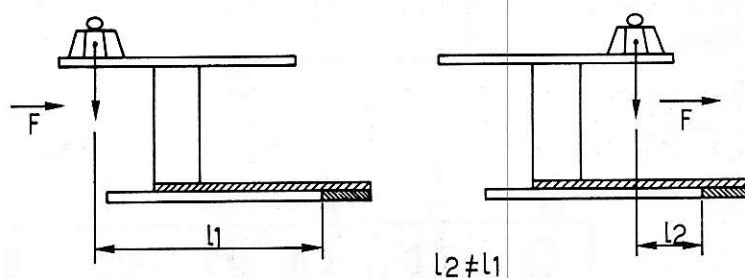


Figure 4

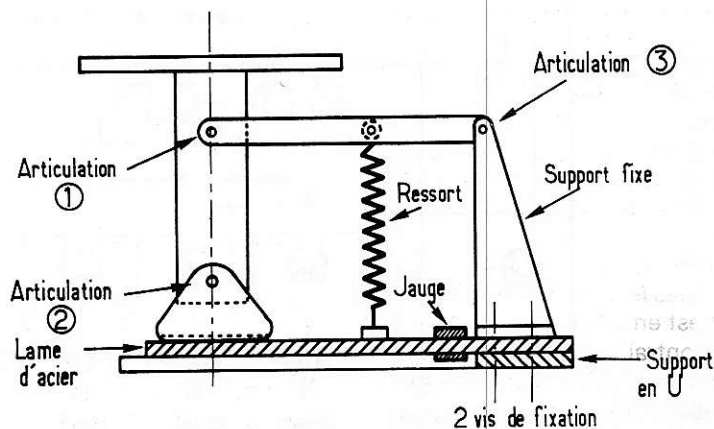


Figure 5

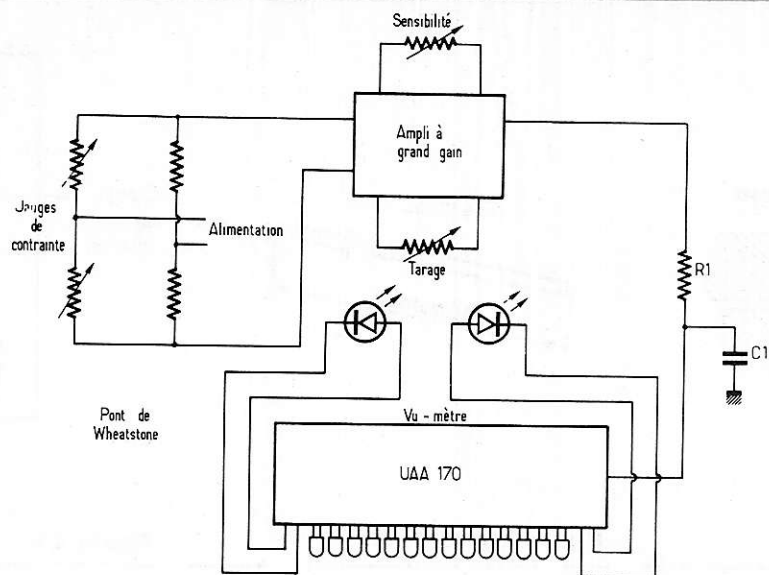


Figure 6

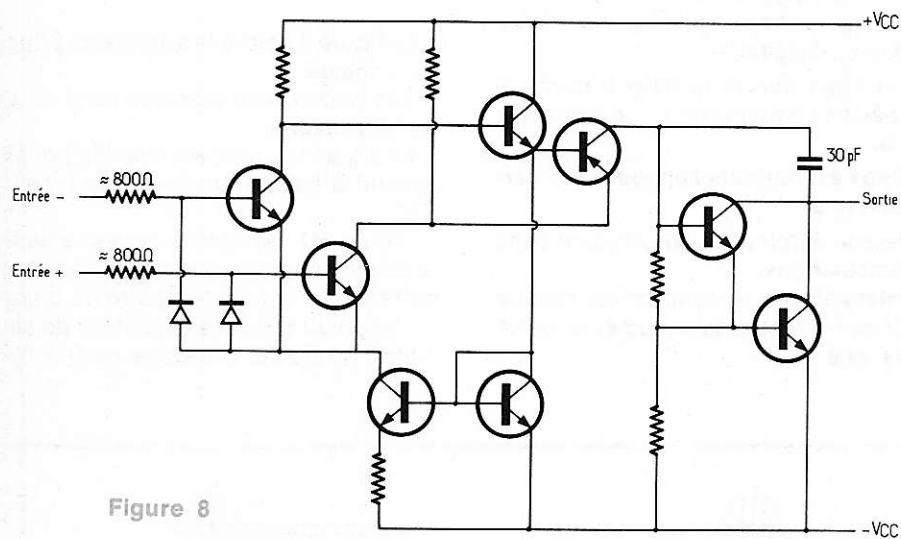
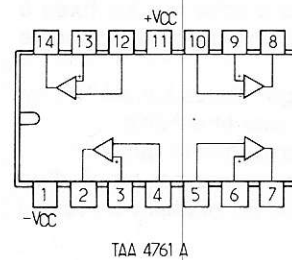


Figure 8



TAA 4761 A

Figure 9

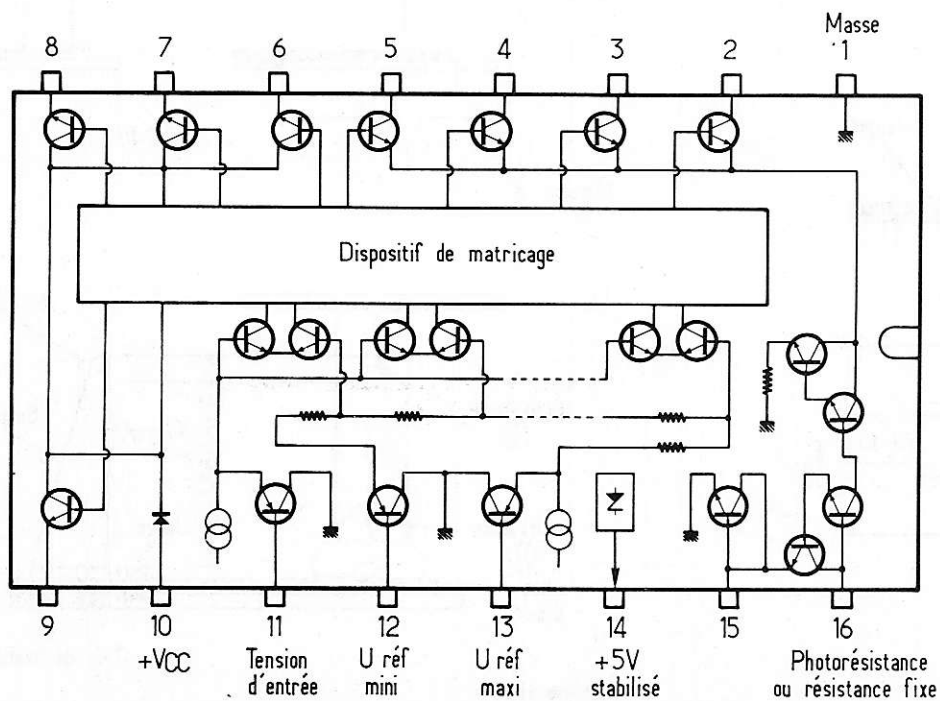


Figure 10

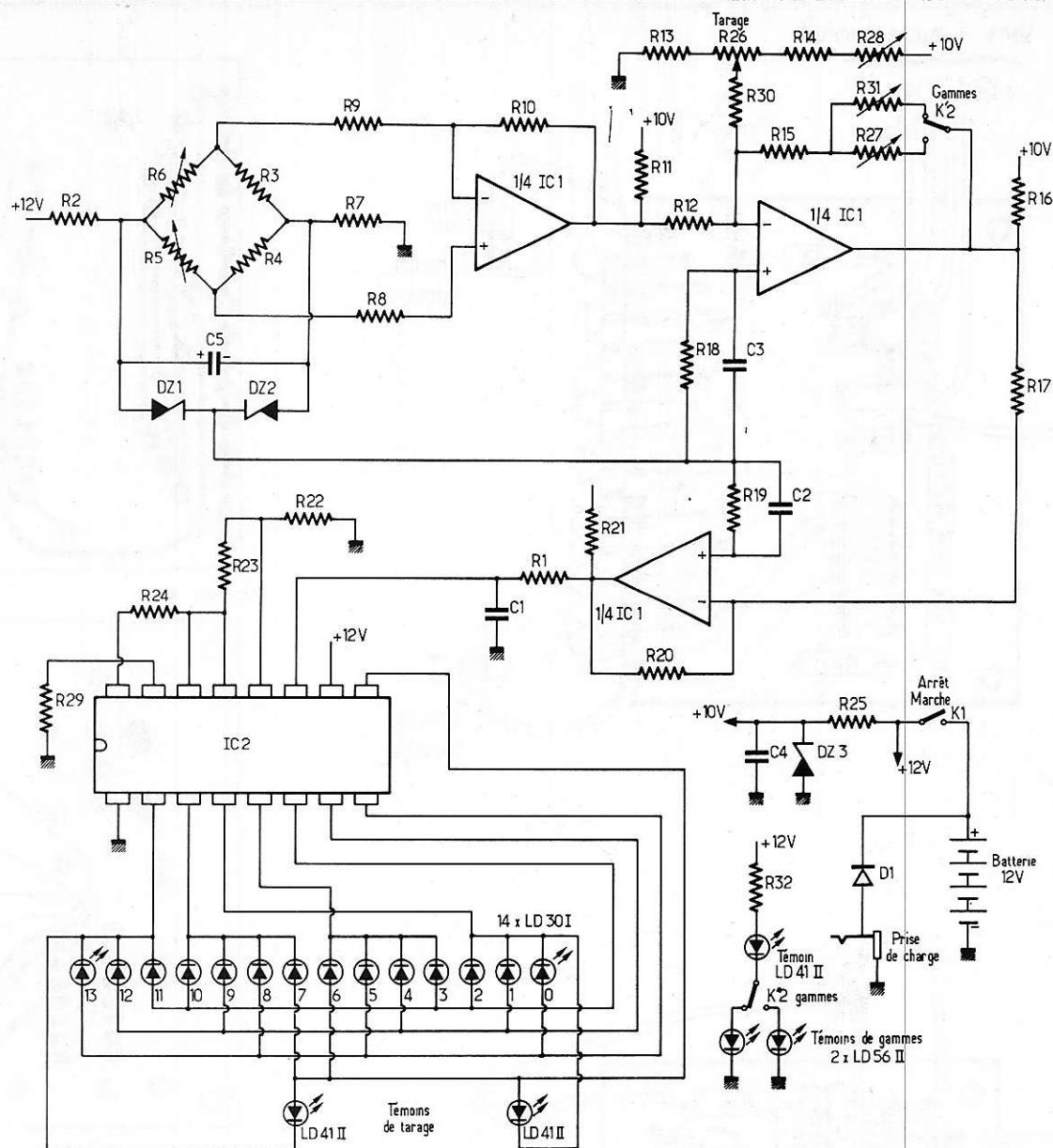


Figure 7

tandis que la seconde mesure de 100 g en 100 g jusqu'à 1,3 kg.

Le schéma général de l'appareil est donné à la **figure 7**.

Les diodes D_{Z1} et D_{Z2} stabilisent la tension aux bornes du pont des résistances R_3 , R_4 , R_5 , R_6 .

Un inverseur double circuit, $K'2$ et $K''2$ sélectionne la gamme. Ainsi, c'est soit les résistances R_{31} et R_{15} ou soit $R_{27} + R_{15}$ qui servent de résistances de contre-réaction au deuxième amplificateur opérationnel.

Le circuit intégré IC_1 est le TAA 4761 A de SIEMENS. Ce circuit intégré contient 4 amplis opérationnels. La **figure 8** donne le schéma d'un de ces circuits. La capacité de 30 pF sert à la compensation en fréquence. La **figure 9** donne le brochage de ce circuit.

La résistance R_1 et le condensateur C_1 servent à éliminer le bruit qui aurait été amplifié par IC_1 .

Le circuit IC_2 est un UAA 170. Son brochage est donné à la **figure 10**.

Les résistances R_{24} et R_{29} ont été choisies de telle façon qu'un courant de 40 mA traverse les LED.

La broche 14 fournit une tension de 5 V stabilisée.

IV) REALISATION PRATIQUE

Comme on peut le voir sur les photos, le montage tient dans un coffret TEK0 de la série 330.

La référence est 334 et de dimensions 60 x 100 x 202 mm.

Le montage est réalisé sur 2 circuits imprimés.

Le premier est un double face et sert de support à la rampe de LED et au UAA 170.

Les **figures 11, 12, 13** représentent ce circuit.

Les 2 LED extrêmes se trouvent sur le panneau avant et servent de témoins de tarage.

Le second circuit sert de support à tous les éléments de la partie amplification (**figures 14 et 15**).

Comme on peut le remarquer les résistances R_3 et R_4 sont de grande puissance afin d'obtenir une stabilité en température satisfaisante. On pourra insérer de la graisse aux silicones entre les 2 résistances afin qu'elles s'échauffent de la même façon.

La **figure 16** donne le dessin à l'échelle 1 de la partie mécanique de la balance.

La lame d'acier où l'on a collé les jauges de contraintes a les dimensions suivantes : 100 x 30 x 3 mm.

Les photos représentent le système le plus simple donné à la **figure 3**.

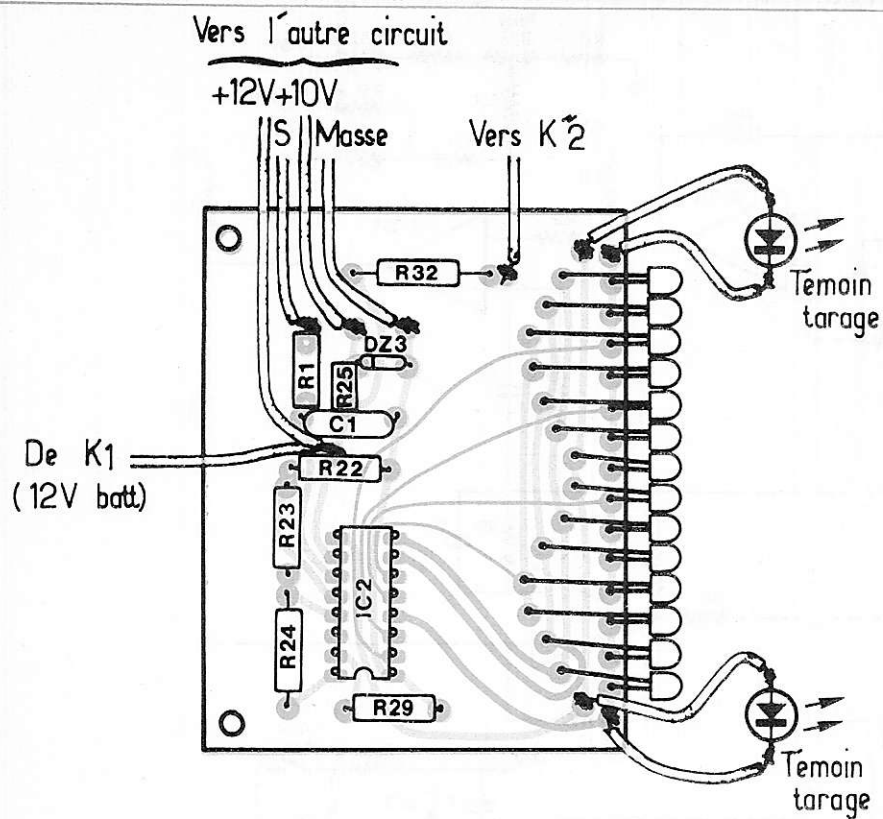


Figure 11

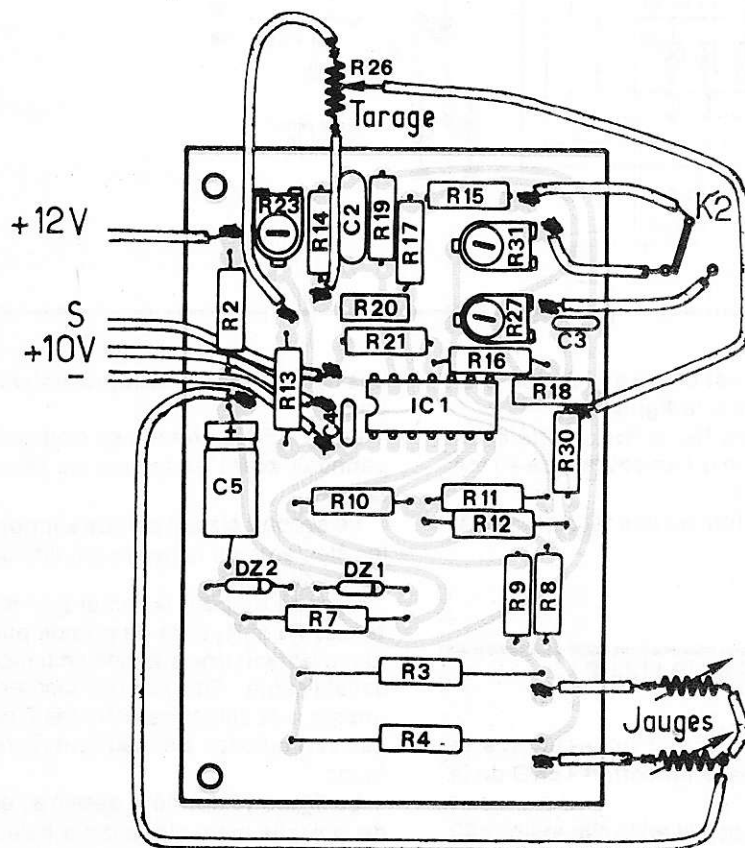


Figure 14

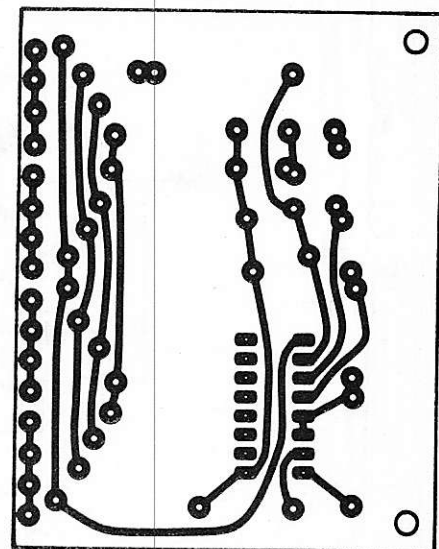


Figure 12

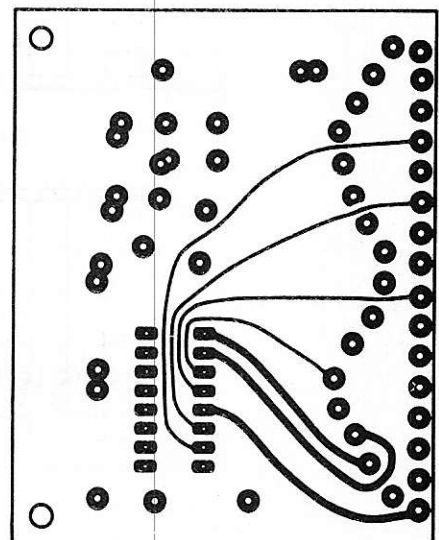


Figure 13

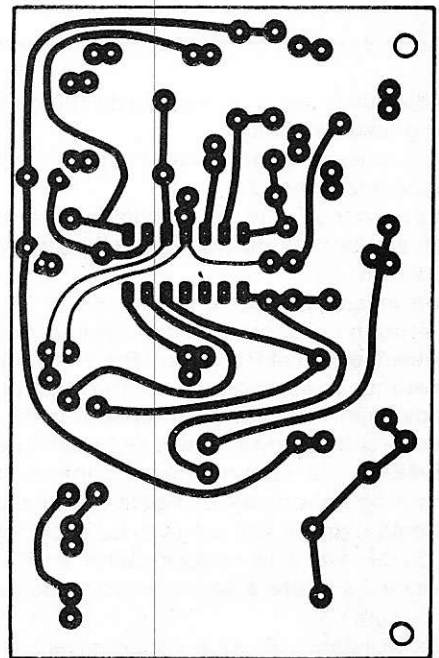
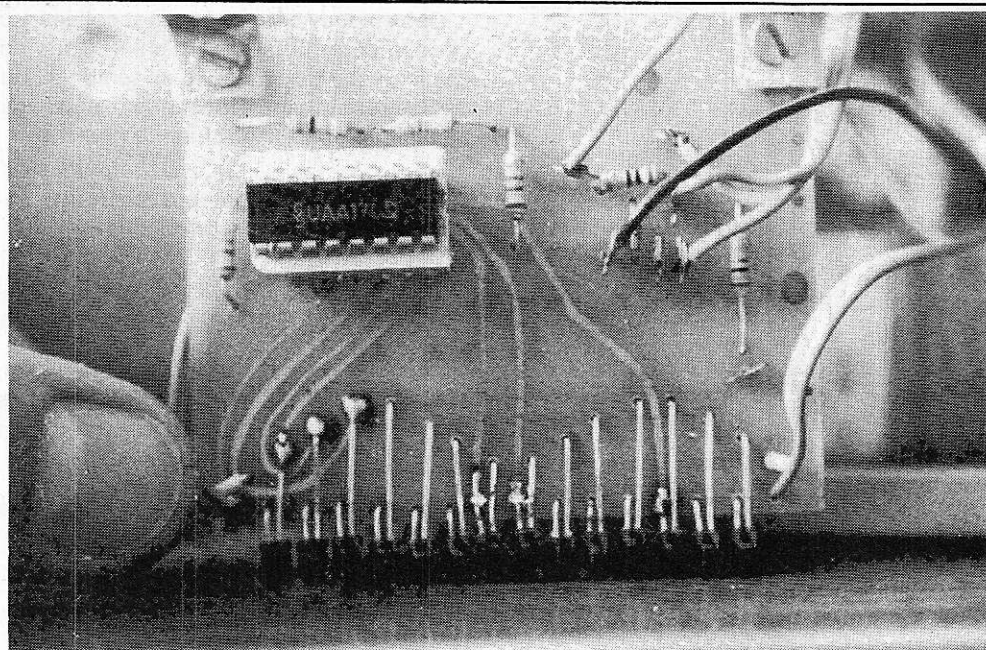
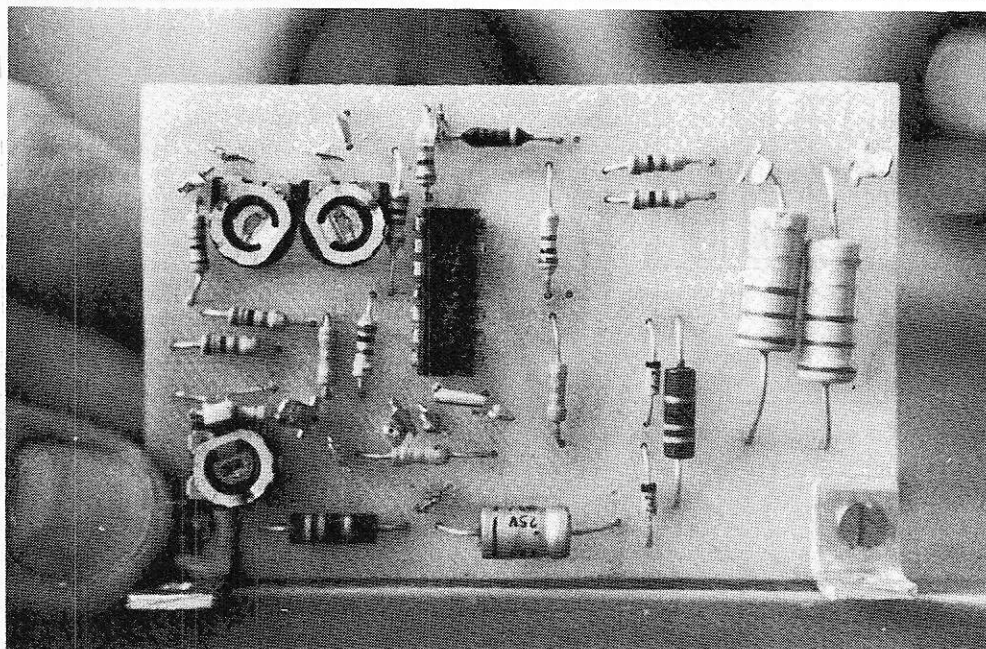


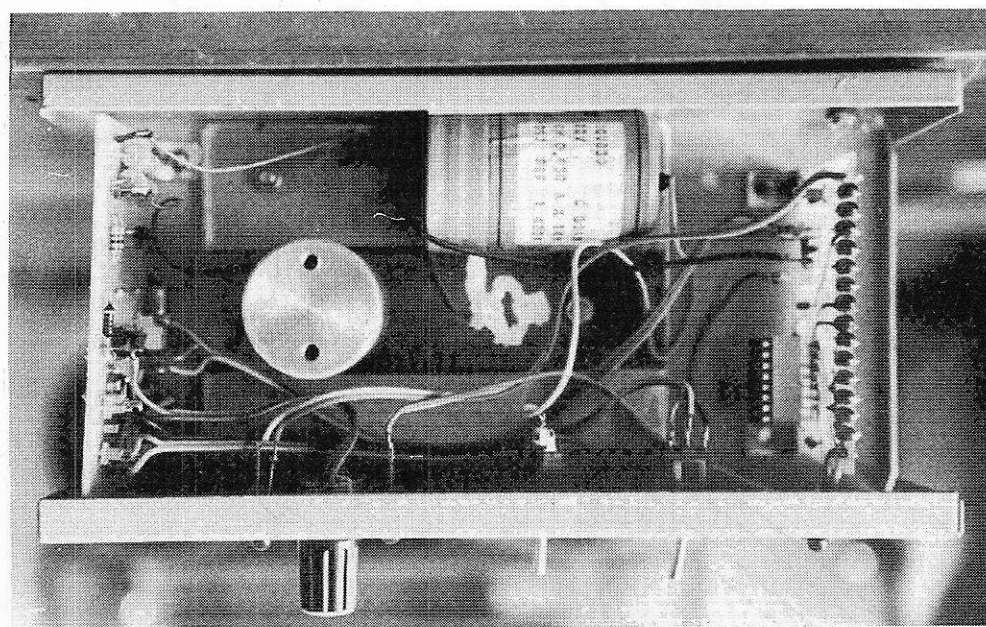
Figure 15



Le circuit imprimé d'affichage.



Le circuit imprimé d'amplification et de commande.



Les deux circuits imprimés sont fixés sur les flancs du coffret la partie mécanique occupe le centre de celui-ci.

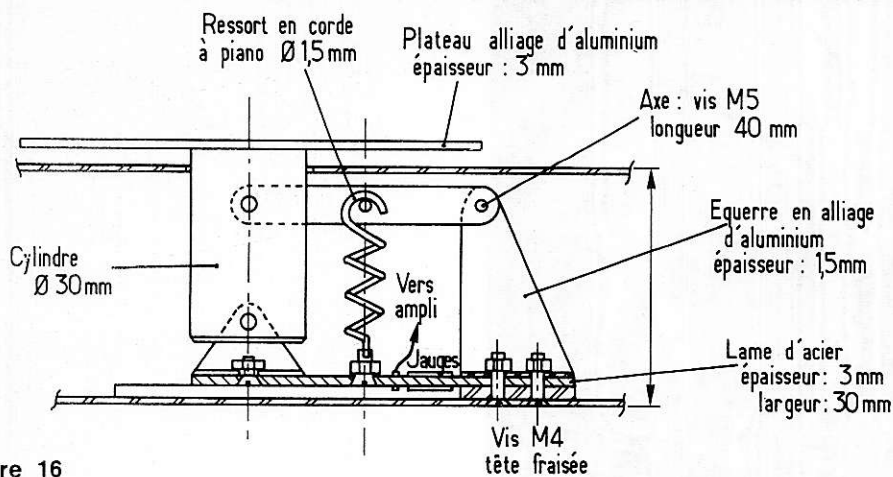


Figure 16

La balance a été ultérieurement perfectionnée en réalisant le montage de la **figure 16** qui élimine la recherche du centre de gravité des objets à peser en un endroit bien précis du plateau.

V) MONTAGE DES JAUGES DE CONTRAINTES

Les jauges utilisées ont la référence suivante : EP 08-062 AA 120, chez Vishay-Micromesures, leur résistance est de $120 \Omega \pm 0,15 \%$.

Ces jauges peuvent être avantageusement remplacées par des EP08-125 AD 120.

Ce deuxième type de jauges est moins cher car elles sont plus grandes (3 mm de long au lieu de 1,57 mm). Ce qui n'est pas gênant dans notre cas.

Les jauges peuvent être disposées de 3 façons sur la lame d'acier.

La première consiste à les placer côte à côte comme le montre la **figure 17**. Les jauges sont collées le plus près possible de l'arête du support afin d'être sollicitées avec le maximum de contraintes.

Le désavantage de ce montage réside dans sa mauvaise stabilité en température car les résistances fixes et les jauges ont rarement la même température.

Par contre, les jauges étant collées sur la lame d'acier, elles ont la même température, de même que les résistances fixes reliées par de la graisse aux silicones au point à peu près la même température.

Dans ce cas, on utilise le montage de la **figure 18** sans trop d'inconvénients. Les jauges sont collées face à face. Malgré cela, les résistances fixes n'étant pas suffisamment reliées thermiquement, on a encore une faible dérive thermique.

Si l'on ne veut aucun problème du côté température on pourra utiliser le montage de la **figure 19**.

Deux jauges côte à côte sont collées sur chaque côté de la lame d'acier. Dans ce cas il n'y a plus de dérive en température car les résistances reposent sur un corps métallique conduisant bien la chaleur.

Les jauges sont des petits circuits imprimés comme le montre la **figure 2**.

Les jauges doivent être collées fortement à la lame d'acier et bien dans son axe.

La colle sera du genre Eastman 910. Pour avoir un bon positionnement des jauges, on s'aidera d'un morceau de ruban adhésif.

On positionne la jauge sur la lame d'acier.

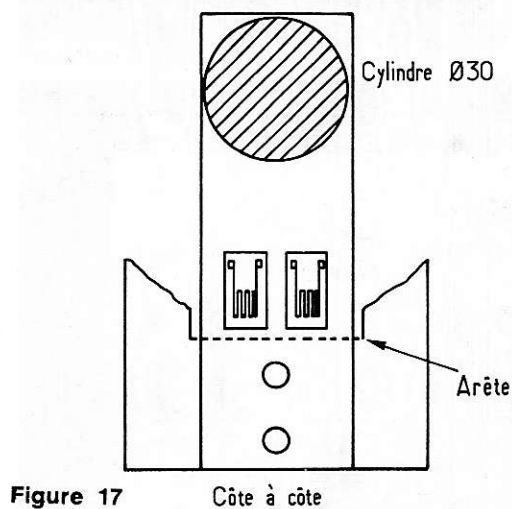


Figure 17

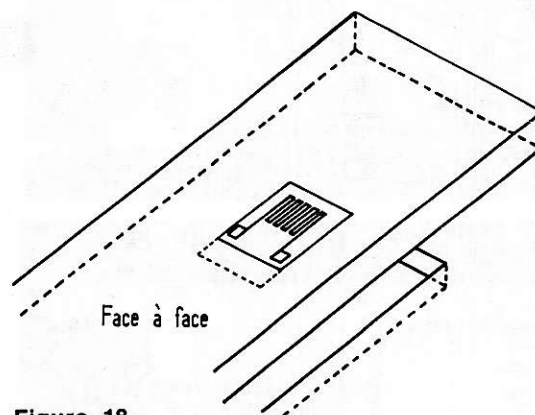
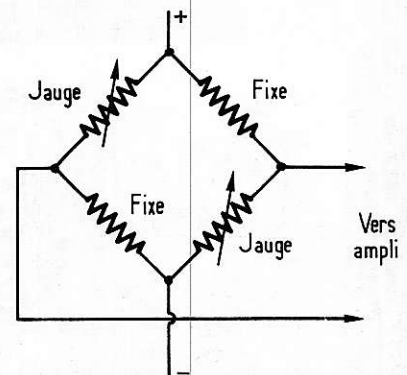


Figure 18

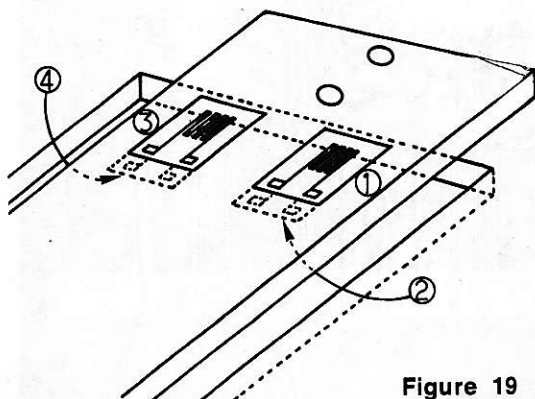
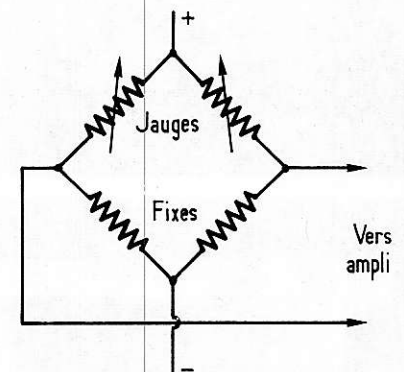
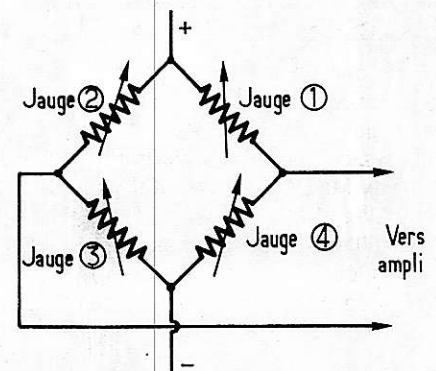


Figure 19



On colle un morceau de ruban le long de la lame et sur la jauge.

On décolle sur la moitié de la longueur le ruban afin de placer de la colle sur la lame et sous la jauge.

La jauge sera collée suivant la **figure 20**, puis sera reliée à un bornier, en forme de circuit imprimé, par du fil en zig-zag, afin d'éviter le risque de le voir se casser à cause des contraintes.

L'ensemble sera recouvert d'un mastic blanc et souple (silicones) afin de le préserver de l'oxydation et des rayures.

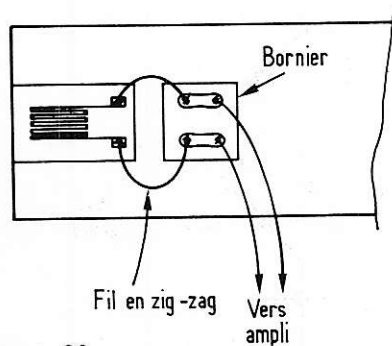
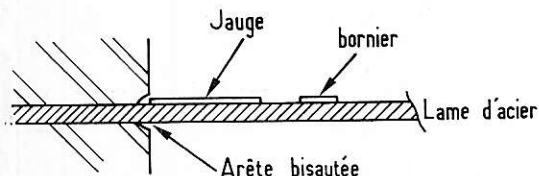


Figure 20

VI) MODE D'EMPLOI DE LA BALANCE

On règle R_{28} afin de rendre le potentiomètre R_{26} efficace.

On règle R_{26} afin que la LED « zéro » soit allumée. On étalonne la balance en réglant le gain de l'amplificateur à l'aide de R_{27} ou R_{31} .

CONCLUSION

Ce montage fort utile pour la cuisine, nous aura permis de nous familiariser avec les jauges de contraintes.

Celles-ci sont très couramment employées dans l'industrie et il en existe de toutes les formes.

Ainsi il existe des jauges circulaires qui sont collées sur une rondelle souple pour la mesure des pressions.

Le plateau est réalisé dans une tôle de duralumin, l'affichage s'effectue sur 14 diodes LED.

Nomenclature

Résistances :

(1/4 W sauf spécifications)

R_1 : 10 K Ω
 R_2 : 47 Ω 1/2 W
 R_3 : 120 Ω 3 W
 R_4 : 120 Ω 3 W
 R_5 : jauge 120 Ω
 R_6 : jauge 120 Ω
 R_7 : 47 Ω 1/2 W
 R_8 : 100 Ω
 R_9 : 100 Ω
 R_{10} : 2 K Ω
 R_{11} : 2 K Ω
 R_{12} : 470 Ω
 R_{13} : 12 K Ω
 R_{14} : 5,6 K Ω
 R_{15} : 1 K Ω
 R_{16} : 2 K Ω
 R_{17} : 100 Ω
 R_{18} : 100 Ω
 R_{19} : 100 Ω
 R_{20} : 4,7 K Ω
 R_{21} : 2 K Ω
 R_{22} : 1 K Ω
 R_{23} : 4,7 K Ω
 R_{24} : 10 K Ω
 R_{25} : 20 Ω
 R_{26} : 1 K Ω potentiomètre linéaire
 R_{27} : 22 K Ω ajustable
 R_{28} : 10 K Ω Ajustable
 R_{29} : 1 K Ω
 R_{30} : 10 K Ω
 R_{31} : 22 K Ω Ajustable
 R_{32} : 1 K Ω

Circuits Intégrés :

IC_1 : TAA 4761 A
 SIEMENS
 IC_2 : UAA 170

Diodes :

D_{z1} : 2,7 V 0,4 W
 D_{z2} : 2,7 V 0,4 W
 D_{z3} : 10 V 1,2 W (BZX83C 5,1 X 2)
 D_1 : 1N4148
 19 LED

Condensateurs :

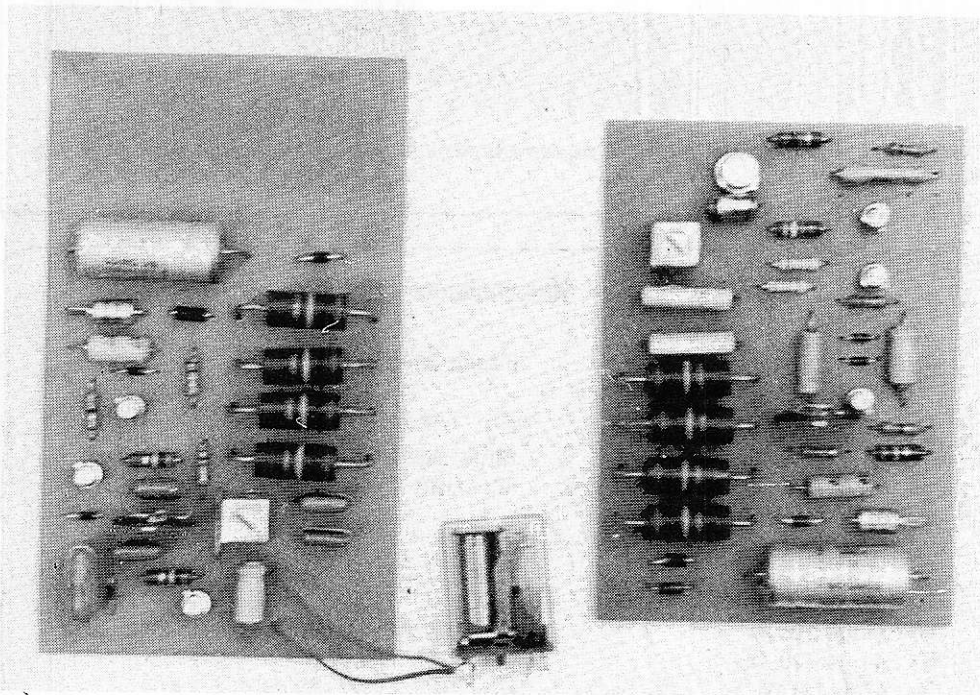
(Tous 25V minimum)
 C_1 : 22 nF
 C_2 : 1 nF
 C_3 : 1 nF
 C_4 : 22 nF
 C_5 : 22 μ F

Divers :

- Prise Jack KLB1 (Lumberg) (dans le cas d'un accu.)
- Accumulateur 500 mA/H 12 V
- Sinon piles pour obtenir 12 V
- Dans le cas de l'alimentation par Batterie, un chargeur
- Coffret TEK0 réf. 334
- 1 inverseur simple (K_1).
- 1 inverseur double (K_2).

Economiser l'énergie est depuis quelque temps considéré comme un devoir civique. Tous les moyens sont mis en œuvre pour nous persuader de réduire notre consommation, le plus efficace restant bien sûr l'augmentation naturelle ou artificielle des prix. D'une façon générale, une économie d'énergie

est obtenue par réduction des services rendus par un équipement qui en consomme : acceptation d'une température plus basse dans les habitations, limitations de vitesse sur les routes, retards dans les chemins de fer, éclairage spartiate des locaux publics, etc...



Les deux modules représentés côte à côte.

SYSTEME D'ETALEMENT de la consommation électrique

Le système que nous vous présentons aujourd'hui est capable de faire économiser de l'énergie à notre pays et de vous faire économiser à vous, lecteur, des sommes non négligeables sans diminution de service rendu. Son but est en effet d'étaler dans le temps la consommation électrique d'une habitation afin d'éviter les « pointes » exigeant la souscription d'un abonnement souvent surévalué.

POSITION DU PROBLEME :

Une simple addition montrerait facilement que la puissance totale pouvant être fournie par EDF suffit amplement pour satisfaire les besoins **moyens** du pays. Tout le problème réside dans l'existence de points et de creux dans la consommation. Pour « étaler » les pointes, EDF doit se livrer à de véritables numéros d'acrobatie, comme

certaine panne générale nous l'a suffisamment prouvé il y a peu de temps.

Durant les creux, à l'inverse, il se perd de l'énergie, car la totalité de la surproduction inévitable ne peut être écoulee. Le stockage par pompage dans les barrages permet d'en stocker une partie, quelques exportations permettent d'en écouler encore un peu, le reste devant soit être vendu à prix réduit (heures creuses) soit être

perdu. On remarquera d'ailleurs que cette perte est limitée le plus possible en augmentant jusqu'à la limite des tolérances fixées la tension distribuée, de façon à augmenter artificiellement la consommation des abonnés. (Sur une charge résistive, par exemple, la puissance est donnée par $P : U^2/R$).

Parallèlement à cet aspect « production » existe l'aspect « transport » : les lignes doivent être dimensionnées de façon à être en mesure de véhiculer la plus forte puissance pouvant être demandée, c'est-à-dire la puissance de pointe. De ce fait, les lignes travaillent le plus souvent très en dessous de leurs possibilités. Vouloir gagner sur ce coefficient de sécurité conduirait à des accidents analogues à celui évoqué plus haut.

La conséquence de ces caractéristiques d'une distribution électrique nationale est qu'EDF a mis sur pied diverses mesures de dissuasion dont le but se résume à pénaliser les abonnés susceptibles d'introduire des pointes de consommation dans leur secteur.

Autrefois, en effet, seules des mesures incitatives étaient prévues : le tarif de nuit, extrêmement avantageux, permettait une absorption partielle de la surproduction nocturne par le biais des systèmes de chauffage à accumulation, des chauffe-eau, machines à laver le linge ou la vaisselle, et éventuellement des cuisinières lorsque la cuisson de certains plats pouvait se dérouler tard dans la soirée.

Récemment, une réorganisation des tarifs est intervenue, sous l'élégant prétexte d'une simplification de la facturation : suppression des tranches, réduction (ô miracle) du prix du kilowattheure, mais, en revanche, augmentation considérable du montant de l'abonnement, surtout pour les fortes puissances installées. Simultanément, réévaluation très importante du tarif de nuit dont l'intérêt devient bien mince dans de nombreux cas.

C'est dans le cas de la résidence secondaire équipée « tout électrique » que l'impact de ces mesures est vraiment catastrophique. Un calcul simple montre en effet que la mise en service simultanée de la plupart des appareils, situation pouvant intervenir de temps à autres, représente une puissance considérable, ce qui oblige à souscrire un abonnement extrêmement coûteux. En raison de la fréquentation par définition très diluée dans le temps, la consommation moyenne reste faible, ce qui fait que le prix de l'abonnement devient prépondérant devant celui des kWh consommés.

Au niveau d'une année, il n'est pas rare, tous calculs faits, de constater un triplement de la facture, voire davantage, du fait de cette « simplification tarifaire »...

C'est à partir de ces constatations, amèrement ressenties dans notre cas personnel, que nous avons mis au point ce système, permettant de limiter les dégâts, dans toute la mesure du possible et, par voie de conséquence, d'éliminer certaines pointes de consommation tant redoutées par EDF.

II PRINCIPES GENERAUX

La marche que nous avons suivie pour démontrer qu'il y avait « quelque chose à faire » a été la suivante, et nous engageons vivement nos lecteurs à procéder aux mêmes évaluations dans leur cas personnel :

1) ESTIMATION DE LA PUISSANCE DE POINTE :

Il faut commencer par recenser tous les appareils qui, par le jeu de dispositifs automatiques (thermostats) peuvent être appelés à se mettre en marche de façon imprévisible, donc éventuellement susceptibles de fonctionner en même temps : radiateurs de chauffage, chauffe-eau, réfrigérateur, congélateur, etc...). Les puissances

de tous ces appareils seront additionnées, et le résultat sera augmenté d'une quantité correspondant à l'activité normale de l'habitation : quelques ampoules de 100 W, un téléviseur ou une chaîne HIFI, éventuellement un outil de jardin ou un robot ménager. On tiendra compte également d'une éventuelle cuisinière.

La puissance souscrite à l'EDF doit normalement être au moins égale à la puissance de pointe si une qualité de service correcte est exigée. Vouloir se contenter d'un abonnement moins coûteux entraîne tôt ou tard des disjonctions dont les conséquences peuvent être sérieuses (par exemple la nuit dans le cas d'un chauffage électrique).

2) ESTIMATION DE LA PUISSANCE MOYENNE :

Une mesure assez représentative peut être réalisée sur 24 heures. Eventuellement, on réitérera l'opération plusieurs fois et on fera la moyenne des résultats obtenus.

La mesure est extrêmement simple à entreprendre : il suffit de relever le comp-

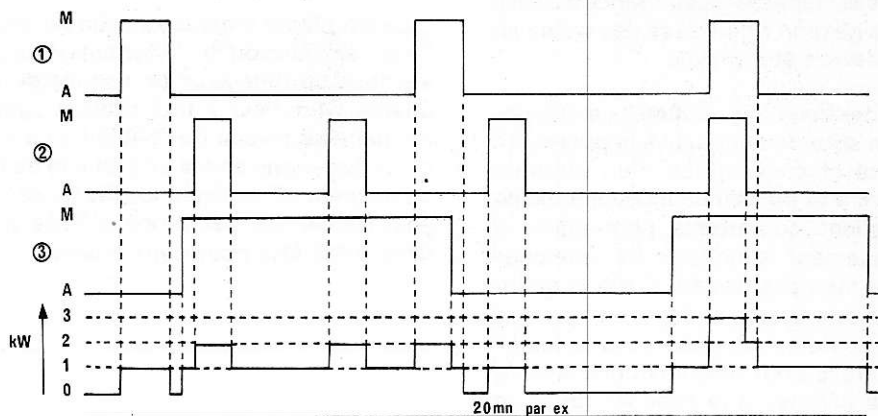


Figure 1

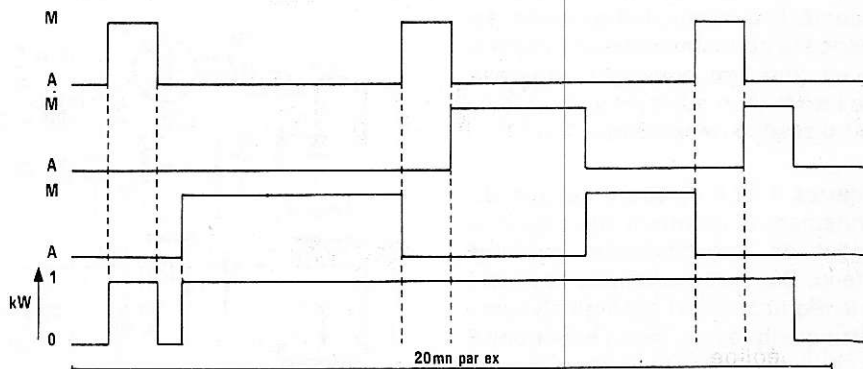


Figure 2

teur EDF à deux reprises, les deux relevés étant séparés de 24 heures. La puissance moyenne consommée par l'habitation sera donc :

$$P = \frac{\text{relevé 2} - \text{relevé 1 (kWh)}}{24}$$

Exemple :

relevé du compteur le mardi à midi :
325467 kWh

relevé du compteur le mercredi à midi :
325491 kWh

différence des relevés = consommation :

24 kWh

puissance moyenne : 1 kW = 1000 W
soit environ 5 A sous 220 V.

Cette puissance peut théoriquement être fournie par l'abonnement le plus réduit existant à l'EDF, au prix toutefois d'un fonctionnement permanent à pleine charge.

Par contre, aucun appareil ne devrait, dans ce cas, dépasser la puissance de 1000 W et une gestion rigoureuse des mises en service devrait être prévue.

Entre ces deux cas extrêmes : souscription d'un abonnement égal à la puissance de pointe et souscription d'un abonnement égal à la puissance moyenne existe un excellent compromis permettant le fonctionnement simultané de quelques appareils mais pas de tous. C'est ici qu'intervient notre système, destiné à gérer la mise en route échelonnée dans le temps des appareils pour lesquels un retard de quelques minutes à la mise en route ne cause aucune gêne à ses utilisateurs. C'est le cas, en particulier, de tous les appareils à thermostat (radiateur, chauffe-eau, réfrigérateur, congélateur, etc...).

En résumé, le système doit surveiller en permanence la consommation et interdire la mise en route de nouveaux appareils tant que l'arrêt d'un autre ne vient pas libérer la puissance nécessaire.

Les figures 1 et 2 illustrent ce type de fonctionnement et montrent clairement le nivellement de consommation pouvant être obtenu. Sur notre exemple, la précision de la régulation de l'appareil (2) semble souffrir quelque peu, mais l'expérience montre qu'en pratique, l'inconvénient n'est pas décelable si l'estimation des puissances a été correctement faite : la puissance de limitation doit en effet être un peu supérieure à la puissance moyenne consommée sur 24 heures.

III LES SOLUTIONS TECHNIQUES RETENUES :

La première étape de l'étude des circuits consiste à mettre au point un dispositif à seuil réagissant dès que la puissance consommée devient telle que la mise en service d'un gros appareil supplémentaire risquerait d'entraîner la disjonction.

En pratique, ce résultat est atteint par le biais d'une mesure de courant dès la sortie du disjoncteur. Le seuil pourra être fixé environ 5 A plus bas que le calibrage du disjoncteur (puissance de « réserve » 1 100 W).

La seconde étape consiste à transmettre cette information à tous les appareils gros consommateurs de façon à leur interdire toute mise en route s'ils sont arrêtés sans toutefois les stopper s'ils sont déjà en action. Ainsi, tout appareil se mettant en marche est assuré de pouvoir terminer son cycle normalement. En contrepartie, un retard peut être imposé à la mise sous tension lorsque des risques de surcharge existent. Une telle fonction ne nécessite qu'un détecteur de fonctionnement par mesure de courant et un circuit logique simple.

Le problème majeur se situe au niveau de la transmission de l'information en provenance du détecteur de risques de surcharge. Afin d'éviter tout câblage supplémentaire au niveau de l'habitation à équiper, nous avons choisi un système de télécommande HF utilisant les fils du secteur eux-mêmes. La fréquence utilisée a été fixée à 455 kHz pour deux raisons :

— disponibilité dans le commerce de transfo Fi bobinés pour cette fréquence (aucun bobinage à réaliser)

— cette fréquence est suffisamment élevée pour se trouver radicalement arrêtée par les enroulements du compteur. Aucune interception n'est donc à craindre entre des installations identiques en service chez deux voisins immédiats. Notons également que la transmission par onde pure, non modulée, ne crée aucune perturbation de la réception radio, même à proximité immédiate.

Il reste donc à concevoir sur ces bases deux modules distincts : un « détecteur/émetteur » et un « récepteur/bloqueur » que nous baptiserons par la suite « unité centrale » et « périphérique ». L'alimentation de ces modules peut s'envisager d'après un schéma très simple, sans transformateur, la faible puissance nécessaire autorisant un redressement direct de la tension secteur.

IV LE SCHEMA DE PRINCIPE DE L'UNITE CENTRALE :

Le schéma de la figure 3 montre le schéma adopté. L'alimentation utilise une résistance de 2,5 k Ω (10 à 12 W) pour faire chuter la tension secteur. Cette résistance est scindée en quatre résistances de 10 k Ω /3 W en parallèle pour des raisons de dissipation et de sécurité par redondance. Le redressement se fait en simple alternance, la stabilisation et le filtrage se révélant plus que suffisants grâce à une diode zener 1 W et un chimique de seulement 470 μ F.

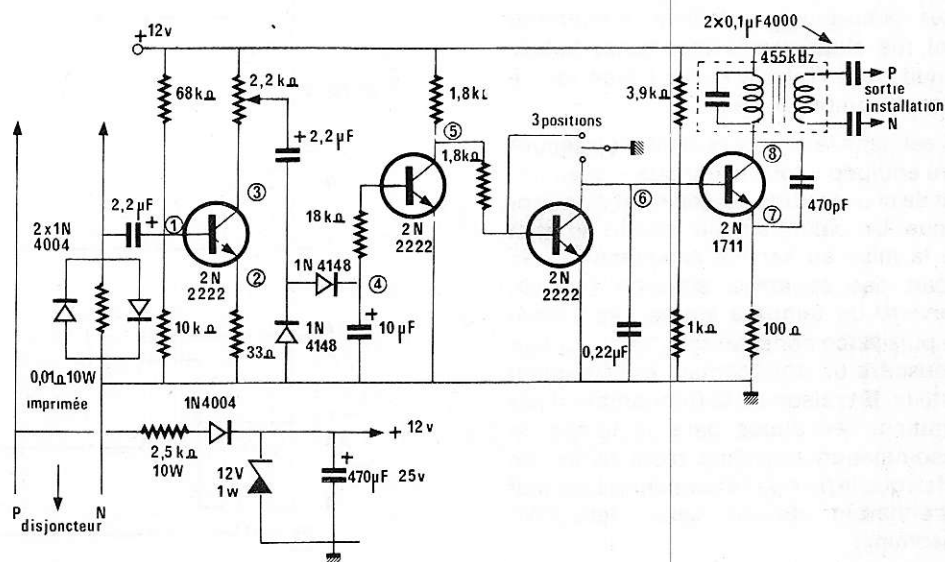


Figure 3

Figure 4

Deux condensateurs de 10 μ F 400 V assurent la liaison entre la ligne et l'enroulement de couplage d'un transfo FI 455 kHz qui travaille ainsi en élévateur de tension. Un étage amplificateur amène la tension HF ainsi extraite à un niveau permettant son redressement par des diodes silicium.

La tension continue ainsi obtenue sature le transistor de commande du relais. Ce dernier ne colle donc que lorsque l'oscillateur de l'unité centrale fonctionne. Cependant, si l'étage détecteur de courant indique que l'appareil est déjà en fonctionnement, le collage du relais est empêché.

L'appareil doit donc être alimenté à travers des contacts « fermés au repos » du relais.

VI REALISATION PRATIQUE :

Les figures 5 à 8 donnent toutes les indications nécessaires au câblage des deux types de modules. Si une seule unité centrale est à réaliser, il va de soi que l'on devra construire autant de périphériques qu'il existe d'appareils à contrôler.

Le câblage n'appelle pas de commentaire particulier, sauf en ce qui concerne les résistances de 10 k Ω 3 W. Celles-ci devant être écartées de quelques millimètres de la carte imprimée afin de ne pas surchauffer le stratifié.

Ces modules devront être montés dans des boîtiers **isolants** percés d'ouvertures de ventilation. En effet, leurs composants sont directement reliés au secteur. Toutes les précautions seront donc prises lors de la mise en service afin d'éviter tout accident.

Lors des raccordements 220 V, on se souviendra que les entrées et sorties ne sont pas interchangeables.

VII REGLAGES :

On commencera par régler les périphériques, l'unité centrale étant commutée de façon à forcer le fonctionnement de l'oscillateur (si l'oscillation ne se produisait pas, il conviendrait d'agir sur le 470 pF).

Sur chaque périphérique, on ajustera le transfo FI et le potentiomètre de sensibilité de façon à obtenir la portée voulue avec le minimum de gain possible (on pourra avantageusement vérifier à l'oscilloscope la résonance exacte du transfo FI).

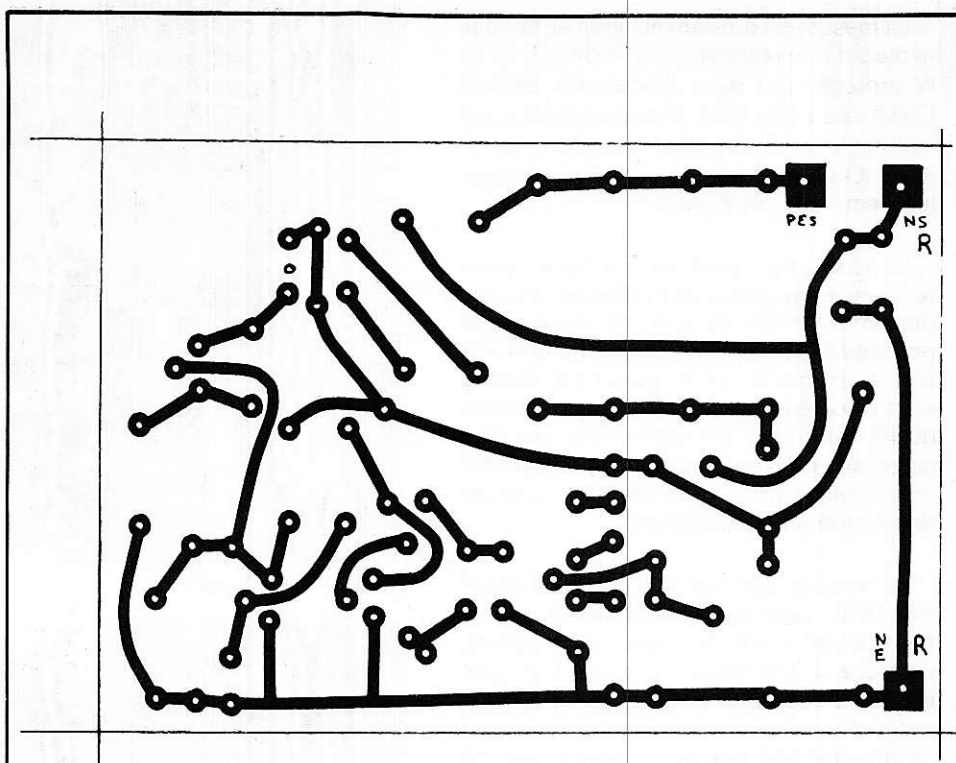


Figure 5

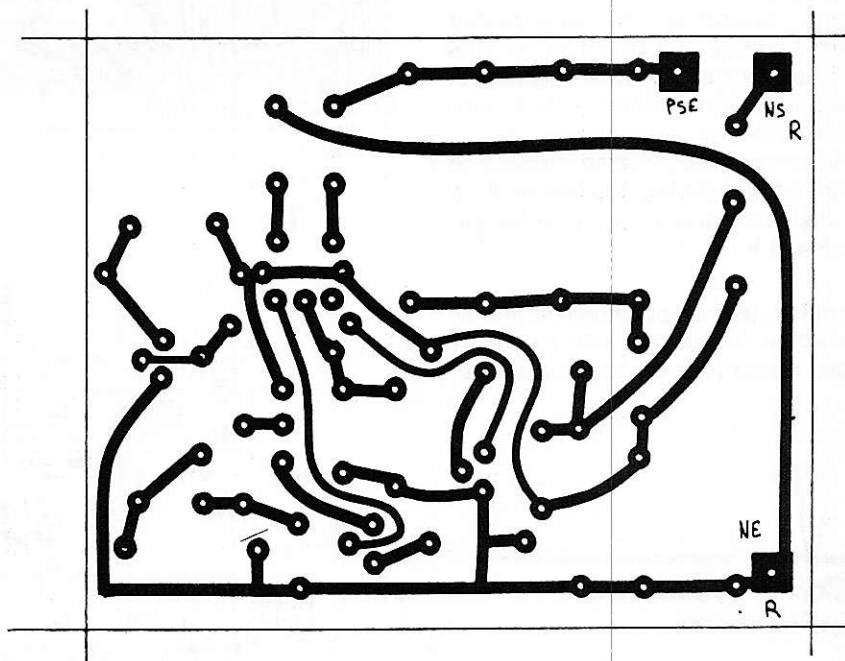


Figure 7

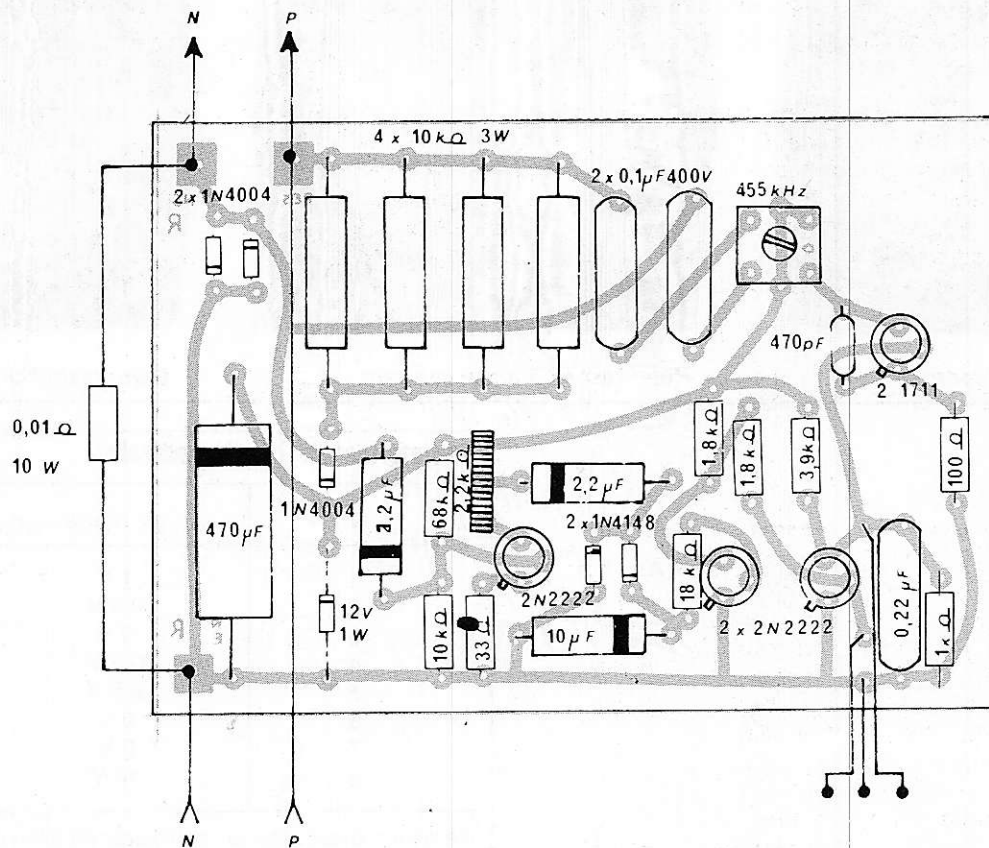


Figure 6

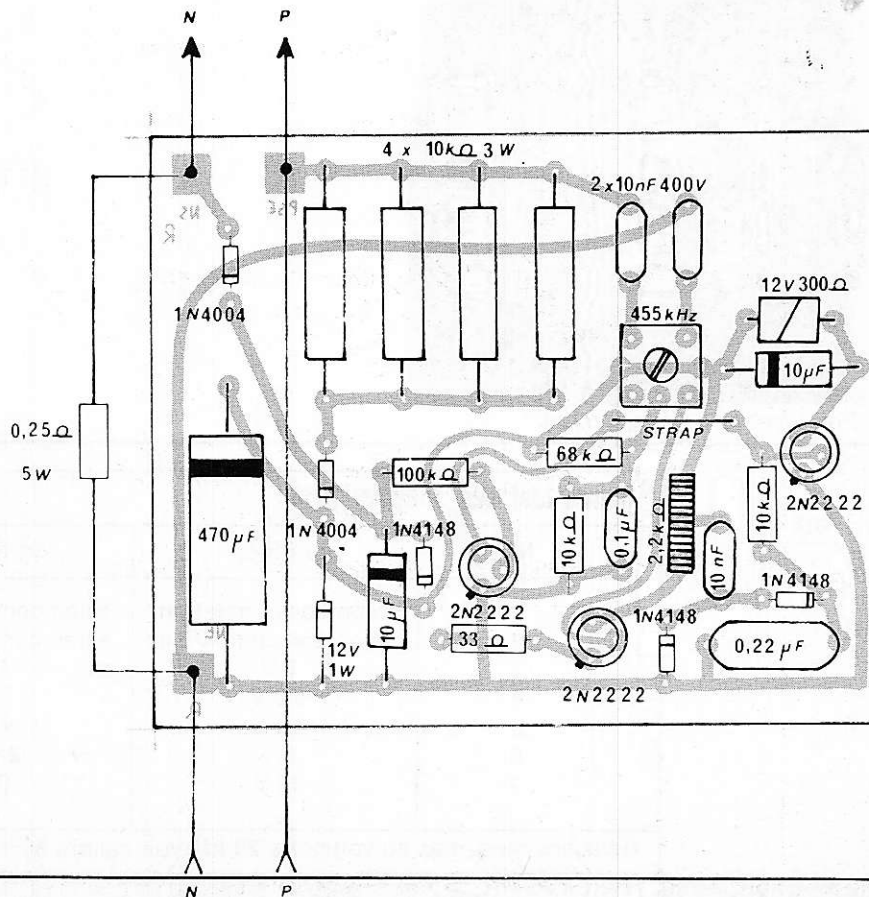
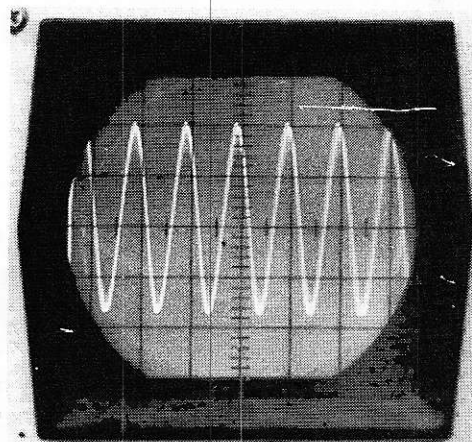
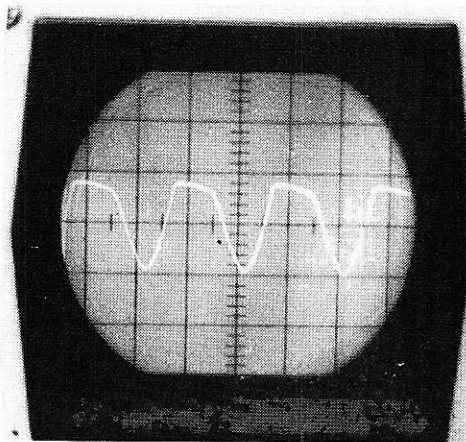
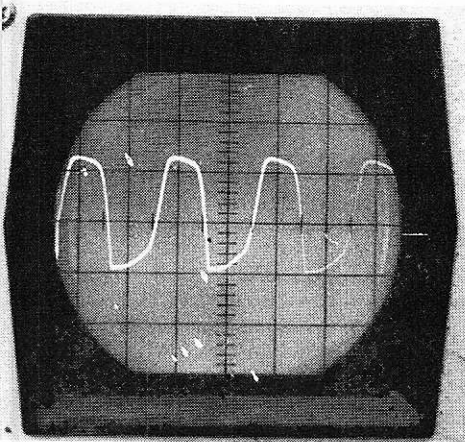


Figure 8

Résistance imprimée
0,01 Ω 10 W



Point test n° 1 unité centrale.

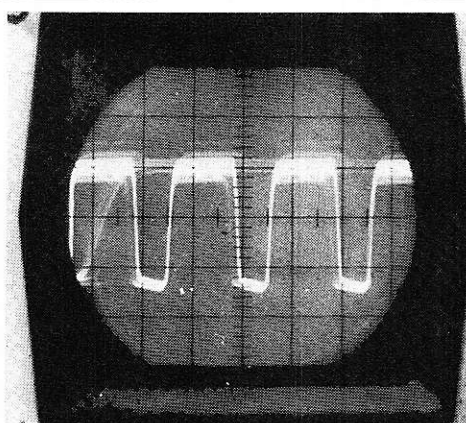
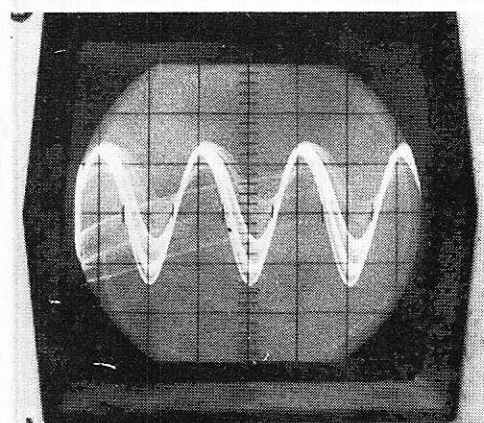
Point test n° 3 unité centrale.

Point test n° 8 unité centrale.

points test de l'unité centrale :

N°	au repos	en émission
1	1 V	1 V
2	0,5 V	0,5 V
3	0 V	5 V
4	0,5 V	1,5 V
5	6,5 V	0 V
6	0 V	2 V
7	0 V	1,5 V
8	12 V	11,5 V

(tensions mesurées au voltmètre 20 k Ω /volt calibre 50 V)



Point test n° 3 périphérique.

Point test n° 5 périphérique.

points test des périphériques :

N°	au repos	en action
1	selon consommation	selon consommation
2	selon consommation	selon consommation
3	0 V	1 V
4	0,5 V	0 V
5	1,5 V	4 V
6	0 V	2,5 V
7	12 V	0 V

(tensions mesurées au voltmètre 20 k Ω /volt calibre 50 V)

Il reste maintenant à régler le seuil de déclenchement de l'unité centrale : il faut donc faire circuler un courant correspondant au seuil choisi et agir sur le potentiomètre de façon à obtenir juste le collage des relais des périphériques. Ce réglage se fera bien sûr sur la position neutre du commutateur à 3 positions.

VIII INSTALLATION :

L'unité centrale sera intercalée dans l'installation entre la sortie du disjoncteur et le premier tableau à fusibles. En monophasé, aucun problème ne se pose. En triphasé, comme la consommation des appareils de forte puissance est à peu près identique sur chaque phase, on n'équipera que l'une des trois phases avec les montages. Il convient toutefois d'intervenir les bornes « neutre » et « phase » par rapport aux indications des plans de câblage (valables pour le monophasé) car c'est sur la phase que doivent s'opérer les mesures de courant, le neutre n'intervenant qu'à des fins d'alimentation.

Dans un tel cas, il conviendra de repérer soigneusement la phase « traitée » tant au niveau de l'unité centrale que des périphériques. A défaut, l'information HF risquerait de ne pas parvenir à certains périphériques.

Les relais équipant les périphériques seront choisis en fonction du pouvoir de coupure correspondant à l'appareil qu'ils commandent. En triphasé, trois contacts sont **indispensables**, même si seulement une phase traverse le périphérique. En monophasé, deux contacts sont conseillés, mais un seul peut suffire.

IX EXPLOITATION DU SYSTEME :

Les appareils automatiques à thermostats équipés d'un périphérique seront utilisés normalement. Les appareils à commande manuelle (lave vaisselle, machines à laver automatiques, etc...) seront mis sur la position « marche » sans précaution particulière. Si leur démarrage n'intervient pas immédiatement, il se produira dès que les conditions le permettront, sans intervention aucune.

La seule précaution à prendre se situe au niveau de la mise en service de toute l'installation (arrivée en week-end par exemple) lorsque le disjoncteur est hors service : il est nécessaire de s'assurer que tous les appareils sont sur arrêt avant de mettre l'installation sous tension. Après

quoi, on mettra en route manuellement les appareils prioritaires (chauffe-eau, radiateur de la pièce principale) et en second lieu les autres. Ceux-ci ne démarreront (automatiquement) que lorsque les prioritaires auront terminé leur office.

Sans cette précaution, en effet, le démarrage simultané de tous les appareils ne laisserait pas au système le temps de réagir et une disjonction risquerait d'intervenir.

Rappelons enfin que la commande manuelle prévue au niveau de l'unité centrale (inverseur à 3 positions) permet à tout instant une neutralisation complète du système ou une interdiction générale de mise en marche des appareils dans le cas d'une consommation exceptionnelle : poste de soudure à l'arc, matériel de jardin, etc...

X CONCLUSION :

Bien que d'un prix de revient très réduit, cet appareillage permet de bénéficier presque normalement des facilités du « tout électrique » dans les cas où la puissance souscrite au compteur ne permet pas normalement ce confort. Si les caractéristiques de l'abonnement et celles du système sont correctement déterminées, cet avantage ne s'accompagne d'aucune réduction décelable des services rendus. D'importantes économies peuvent toutefois être réalisées au niveau du montant de l'abonnement. Par ailleurs, la généralisation de systèmes similaires pourrait contribuer à atténuer les pointes de consommation lourdes de conséquences sur le bilan énergétique du pays.

Patrick GUEULLE

NOMENCLATURE :

UNITE CENTRALE :

Semi-conducteurs :

3 x 2N2222 ou BC 107 B
1 x 2N1711
3 x 1N4004
1 x zener 12 V 1 W
2 x 1N4148

Résistances 5 % 1-4 W :

1 x 33 Ω
1 x 100 Ω
1 x 1 k Ω
2 x 1,8 k Ω
1 x 3,9 k Ω
1 x 10 k Ω
1 x 18 k Ω
1 x 68 k Ω

Condensateurs :

1 x 470 μ F 25 V
1 x 10 μ F 25 V
2 x 2,2 μ F 25 V
1 x 0,22 μ F 63 V
2 x 0,1 μ F 400 V
1 x 470 pF 63 V

Divers :

1 potentiomètre ajustable 2,2 k Ω
4 résistances 10 k Ω 3 W
1 résistance 0,01 Ω 10 W environ (voir texte)
1 transfo FI 455 kHz 10 x 10 mm
1 inverseur 3 positions
1 circuit imprimé
1 boîtier isolant

PERIPHERIQUES :

Semi-conducteurs :

3 x 2N2222 ou BC107B
2 x 1N4004
1 x zener 12 V 1 W
3 x 1N4148

Résistances 5% 1-W :

1 x 33 Ω
2 x 10 k Ω
1 x 68 k Ω
1 x 100 k Ω

Condensateurs :

1 x 470 μ F 25 V
2 x 10 μ F 25 V
1 x 0,22 μ F 63 V
1 x 0,1 μ F 63 V
3 x 10 nF 400 V

Divers :

1 potentiomètre ajustable 2,2 k Ω
4 résistances 10 k Ω 3 W
1 résistance 0,25 Ω 5 W imprimée (voir texte)
1 transfo FI 455 kHz 10 x 10 mm
1 relais 12 V 300 Ω environ (voir texte)
1 circuit imprimé
1 boîtier isolant

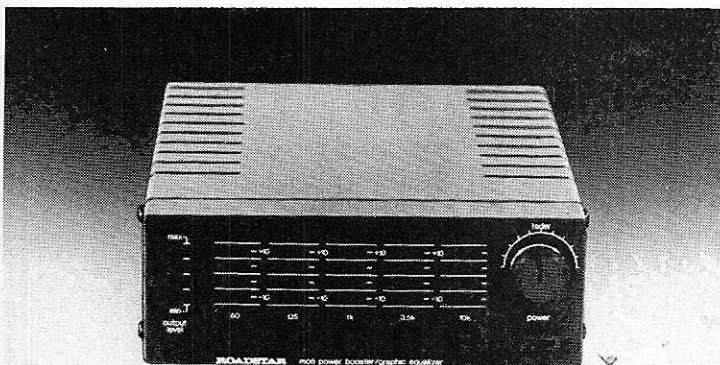
NOUVEAUTES... INFO...

GAMME ROADSTAR 79/80 :

De nombreuses nouveautés présentées à Equip'Auto 79.

Forte de plus de 50 produits et accessoires, la nouvelle gamme d'autoradios, lecteurs, ampli-boosters, égaliseurs, enceintes et haut-parleurs de ROADSTAR comporte des nouveautés très originales. L'électronique de plus en plus présente dans l'acoustique, a permis de réaliser de nouveaux perfectionnements techniques comme le démontrent ces 5 produits :

RS 79 : AMPLI BOOSTER avec EQUALIZER GRAPHIQUE incorporé à 5 curseurs, permettant un contrôle de l'image sonore, affichage LED de la courbe de réponse, puissance de sortie 4 x 15 W, Balance pour contrôler le nouveau du son des enceintes avant et arrière, vu-mètre pour la puissance de sortie réelle.



ROADSTAR
AMPLI BOOSTER AVEC EQUALIZER GRAPHIQUE INCORPORE A 5 CURSEURS
A AFFICHAGE LED DE LA COURBE DE REPONSE. RS 79

RS 2740 : AUTO RADIO GO/PO/IFM STEREO avec lecteur de cassette stéréo système auto reverse — système IAC et AFC bobinage/rembobinage rapides, verrouillables décodeur stéréo, nouvelles normes DIN, l'espacement des axes des boutons de commande est réglable anti-wow mécanisme anti-jam mécanisme.

RS 72 : CHAMBRE à ECHO,

On peut maintenant obtenir dans une voiture la même acoustique que dans les grandes églises ou cathédrales avec le nouvel adaptateur RS 72. L'appareil, pas plus gros que 2 étuis à cigarettes, se branche facilement entre la source musicale et les hauts-parleurs, donnant une nette amélioration du son en voiture.



ROADSTAR
CHAMBRE A ECHO
TAILLE EQUIVALENTE A CELLE DE 2 ETUIS A CIGARETTES. RS 72

RS 2040 : AUTO RADIO GO/PO/IFM STEREO avec lecteur de cassette stéréo auto stop, IAC — , décodeur stéréo, bobinage rapide, anti wow mécanisme, anti jam mécanisme, l'espacement des axes des boutons de commande est réglable.

RS1640 : TUNER STEREO avec GO/PO/IFM STEREO, peut être branché à des amplis RS 57/58/65, de puissance, différente, affichage LED de longueur d'onde, IAC, loudness, décodeur stéréo, muting, AFC, contrôle séparé des basses et aigus, peut être branché en même temps qu'un lecteur de cassette hifi, sur le même ampli en utilisant l'adaptateur ROADSTAR RS 10 et peut être mis dans un rack horizontalement ou verticalement ROADSTAR RS 20 ou 25.

JEU VIDEO OC 2000 + CASSETTE HOBBY COMPUTER = MICROORDINATEUR

Voici qu'apparaît sur le marché un nouvel Hobby Computer fabriqué par la société OCCITANE D'ELECTRONIQUE sous forme de module connecté sur une console de jeu vidéo programmable : L'OC 2000. L'ensemble constitue un véritable petit ordinateur.

En effet, le système branché sur une télévision couleur permet de programmer et de créer soi-même ses jeux en couleur. Seule l'imagination et la capacité limitent ce système, quoique la capacité disponible soit presque aussi importante que pour les cassettes de jeu de balles, de batailles de chars, de courses de voitures ou de jeux de cartes, ect... de L'OC 2000. La programmation du HOBBY COMPUTER se fait en code machine sur le jeu d'instruction du microprocesseur 2650 de Signetics. Les programmes réalisés peuvent être sauvegardés sur bande magnétique grâce un inter face magnétophone inclus

dans le HOBBY COMPUTER. Un cordon de liaison est livré avec la cassette. Tout magnétophone du commerce de bonne qualité peut être utilisé.

STRUCTURE INTERNE ET CAPACITE.

La structure du HOBBY COMPUTER repose sur une unité centrale (le microprocesseur 2650), un interface vidéo programmable (PVI), une mémoire morte (ROM) contenant le programme MONITEUR et une mémoire vive (RAM) pour stocker le programme utilisateur le clavier composé par les 2 commandes et le clavier central comprend 28 touches plus la touche de retour au programme moniteur (RESET). (voir schéma bloc).

1) Le 2650

C'est un microprocesseur 8 bits avec un bus d'adresse de 15 bits, seuls 13 bits d'adresse sont utilisés dans la version OC 2000 - HOBBY COMPUTER. Le 2650 utilise une horloge monophasée à la fréquence de 0,8875 MHZ. Son jeu d'instruction possède 75 instructions, 8 modes d'adressage possibles et 7 registres généraux de 8 bits.